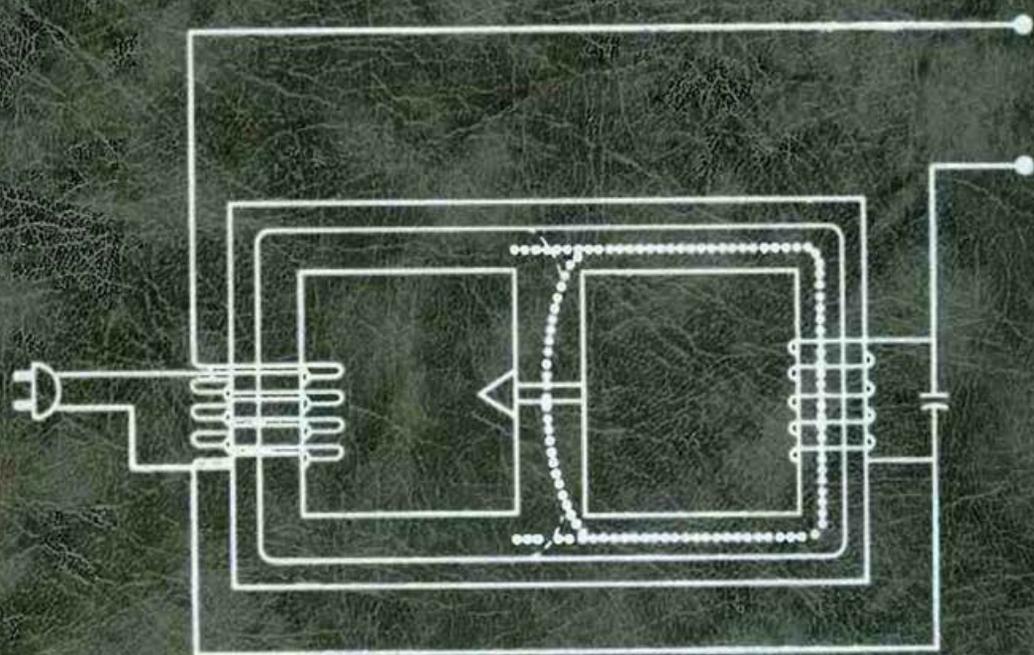


Ирвинг М. Готтлиб

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Инверторы. Конверторы.
Линейные и импульсные
стабилизаторы.



Ирвинг М.Готтлиб

**ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ.
ИНВЕРТОРЫ, КОНВЕРТОРЫ,
ЛИНЕЙНЫЕ И ИМПУЛЬСНЫЕ
СТАБИЛИЗАТОРЫ**

Перевод с английского А.Л. Ларина под редакцией С.А. Лужанского

**ПОСТМАРКЕТ
МОСКВА**

И.М.Готтлиб

Источники питания. Инверторы, конверторы, линейные и импульсные стабилизаторы. Москва: Постмаркет, 2002. – 544 с.

Практическое руководство для подготовленного читателя при создании или эксплуатации различных вариантов источников питания. Подробно рассмотрено применение новейших полупроводниковых силовых приборов. Рассмотрены и простейшие источники питания, и логически сложные современные системы. Последние оказываются простыми в реализации при использовании перспективных интегральных схем.

Руководство может быть использовано и как настольная книга разработчиков аппаратуры, и как учебное пособие для студентов и аспирантов электротехнических и радиоэлектронных специальностей.

Power Supplies, Switching Regulators, Inverters, and Converters

2nd Edition

Irving M. Gottlieb

TAB Books

Division of McGraw-Hill

New York San Francisco Washington, D.C. Auckland Bogota
Caracas Lisbon London Madrid Mexico City Milan
Montreal New Delhi San Juan Singapore
Sydney Tokyo Toronto

© 1994 McGraw-Hill

© 2000 Перевод на русский язык
ЗАО «Предприятие Постмаркет»

ISBN 5-901095-05-7

Предисловие

Для функционирования большинства электронных устройств требуются источники электрической энергии, общее название которых — *источники питания*. Источниками питания могут быть электрическая сеть, выпрямители, стабилизаторы, инверторы, преобразователи, аккумуляторы, солнечные батареи, а также генераторы постоянного и переменного тока. В этой книге внимание сосредоточено, прежде всего, на источниках постоянного и переменного тока, указанных в заглавии. Немного поразмыслив можно придти к выводу, что они — «близкие родственники», у которых многих общих черт.

Возможно самым важным общим свойством всех источников питания, в том числе импульсных стабилизаторов, инверторов, и преобразователей является применение в них полупроводниковых приборов. Кроме того, «мозгом» перспективных источников питания в большей степени, чем когда-либо, служат интегральные микросхемы. Интересно отметить, также, что логически сложные современные системы и сложные разработки не обязательно оказываются сложными в реализации. Часто одной микросхемы управления достаточно для выполнения несметного числа функций, реализация которых раньше потребовалось бы множество дискретных компонентов.

В то же время методы, применявшиеся главным образом в прошлом, и сегодня остаются полезными. Происходит это потому, что во многих приложениях можно ограничиться относительно простыми источниками питания, и не всегда необходимы высокая стабилизация и наличие блока сигнализации о неисправностях, для реализации которых нужна управляющая интегральная схема. По этой причине в книге рассматриваются как простейшие источники питания, так и сложные системы, берущие свое начало из примитивных схем.

Анализ работы источников постоянного и переменного тока действительно стал самостоятельным направлением в электронике. Автор благодарен за помощь многим фирмам. Сотрудничество с ними позволяет надеяться, что содержание этой книги будет интересно и принесет пользу проектировщикам и конструкторам, а также тем, для кого экспериментирование в области электроники является всего лишь увлечением.

*Ирвинг М. Готтлиб
Редвуд, Калифорния*

Содержание

Часть 1

Инверторы и преобразователи	11
Глава 1. Краткий обзор	12
Определение инвертора	14
Определение преобразователя	14
Механические инверторы и преобразователи	15
Вибрационный источник питания	16
Усилитель с модуляцией и демодуляцией	20
Генераторы с обратной связью	24
RC и L/R релаксационные генераторы	26
Тиратронный инвертор	30
Полупроводниковые инверторы и преобразователи	33
Другие схемы и методы	36
Асимметричный инвертор с симметричной формой колебаний ...	38
Глава 2. Теория	40
Теория работы генератора с насыщаемым сердечником	40
Другие варианты схемы	43
Частота колебаний инвертора с насыщаемым сердечником	45
Важность уравнения для частоты колебаний	47
Варианты уравнения для частоты колебаний	47
Детальный анализ формы колебаний	48
Двухтрансформаторный инвертор	53
Двухтрансформаторный инвертор с обратной связью по току	54
Инвертор с комплементарными транзисторами	55
Однотранзисторные схемы	56
Однотрансформаторные, последовательно соединенные инверторы	60
Мостовые инверторы	61
Мостовой инвертор с комплементарными транзисторами	62
Инверторы с внешним возбуждением	63
Глава 3. Конструктивные решения инверторов и преобразователей	68
Запуск инверторов с насыщаемым сердечником	68
Управление инверторами и преобразователями с помощью специализированных ИС	75
Управляемый широтно-импульсный модулятор SG2524 (фирма SiliconGeneral)	79
Трансформатор для инвертора с насыщаемым сердечником	82
Расчет трансформатора	85

Выбор сердечника	88
Диаметр провода.....	89
Первичная обмотка	89
Вторичная обмотка.....	92
Обмотка обратной связи	92
Поправочный коэффициент	93
Размер сердечника	93
Потери в меди	94
Число витков.....	95
Площадь окна	97
Полные потери	98
Расчет трансформатора с применением номограмм.....	98
Выбор мощных транзисторов.....	103
Глава 4. Применение транзисторных инверторов и преобразователей	109
Простой инвертор, работающий на частоте 60 Гц	109
Надежный инвертор, работающий на частоте 60 Гц	110
Универсальный 120-ваттный инвертор.....	112
100-ваттный двухтрансформаторный инвертор.....	113
Инвертор с низким входным напряжением	116
Инвертор для бесколлекторных двигателей постоянного тока.....	118
225-ваттный преобразователь сетевого напряжения в напряжение 15 вольт	119
500-ваттный стабилизированный преобразователь.....	123
Преобразователь обратного хода с внешним возбуждением	127
Бесконтактное зажигание на основе инвертора обратного хода	129
Фотовспышка с зарядом конденсатора, использующая инвертор с внешним возбуждением.....	133
750-ваттный инвертор.....	137
Инвертор с цифровым управлением ШИМ	144
Схема кадровой развертки телевизора.....	150
Мощный МОП-транзистор	151
Использование усилителя звуковой частоты в качестве инвертора с внешним возбуждением.....	155
Глава 5. Применение тиристорных инверторов и преобразователей	160
Замена тиратрона тиристором	161
Бестрансформаторный источник постоянного напряжения.....	162
Параллельный тиристорный инвертор с внешним возбуждением	163
Система зажигания, использующая разряды конденсатора, с тиристорным переключателем.....	165
Тиристорный последовательный инвертор в индукционной плите	167

Тиристорная система горизонтальной развертки телевизоров.....	170
Проблесковая лампа с регулируемым временем свечения и паузы	177
Проблесковая лампа, использующая тиристор с управляемым выключением	179
Схема «бегущий огонь» с независимыми задержками в каскадах	180
Тиристорный инвертор синусоидальных колебаний	183
1-киловаттный инвертор синусоидальных колебаний с частотой 1кГц.....	185
Преобразователь частоты с логическим управлением	187
Тиристоры с управляемым выключением (GTO-тиристоры) в инверторах	193
Тиристорный стабилизатор напряжения для цветного телевизора	195
Термостат, использующий метод переключения при нулевом напряжении	197
Стабилизация частоты вращения двигателя с помощью фазового управления	199
Стабилизатор частоты вращения двигателя с двухполупериодным управлением	201
Использование импульсного источника питания для регулирования частоты вращения.....	202
Стабилизатор переменного напряжения с фазовым управлением.....	204
Тиристорные инверторы и преобразователи	206
Тиристорный инвертор, выдерживающий изменение нагрузки в широких пределах	208
Симистор в инверторах	211
Альтернативный метод стабилизации переменного напряжения	213
Управление мощностью переменного напряжения путем импульсной модуляции в схеме со встречно-параллельным включением тиристоров	216

Часть 2

Импульсные источники питания	219
Глава 6. Краткий обзор	220
Определение источника питания	220
Определение импульсного источника питания	222
Коммутатор лучше, чем реостат.....	224
Принцип преобразования энергии	227
Регулируемый импульсный источник питания	231
Глава 7. Теория	232
Регулируемый импульсный источник питания	231

Простой импульсный стабилизатор	231
Лучшее из двух методов	235
Автоколебательный импульсный стабилизатор	236
Импульсный стабилизатор с внешним возбуждением	237
Стабилизатор с широтно-импульсной модуляцией и фиксированной частотой	238
Стабилизатор с постоянной длительностью импульсов и изменяемой частотой	239
Параллельный импульсный стабилизатор	240
Получение импульсов переменной длительности	242
Глава 8. Импульсные источники питания	245
Импульсные источники с питанием от сети переменного тока	245
Инвертор со стабилизацией напряжения	246
Двухполупериодный тиристорный стабилизатор	248
Импульсные симисторные стабилизаторы	251
Преобразование линейного стабилизатора в импульсный	253
Стабилизация тока	254
Глава 9. Шумы	257
Методы уменьшения шума	259
Возникновение шума в тиристорных цепях	261
Источники электрических шумов	264
Источники акустических шумов	267
Глава 10. Коммутация переменного напряжения	268
Однополупериодный диодный выпрямитель	268
Стабилизация	269
Коэффициент полезного действия при преобразовании	270
Тиристорный коммутатор	271
Симисторный коммутатор	273
Коммутатор, срабатывающий в момент пересечения напряжением нуля	274
Глава 11. Коммутация постоянного напряжения	276
LC-фильтры и фиксирующие диоды	276
Коммутация и стабилизация напряжения	278
Ток в катушке индуктивности	280
Коммутатор или трансформатор?	283
Типичная ошибка при использовании трансформаторов связи	286
Глава 12. Пассивные компоненты импульсных источников питания	289
Конденсатор выходного фильтра	290
Эквивалентная схема конденсатора	291
Интерпретация полного сопротивления и фазы	293
Оценка последовательного эквивалентного сопротивления	294
Коэффициент пульсаций тока	295

Выбор конденсатора	296
Катушка индуктивности	298
Материал и форма сердечников	299
Глава 13. Традиционные полупроводниковые коммутирующие компоненты	301
Переключающие транзисторы	301
Общие характеристики транзисторов	303
Обсуждение процесса переключения	306
Диоды	310
Поведение реального диода	310
Анализ процесса переключения	312
Сравнение диодов с диффузией золота и диодов Шотки	314
Тиристоры	315
Процесс переключения в тиристорах	317
Вольт-амперные характеристики	320
Тиристоры и симисторы	323
Оптроны	326
Глава 14. Источники опорного напряжения и компараторы	330
Источники опорного напряжения	330
Полевой транзистор — источник постоянного тока	333
Синтезированный низковольтный источник опорного напряжения	336
Компаратор и усилитель сигнала ошибки	339
Два режима работы компараторов	341
Соображения по поводу выбора компаратора	342
Примеры схем, используемых для посторения источников питания	346
Линейный стабилизатор	350
Глава 15. Схемы импульсных стабилизаторов	356
Автоколебательный импульсный стабилизатор напряжения	356
Стабилизатор, синхронизируемый внешним сигналом	360
Методы заземления и расположение компонентов	361
Повышение напряжения в схеме параллельной коммутации	363
Защита импульсных транзисторов	366
Глава 16. Схемы выпрямителей	378
Синхронное детектирование	381
Подводные камни	385
Умножители напряжения	385
Особенности выпрямителей для инверторов и стабилизаторов	392
Глава 17. Применение импульсных источников питания	393
Общие рекомендации	393

Стабилизаторы, использующие параллельную комутацию	394
Инверторы и преобразователи	395
Импульсный источник питания, использующий линейный стабилизатор напряжения	395
Импульсные стабилизаторы отрицательного напряжения	399
Методы защиты	401
Комбинация линейных и импульсных методов	403
Простой импульсный стабилизатор	405
Автоматическая защита импульсных стабилизаторов	407
100-ваттный импульсный стабилизатор с параллельной коммутацией	409
Высоковольтный импульсный стабилизатор	411
1000-ваттный импульсный стабилизатор полностью на дискретных компонентах	412
5-киловаттный импульсный стабилизатор	414
Улучшение импульсных стабилизаторов	416
Основные принципы демпфирования	419
Шунтирующая катушка индуктивности	420
Резистор в индуктивном плече	420
Шунтирующий конденсатор	421
Резистор в емкостном плече	421
Цепь обратной связи	421
Ограничение тока и защита от короткого замыкания	424
Инвертор/преобразователь/стабилизатор с регулируемым рабочим циклом	424
Увеличение мощности стабилизированных источников	429
Глава 18. Обзор некоторых стабилизированных источников питания с улучшенными характеристиками	437
100-авттный, 100 кГц стабилизированный источник питания с ШИМ, использующий управляющую интегральную схему	438
Основные идеи, лежащие в основе резонансного режима работы	441
Высокочастотный резонансный преобразователь 48В/5В, рассчитанный на ток 20А	450
Другой вариант, использующий резонансный режим работы	455
Расчет колебательного контура для резонансного стабилизатора	460
Еще одна новинка: источник питания со стабилизацией по току	462
Достоинства стабилизаторов со стабилизацией тока	465
Простой 50-ваттный преобразователь с ШИМ и токовой обратной связью	466
500-ваттный, 200 кГц источник питания, использующий стабилизацию по току	468
Источник питания с фазовым управлением	472
Источник питания для гелий-неоновых лазеров	477

Глава 19. Мощные полупроводниковые приборы	480
Специализированный МОП-транзистор – разработка для источников питания со стабилизацией по току	481
Мощный p -канальный МОП-транзистор	483
Необычная работа МОП-транзистора в синхронном мостовом выпрямителе	486
Как получить высокую частоту переключения мощного МОП-транзистора	489
Мощный МОП-транзистор в режиме обеднения	491
Чудесный транзистор – комбинация МОП-транзистора с биполярным	494
Снова тиристор с управляемым выключением	502
Тиристор, управляемый МОП-транзистором: еще один удар по упрямым	505
Материал, отказывающийся умирать: мощные германиевые приборы	507
Глава 20. Малые мощности, токи и напряжения: небольшие встраиваемые блоки	510
Линейный стабилизатор напряжения со сверхнизким падением напряжения и ограничением по току	511
Линейный стабилизатор напряжения с необычно низким падением напряжения	513
Линейный стабилизатор, обеспечивающий 3,3В при напряжении источника 5В	515
Распределенные мощные системы: много маломощных приборов вместо одного мощного	517
Высокоэффективный фиксирующий «диод» с низким падением напряжения	519
Одноваттный преобразователь постоянного напряжения для цифровых сетей с комплексным обслуживанием (ISDN)	521
Смотрите, нет индуктивности: конденсаторные импульсные источники питания	524
Почти бесплатный источник питания для аналоговых схем в цифровых системах	531
Увеличение срока службы аккумуляторов в портативных устройствах, использующих жидкокристаллические дисплеи	532
Линейные стабилизаторы с автоматической адаптацией к напряжению сети переменного тока	535
Предотвращение чрезмерного рассеяния мощности в линейных стабилизаторах	537
Приложение	
Таблица, связывающая номер провода с его диаметром в дюймах и миллиметрах	542
Литература	543

1

ЧАСТЬ

Инверторы и преобразователи

Полупроводниковые инверторы и преобразователи стали столь же привычными как катушки индуктивности, конденсаторы, дискретные полупроводники и интегральные схемы. Книга посвящена углубленному знакомству с этими новыми устройствами для преобразования электрической энергии.

1

Краткий обзор

Инверторы и преобразователи различных типов используются в течение нескольких десятилетий. В последние годы они стали самостоятельными блоками в почти бесконечном разнообразии схем и систем. Любое занятие электроникой или электротехникой, становится все более и более затруднительным без глубоких знаний об инверторах и преобразователях.

На рис. 1.1 показано несколько примеров практического применения инверторов. Рисунок 1.1А иллюстрирует метод, с помощью которого осуществляется преобразование электрической энергии в свет с к.п.д., равным 75% благодаря использованию высокочастотных колебаний. Рисунок 1.1В иллюстрирует метод управления скоростью электродвигателя переменного тока. Используя соответствующие методы обратной связи, можно получить очень постоянную скорость вращения. На рисунке 1.1С приведена схема регулируемого источника питания, в котором отсутствует необходимость в магнитном сердечнике для трансформатора, рассчитанного на частоту 60 Гц; это приводит к значительной экономии в размере, весе, и стоимости. Бесконтактная система зажигания, приведенная на рис. 1.1D, дает такие преимущества, как точная синхронизация, высокое напряжение искрового разряда при высоких оборотах двигателя, и возможность работы с загрязненными свечами.

Инверторы применяют в зарядных устройствах, часах, электроавтомобилях, преобразователях частоты, в печах индукционного нагрева, проигрывателях, радарах, гидролокаторах и телевидении. Создаются интересные, играющие важную роль устройства, использующие инверсию. Примером, дающим заметный выигрыш, может служить использование постоянного тока для передачи электрической энергии на большие расстояния. На приемном конце такой линии электропередачи установлены мощные полупроводниковые инверторы. Принимая во внимание многочисленные и разнообразные приложения, не вызывает удивление тот факт, что дальнейший толчок развитию этому направлению дало применение для управления инверторами и микропроцессоров.

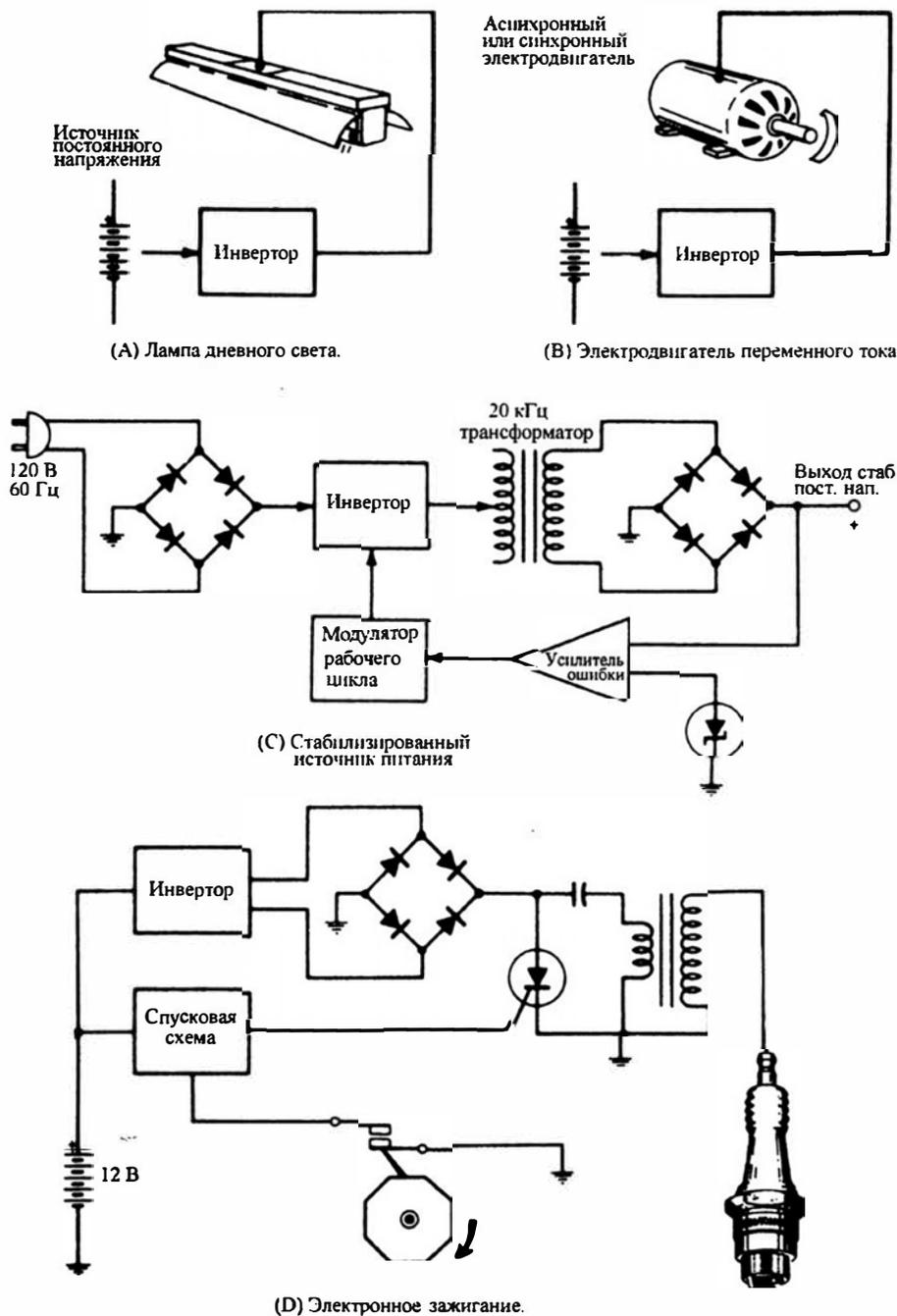


Рис.1.1. Типичные примеры применения инверторов.

Определение инвертора

Инвертором называется прибор, схема, или система, которая создает переменное напряжение при подключении источника постоянного напряжения. Существует другой способ определения: инверсия – функция обратная *выпрямлению*. Выпрямители преобразуют переменное напряжение в постоянное, а инверторы наоборот, превращают постоянное напряжение в переменное.

Инверторы совсем не редкие устройства. Под другими названиями они появляются в многочисленных приложениях. Инверторами, конечно, можно назвать и вибропреобразователи, и генераторы с обратной связью, и релаксационные генераторы. Разве они не превращают постоянное напряжение в переменное? Фактически, использование названий «инвертор» и «генератор» несколько произвольно. Инвертор может быть генератором, а генератор можно использовать как инвертор. Обычно предпочитали использовать термин «инвертор», когда рабочая частота была меньше чем 100 кГц, и выполняемая им операция обеспечивала переменным напряжением некоторую другую схему или оборудование. Современные инверторы не имеют ограничений по частоте.

Поскольку нет четко установленной границы между инверторами и генераторами, можно сказать, что многие инверторы являются генераторами специального типа. Другие инверторы могут по существу быть усилителями или управляемыми переключателями. Выбор термина фактически определяется тем, как расставлены акценты. Схема создающая радиочастотные колебания с относительно высокой стабильностью частоты традиционно назвалась *генератором*. Схему генератора, в которой основное внимание обращается на такие параметры как к.п.д., возможность регулирования и способность выдерживать перегрузки, и которая работает в диапазоне звуковых или инфразвуковых частот, можно назвать инвертором.

На практике, когда мы рассматриваем конечное назначение схемы, различия между инверторами и генераторами, становятся достаточными очевидными. Назначение схемы тут же подскажет нам как более правильно ее называть: генератором или инвертором. Обычно инвертор применяется в качестве источника питания.

Определение преобразователя

Инвертор питается энергией от источника постоянного напряжения и выдает переменное напряжение, а выпрямитель подключен к источнику переменного напряжения и имеет на выходе постоянное напряжение. Имеется третий вариант – схема или система потребляет энергию от источника постоянного напряжения и выдает также постоянное напряжение в нагрузку. Устройство, осуществляющее эту операцию, называется *преобразователем*. Но не любую схему, имеющую постоянное напряже-

ние на входе и постоянное напряжение на выходе, можно считать преобразователем. Например, потенциометры, делители напряжения, и аттенюаторы действительно «преобразуют» один уровень постоянного напряжения в другой. Но их вообще нельзя назвать преобразователями. Здесь в процессе выполнения преобразования отсутствует такой элемент как инвертор, вибропреобразователь, или генератор. Другими словами, последовательность процессов в настоящем преобразователе такова: постоянное напряжение — переменное напряжение — постоянное напряжение. Удобным является следующее определение преобразователя: схема или система, потребляющая и выдающая мощность в виде постоянного напряжения, в которой в качестве промежуточного процесса в передаче энергии используется генерирование переменного напряжения (иногда используется выражение *dc-to-dc преобразователь*).

Практическое значение определения преобразователя состоит в том, что преобразователь по существу работает как *трансформатор постоянного напряжения*. Это свойство позволяет манипулировать уровнями постоянного напряжения и тока также, как это делается при использовании трансформаторов в системах с переменным напряжением. Кроме того, такой трансформатор-преобразователь обеспечивает изоляцию между входными и выходными цепями. Это способствует электрической безопасности и значительно упрощает ряд проблем при проектировании систем.

Рассмотрим преобразователь с дополнительной операцией. Предположим, что полная последовательность операций такова: переменное напряжение, постоянное напряжение, переменное напряжение, постоянное напряжение. Это означает, что устройство получает энергию от сети переменного напряжения, выпрямляет это напряжение, инвертирует его в переменное напряжение, и снова выпрямляет. Таков основной принцип построения многих источников питания. Не является ли это неоправданно избыточным? Нет, поскольку для выполнения инверсии формируемое переменное напряжение имеет намного более высокую частоту, чем частота сети, что позволяет избавиться от массивного и дорогостоящего трансформатора, рассчитанного на частоту сети. Трансформатор инвертора (работающий на частотах от 20 кГц до нескольких МГц) бывает очень небольшим и обеспечивает полную изоляцию.

Механические инверторы и преобразователи

Большая часть этой книги посвящена инверторам и преобразователям, использующим современные полупроводниковые устройства. Необходимо дать краткий обзор некоторых прежних методов инверсии и преобразования. Многие из этих схем используются до сих пор, требуя обслуживания и ремонта. Было бы неправильно предполагать, что они автоматически выходят из употребления потому, что используют лампы или механические устройства. Много инверторов и преобразователей работает в

промышленности при высоких уровнях мощности. Хотя считается, что продолжительность жизни полупроводников неограничена, мощные транзисторы и тиристоры, к сожалению, подвержены старению и повреждению.

Если быть справедливым к полупроводниковым приборам, следует отчетливо понимать, что не всегда целесообразна замена механического переключателя электронным только на том основании, что такое решение представляется более сложным или изящным. Инженер-прикладник, помимо научной новизны, должен принять во внимание много других факторов. В промышленности устойчивость к агрессивным условиям окружающей среды заслуживает особого рассмотрения. В качестве яркого примера можно привести значительные трудности, возникшие при разработке тиристорных сварочных аппаратов, столь же надежных, как аппараты типа двигатель-генератор. С целью получения очень точного и эффективного способа управления током сварочного аппарата появляется тиристорный преобразователь. Только недавно стали доступны приборы и разработки, способные справиться с чрезвычайно высокими электрическим и тепловыми нагрузками, имеющими место при сварке.

Вибрационный источник питания

Предшественником современного полупроводникового преобразователя был *вибрационный источник питания*. Эти источники первоначально были разработаны для питания автомобильных радиоприемников. Однако радиолюбители часто модифицировали их с целью увеличения выходной мощности своих мобильных радиостанций. Вибрационные источники питания обычно имели к.п.д. около 70 процентов. Продолжительность срока службы ограничивали сами вибраторы, поэтому они разрабатывались как сменные блоки, которые можно заменить так же легко, как электронные лампы. Некоторые типы имели экзотические металлические контакты и были герметизированы. Специальные вибраторы помещались в вакуумный баллон. Продолжительные научно-исследовательские разработки позволили достичь высокого технического уровня вибраторов прежде, чем полупроводниковая техника сделала их ненужными. Хотя их использование сократилось, они все еще могут быть полезны экспериментаторам и тем, кто просто увлечен электроникой. Иногда они используются в измерительных приборах, типа счетчиков Гейгера и в переносных ультрафиолетовых лампах.

В любом случае, краткий обзор вибрационных источников питания поможет понять природу более сложных инверторов и преобразователей. Механический вибратор подобен полупроводниковому в том, что оба подают на трансформатор *прерывистый постоянный ток*. Следовательно, оба генерируют переменное напряжение, имеющее прямоугольную форму.

Схема, показанная на рис. 1.2 является инвертором, который обычно связывают с выходным выпрямителем и фильтром, позволяющими

получить постоянное напряжение для питания радиоприемника. Когда выключатель $S1$ разомкнут, контакт, закрепленный на якоре, занимает «нейтральную» позицию. Когда $S1$ замыкают, магнитный поток в соленоиде притягивает железный якорь, и верхний контакт вибратора соединяется с подвижным. Таким образом, ток проходит через верхнюю половину первичной обмотки трансформатора $T1$, имеющей отвод от середины. Но при этом происходит короткое замыкание соленоида, что позволяет якору отскочить. Благодаря инерции якорь проскакивает нейтральное положение, при этом подвижный контакт замыкается с нижним. Ток теперь проходит через нижнюю половину первичной обмотки трансформатора. Однако якорь не может оставаться в этом положении из-за своей упругости и из-за влияния вновь появляющегося магнитного поля соленоида. В результате якорь возвращается обратно и снова замыкает верхний контакт с подвижным. Эта последовательность событий повторяется, и попеременное замыкания контактов формирует «противофазные» напряжения на первичной обмотке трансформатора.

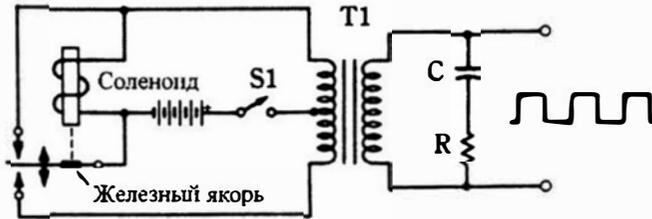


Рис. 1.2. Вибрационный инвертор.

При соответствующей конструкции эти вибраторы могут формировать во вторичной обмотке трансформатора напряжение, имеющее симметричную прямоугольную форму (меандр). Чаще всего $T1$ — повышающий трансформатор, потому что конечная цель этих источников питания — получить напряжение 200 В или близкое к нему из низковольтного аккумулятора автомобиля. Частота колебаний составляет от 50 до нескольких сотен герц в зависимости от конкретного применения и состояния батареи. (Инверторы для автомобильных радиоприемников обычно «гудели» с частотой около 120 Гц. Вибратор часто уплотнялся фетром или другим звукопоглощающим материалом, чтобы ослабить издаваемый ими шум.)

Включенная во вторичную обмотку трансформатора $T1$ RC -цепь, называется *буферной (демпфирующей) цепью*. Правильный выбор R и C приводит к минимальному искрению контактов и значительно уменьшает выбросы в сформированном колебании. Это уменьшает «мусор» на выходе источника питания. Однако на входе и на выходе источника питания обычно необходимо включать дополнительные радиочастотные фильтры в виде дросселей и блокировочных конденсаторов, чтобы обеспечить достаточно чистую работу радиоприемника. Номинальные значения для R

и C составляют соответственно 1000 Ом и 0.01 мкФ. Тот же эффект можно получить при более высокой емкости конденсатора C и более низком сопротивлении резистора R в первичной обмотке, при условии, что $T1$ — повышающий трансформатор. Конструкция трансформатора $T1$ «стандартная» в том смысле, что исключает глубокое магнитное насыщение. Иногда используются электростатические экраны между первичной и вторичной обмотками. Кроме того, достаточно хорошие результаты дает заземление сердечника.

В источнике питания автомобильного радиоприемника использовались различные двухполупериодные выпрямители, хотя это не показано на рис. 1.2. Эти устройства содержали газоразрядные лампы с холодным катодом (тиратроны), кенотроны, или селеновые выпрямители. Современный вариант такого источника питания использовал бы кремниевые диоды, включенные, скорее всего, в виде мостовой схемы. Такие схемы действительно использовались недавно в электронных вспышках для фотографии. В таких вспышках применялись также однополупериодные выпрямители и схемы умножения напряжения.

Синхронный вибропреобразователь. Конструкция вибратор — трансформатор, показанная на рис. 1.3, является преобразователем постоянного напряжения в постоянное, не нуждающимся в использовании кенотронов, тиратронов или полупроводниковых диодов в выпрямителе. Это возможно потому, что выпрямление осуществляется с помощью дополнительных контактов, управляемых синхронно с прерыванием тока в первичной обмотке. Такой способ выпрямления имел неоспоримые преимущества до тех пор, пока не появились недорогие германиевые и кремниевые выпрямительные диоды. Введение дополнительных контактов, кроме преимуществ, свойственных этому методу, создает проблемы относительно надежности и продолжительности жизни вибратора. Если Вы все-таки решили использовать вибратор, то, возможно, наиболее разумным будет повысить надежность контактов первичной обмотки и использовать более простой инвертор (рис. 1.2) с кремниевым двухполупериодным выпрямителем.

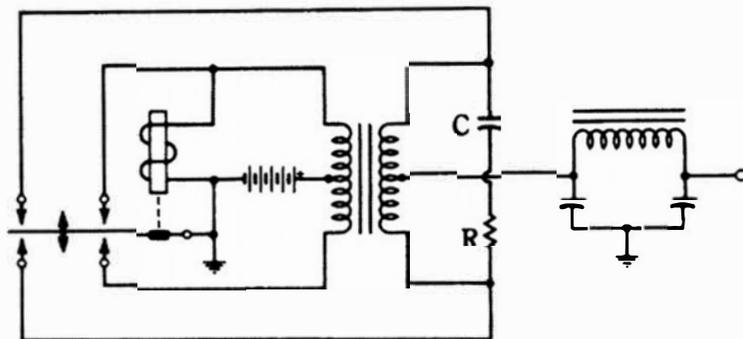


Рис. 1.3. Схема синхронного вибропреобразователя.

Механическая система зажигания. Катушка зажигания с вибратором была хорошо известна как часть системы зажигания автомобиля Форд-Т. Кроме того, такая система использовалась и в других автомобилях старых моделей. Хотя можно предположить, что этот метод груб и примитивен, тем не менее следует обратить внимание на то, что одной из задач современных полупроводниковых систем зажигания является поддержание их надежности на уровне, свойственном механическим системам зажигания. Причина этого состоит в том, что система зажигания сталкивается с задачей, диаметрально противоположной задаче, постоянно присутствующей в современных инверторах; в то время как в инверторах мы пытаемся демпфировать или подавлять переходные процессы, катушка механической системы зажигания сделана оптимальной с точки зрения использования быстропотекающих колебаний. На рис. 1.4 видно, что катушка зажигания мало чем отличается от вибрационного источника питания, описанного ранее, за исключением того, что вибратор приводится в действие магнитным полем, создаваемым самим сердечником трансформатора. Таким же образом использовали поток рассеяния сердечника трансформатора некоторые вибрационные источники питания.

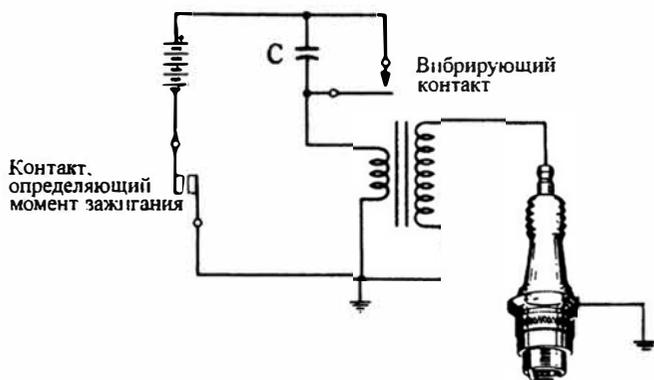


Рис. 1.4. Механическая система зажигания.

Основная идея механической системы зажигания состояла в том, чтобы достигнуть очень высокой скорости изменения тока в первичной обмотке. Согласно закону самоиндукции, размыкание контактов должно вызывать высокое индуцированное напряжение (противоэдс), приложенное к первичной обмотке. Природа препятствует резкому прекращению тока в индуктивности, что в итоге приводит к искрению между контактами, когда они размыкаются. Но, если между контактами помещен конденсатор (C на рис. 1.4), то напряжение, которое вызывало электрическую дугу, уменьшается за счет поглощения энергии при заряде этого конденсатора. Соответственно воздух между контактами не ионизирован, и ток первичной обмотки резко прерывается. Следовательно, противоэдс, развиваемая на первичной обмотке, намного выше

напряжения аккумулятора. Напряжение, подаваемое на свечу зажигания можно дополнительно повысить, увеличивая число витков вторичной обмотки.

Вибратор работает на звуковой частоте, но, к сожалению, не создана конструкция повышающего трансформатора с разомкнутым сердечником для формирования колебания с частотой, равной частоте прерывания. Вернее, высокочастотные составляющие, содержащиеся в резко спадающем токе, препятствуют передаче большей части полезной энергии свече зажигания. Ударное возбуждение паразитных индуктивности и емкости вызывает затухающие цуги радиочастотных колебаний, которые повторяются с частотой прерывания вибрирующего контакта. Аналогичным образом переходные процессы и выбросы сопровождают работу современных полупроводниковых инверторов. Такие переходные процессы, не подавленные в достаточной степени, способны нарушить работу инвертора, поскольку полупроводниковые приборы выходят из строя при высоких напряжениях и очень быстрых изменениях тока. Кроме того, выход из строя полупроводниковых приборов часто связан с высокой скоростью изменения напряжения. Даже если активные приборы не подвергаются опасности, или схема сделана безошибочно, переходные процессы все же могут вызывать нежелательную помеху в чувствительных схемах, таких как аппаратура связи.

Усилитель с модуляцией и демодуляцией

Устройство, изображенное рис. 1.5, можно рассматривать как преобразователь, поскольку на входе оно может иметь одни значения постоянного тока и напряжения, а на выходе другие. Кроме того, здесь выполняется последовательность операций постоянный ток—переменный ток—постоянный ток (то есть, обычный усилитель постоянного тока нельзя назвать преобразователем). В функции вибропреобразователя входит формирование импульсов из постоянного входного напряжения и короткое замыкание выхода усилителя для получения импульсов одной полярности. Второй процесс представляет собой синхронное детектирование, подобное использованному в схеме, приведенной на рис. 1.3. Усилитель, изображенный на рис. 1.5, устраняет проблему дрейфа, существующую при высоком коэффициенте усиления. Другое свойство этого преобразователя состоит в том, что уровень выходной мощности постоянного напряжения может быть намного больше, чем на входе. Существенно это или нет, зависит от конкретного приложения. Источником основной части выходной мощности усилителя переменного тока является его источник питания (на рисунке не показан). В настоящее время электромагнитный вибропреобразователь часто заменяют полупроводниковыми схемами коммутации.

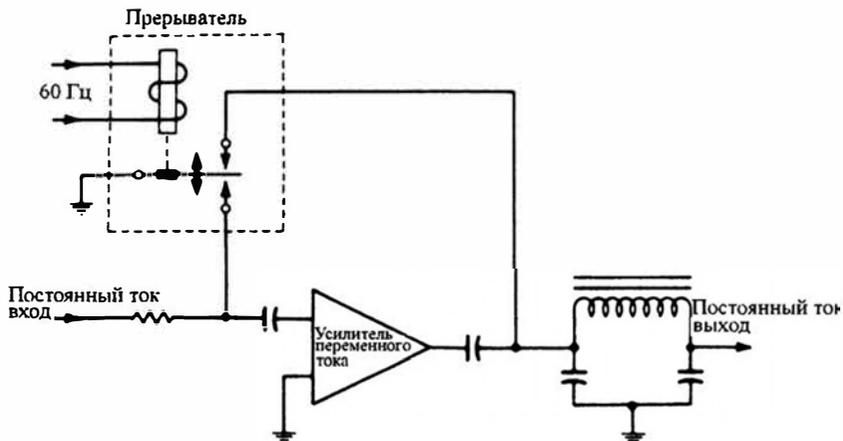


Рис. 1.5. Усилитель с модуляцией и демодуляцией или преобразователь.

Вращающиеся устройства. В течение многих лет операции инверсии, преобразования, выпрямления, смещения уровня и изоляции выполнялись с использованием вращающихся устройств. Если и можно часто заменить полупроводниками эти большие и тяжелые машины, то совсем нет уверенности, что неподвижные полупроводниковые устройства полностью заменят этих механических «монстров». Кое-кто хорошо понимает, что, несмотря на необходимость в постоянном обслуживании, вращающиеся устройства имеют высокую надежность, могут выдержать даже серьезные нарушения правил эксплуатации и, естественно, обеспечивают высокую эксплуатационную гибкость. Кроме того, приверженцы вращающихся устройств подчеркивают, что существует много приложений, где размер, вес, вибрация, и шум не являются определяющими качествами.

Двигатель-генератор. Простую комбинацию вращающихся машин можно сделать из асинхронного электродвигателя типа «белчье колесо» и двигателя постоянного тока с постоянным магнитом. Если асинхронный двигатель питается от трехфазной сети переменного тока, то двигатель постоянного тока будет вести себя как генератор постоянного тока. Такая система выполняет функцию выпрямителя, обладая тем достоинством, что нагрузка по постоянному току электрически изолирована от сети переменного тока. Если вместо асинхронного двигателя используется синхронный (или синхронно-индукционный), то эксплуатация существенно упрощается. Кроме того, допустимо и обратное использование двигателей. То есть, если подать постоянное напряжение на двигатель с постоянным магнитом, то вращаемый синхронный двигатель будет вести себя как генератор переменного тока. (Двигатель типа «белчье колесо» может также работать как генератор переменного тока, но только, когда он включен в уже находящуюся под напряжением сеть переменного тока с целью отдать дополнительную мощность.) Система, следовательно, выполняет функцию инвертора. Такая комбинация электрических машин показана на рис. 1.6. Для повышения гибкости, током возбуждения гене-

ратора переменного тока можно управлять извне, а двигатель постоянного тока вместо постоянного магнита может иметь обмотки возбуждения. Имея такие возможности, не трудно управлять частотой и коэффициентом мощности выходного переменного напряжения.

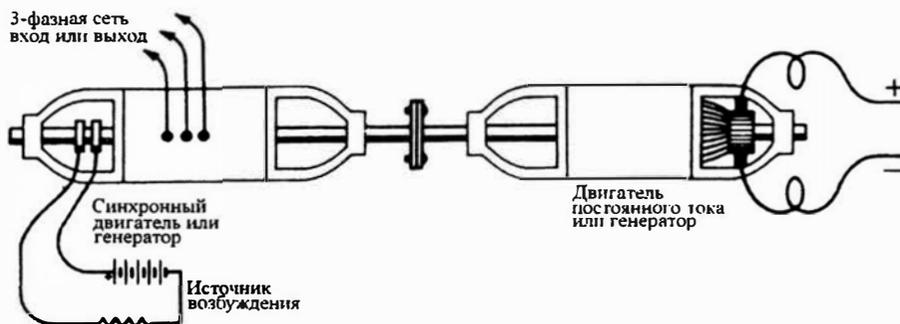


Рис. 1.6. Система двигатель-генератор.

Преимущество синхронного двигателя или генератора переменного тока состоит в том, что большие токи переменного напряжения напрямую подводятся или отводятся от обмотки статора. Через токосъемные кольца в этом случае протекает относительно малый ток, необходимый для создания вращающегося поля.

Умформер. (Динамо-мотор). Конструкция, изображенная на рис. 1.7 известна как *умформер*. Умформер является настоящим преобразователем. Если к одной паре щеток прикладывается постоянное напряжение, то на другой паре появляется также постоянное напряжение, но обычно имеющее другую величину. Хотя очевидно, что умформер не статическое устройство, о нем говорят как о «трансформаторе постоянного тока». Обычно двигатель умформера рассчитан на напряжения равные напряжению аккумулятора (например, 6, 12, или 24 вольт). Генератор, как правило, обеспечивает несколько сотен вольт для питания ламповой схемы. Умформер по существу представляет собой двоякую динамо-машину постоянного тока, в которой якорь имеет две независимые и изолированные друг от друга обмотки, использующие одно общее поле.



Рис. 1.7. Умформер.

Следует отметить, что умформер определяется как истинный преобразователь в связи с тем, что изменение вида электрической энергии происходит в последовательности: постоянный ток—переменный ток—посто-

янный ток. Это справедливо потому, что через обмотки якоря всех машин постоянного тока с коллектором течет постоянный ток. Во время работы двигателя коллектор исполняет роль синхронного переключателя, обеспечивая непрерывное вращение, а не стационарное «заблокированное» состояние. При работе генератора, коллектор ведет себя как синхронный выпрямитель, сохраняя одну и ту же полярность напряжения на щетках.

Из приведенного описания умформера следует, что режим работы можно реверсировать. То есть, если постоянное напряжение несколько сот вольт приложено к выводам «генератора», то выводы «двигателя» представляют собой низковольтный источник напряжения, способный выдать большой ток. Такая взаимозаменяемость свойственна не только умформерам, а применима к обычным двигателям и генераторам постоянного тока; такое реверсирование режима вообще не доступно полупроводниковым преобразователям. Однако необходимо отметить, что эксплуатация умформера в реверсивном режиме не обязательно дает оптимальную эффективность и высокий к.п.д.; при такой эксплуатации у большинства из этих машин можно ожидать искрение щеток. Обычно в умформерах отсутствует доступ к обмоткам возбуждения. Из-за различных требований, предъявляемых к секционированию обмоток в двигателе и генераторе, желательно, чтобы состояние поля было таким, как было рассчитано и не изменялось.

Находя прежде широкое применение в авиации и в передвижном связанном оборудовании, умформеры в значительной степени уступили свои позиции преобразователям, использующим полупроводники. Однако с ними до сих пор часто сталкиваются в старом оборудовании. Главным недостатком был низкий к.п.д., часто не превосходящий 45 процентов.

Одноякорный преобразователь. Подобно умформеру, одноякорный преобразователь — двухрежимная машина. Обмотка ее единственного якоря соединяется с токосъемником на одной стороне машины и с коллектором на противоположной стороне (рис. 1.8). При подаче на токосъемники переменного напряжения якорь раскручивается и со щеток коллектора можно снимать постоянное напряжение. Машина также может использоваться в обратном режиме, выполняя при этом функцию инвертора, то есть вырабатывает переменное напряжение, когда приводится в действие источником постоянного тока. Поскольку используется единственная обмотка якоря, а не две отдельных как в умформере, то между входом и выходом нет никакой изоляции.



Рис. 1.8. Одноякорный преобразователь.

В прошлом эта машина чаще всего использовалась как выпрямитель, а не как инвертор. Эти преобразователи были рассчитаны на очень большие мощности, и использовались для мощных тяговых двигателей на транспорте и двигателей постоянного тока на заводах. Сторонники полупроводниковой техники постоянно стремились заменить одноякорный преобразователь полупроводниковым. Несмотря на значительные успехи, достигнутые с полупроводниковыми приборами, большой одноякорный преобразователь остается жизнеспособным устройством при использовании в установках большой мощности.

Когда одноякорный преобразователь эксплуатируется как инвертор, выходную частоту можно изменить просто соответствующим изменением скорости двигателя постоянного тока. Одним из нескольких возможных вариантов выходного напряжения является ряд многофазных напряжений синусоидальной формы. Однофазные варианты этой машины были редки из-за трудностей пуска в том случае, когда они применяются для получения постоянного тока, используя сеть переменного тока. Однако такой однофазный вариант мог удовлетворительно функционировать как инвертор. При этом к.п.д. не может быть столь же высоким, как у многофазной машины. Интересной чертой одноякорного преобразователя является его способность вырабатывать постоянный и переменный ток при вращении его другим двигателем. При такой эксплуатации, полезная мощность просто делится между нагрузками по постоянному и переменному току.

У синхронного двигателя — части одноякорного преобразователя, работающей с переменными токами — полюса намотаны в статоре. Ротор, следовательно, отдает и получает большие токи через токосъемные кольца. Когда машина используется как инвертор, синхронный двигатель становится генератором. Ее неподвижные полюса содержат также демпфирующие обмотки, выполняющие две функции: 1) Они служат в качестве неподвижного «беличьего колеса», дающего возможность синхронному двигателю начать вращение как многофазный асинхронный двигатель. Когда двигатель достигает, например, 85 процентов синхронной скорости вращения, он входит в синхронизм с частотой линии электропередачи и остается в этом состоянии. 2) Обмотки демпфера предотвращают неравномерную работу и кратковременные выходы из синхронизма.

Генераторы с обратной связью

Уже было отмечено, что инверторы и генераторы имеют много общего. Как правило, замена одного из этих терминов другим не приводит ни к ошибкам, ни к недоразумениям. Кроме того, некоторые существующие инверторы действительно используют схемы, которые традиционно назывались *генераторами*. В любом случае следует дать краткий обзор основных особенностей генераторов. Большинство генераторов являются схемами с обратной связью. Хотя обычно любой генератор может иметь хорошие характеристики, если он рассчитан в соответствии с требова-

ниями определенного устройства, все же одни схемы бывают более удобны для конкретных приложений, чем другие. Схема генератора Хартли, вероятно, одна из наиболее часто используемых в инверторах. В том случае, когда нежелательно применения катушки индуктивности с отводами, используется схема Колпитца. На рис. 1.9 приведены четыре схемы генераторов с обратной связью, которые часто используются как инверторы.

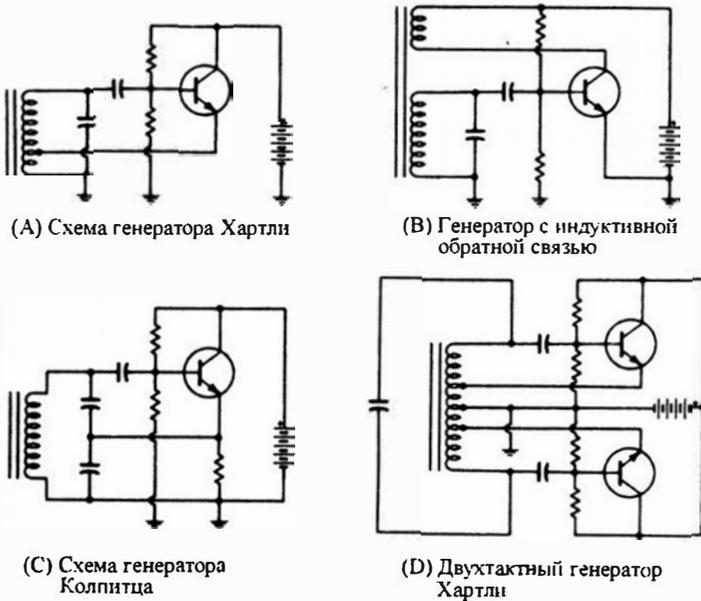


Рис. 1.9. Основные схемы генераторов с обратной связью, используемые в инверторах.

Важной характеристикой генераторов с обратной связью является близость формы генерируемых колебаний к синусоидальной, поскольку при этом значительно сокращается количество создаваемых радиопомех. Однако ради повышения к.п.д. такие генераторы с обратной связью часто работают в перевозбужденном режиме. Это, конечно, приводит к некоторой несинусоидальности выходных колебаний. Тем не менее, присутствие гармоник на выходе намного меньше, чем в случае стандартных инверторов с прямоугольными колебаниями, в которых времена подъема и спада уровня сигнала очень малы, не говоря уже о переходных процессах коммутации и выбросах. Обычно генераторы с обратной связью используются в инверторах малой мощности типа тех, что применяются со счетчиками Гейгера, малыми стробоскопическими лампами и некоторыми фотовспышками. Обычно в резонансных контурах используются катушки индуктивности с железным сердечником и их работа по существу ограничена линейной частью характеристики $B-H$.

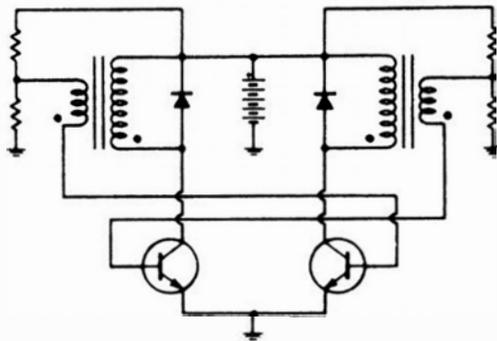
Основные схемы с обратной связью могут использовать либо однотактный, либо двухтактный вариант. Активные приборы могут работать в классе А, В или С либо в одном из промежуточных режимов. Очень хорошие инверторы можно получить, применяя двухтактные генераторы с обратной связью, работающие в классе В или близко к классу С и использующие настроенный колебательный контур. Такие инверторы формируют достаточно хороший синусоидальный сигнал на выходе и могут иметь к.п.д. выше 70 процентов.

***RC* и *L/R* релаксационные генераторы**

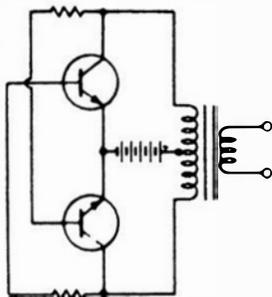
Понятие *релаксационные генераторы* можно определить различными способами. Иногда внимание акцентируют на генерирование колебаний несинусоидальной формы, типа пилообразных, импульсных или прямоугольных колебаний. Как на существенную черту таких генераторов иногда ссылаются на работу активного элемента в режиме насыщения. В других случаях обращают внимание на периодическое накопление и разряд энергии в индуктивных и емкостных цепях (но не в резонансных *LC*-контурх). Обычно на практике релаксационные генераторы реализуются в виде *RC*-мультивибраторов. Чтобы обеспечить работу мультивибратора, в схему с *RC*-цепями можно ввести или обратную связь, или отрицательное сопротивление. Справедливо также, что генераторы с насыщенным сердечником (наиболее важный тип, имеющий отношение к инверторам) удовлетворяют общим описательным критериям, определяющим релаксационные генераторы. На данном этапе исследования инверторов и преобразователей, мы сосредоточим внимание на *RC* и *L/R* релаксационных генераторах. Особо следует подчеркнуть – эти схемы не надо путать с генераторами, использующими насыщенный сердечник, которые будут рассмотрены позже.

Схема, показанная на рис. 1.10А представляет собой *L/R* вариант стандартного *RC*-мультивибратора. Эта схема не очень практична, поскольку ограничены возможности выбора коэффициента *L/R* при имеющихся катушках индуктивности. Кроме того, недостатком этой схемы является необходимость иметь два сердечника. Несмотря на это, схема годится как учебная (выходной сигнал можно получить на дополнительной обмотке одного из трансформаторов, или через конденсаторы, подключенные к коллекторам транзисторов). Обратите внимание, что эта схема использует положительную обратную связь; трансформаторы обеспечивают перекрестную связь также, как в обычных *RC*-мультивибраторах это делают конденсаторы. Важным моментом является тот факт, что механизм колебаний не влечет за собой насыщения сердечников. Вернее, через коллекторные обмотки трансформаторов поочередно протекает ток от источника питания в одну сторону, а затем через диоды в другую. Транзисторы ведут себя как переключатели. Переключение происходит в тот момент, когда скорость изменения коллекторного тока в трансформа-

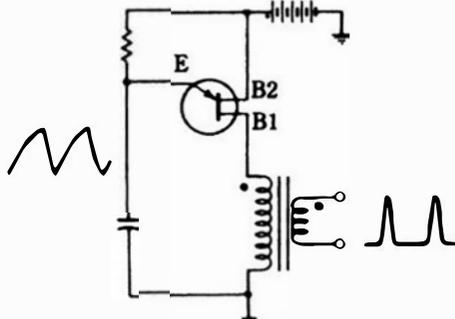
торе, связанном с «включенным» транзистором, приближается к нулю. Напряжение, наводимое во вторичной обмотке, подключенной к базе другого транзистора, становится недостаточным, чтобы поддерживать его в состоянии «выключено». Процесс изменения состояния транзисторов носит регенеративный характер, как и в более знакомых RC-мультивибраторах. Сопротивление, входящее в постоянную времени L/R , равно сопротивлению коллекторных обмоток трансформаторов.



(A) L/R мультивибратор, аналогичный RC мультивибратору.



(B) Более практичный вариант L/R мультивибратора.



(C) Релаксационный генератор с однопереходным транзистором.

Рис. 1.10. Схемы релаксационных генераторов, не использующих насыщения сердечника.

Более практичный вариант L/R мультивибратора показан на рис. 1.10B. Эта схема иллюстрирует основные различия режимов колебания L/R мультивибраторов и инверторов с насыщаемым сердечником. Если резисторы в цепи базы имеют относительно высокое сопротивление, то эта схема работает подобно схеме, приведенной на рис. 1.10A. Частота колебания является функцией сопротивления провода, которым намотана коллекторная обмотка, имеющая отвод от середины. Обратите внимание, что между двумя половинами этой обмотки имеется взаимная индуктивность. Предположим, что нижний транзистор включен. Это состояние поддерживается напряжением базы, наведенным в верхней по-

ловине обмотки. Но это состояние может поддерживаться в течение только того времени, пока скорость изменения тока в нижней половине обмотки остается высокой. В конце концов, скорость изменения приближается к нулю, вследствие чего падает напряжение смещения подаваемого на нижний транзистор из верхней половины обмотки. В то же самое время на верхний транзистор поступает напряжение прямого смещения достаточное, чтобы его включить. Транзисторы при этом меняют свои состояния проводимости. Процесс переключения транзисторов носит регенеративный характер и периодически повторяется.

Если сопротивления резисторов в базовых цепях достаточно малы, то схема переходит в другой режим колебаний. Хотя согласно принятым определениям эта схема остается релаксационным генератором, уже нет строгой зависимости частоты от омического сопротивления коллекторной обмотки. В этом режиме сердечник трансформатора попадает в режим насыщения. Частота колебания при этом является функцией магнитной индукции, при которой происходит насыщение материала сердечника. Практически эта схема часто работает в промежуточном режиме, при котором присутствуют отдельные черты обоих колебательных режимов. При таком режиме работы трудно предсказать свойства схемы. Кроме того, потери в базовых резисторах иногда серьезно уменьшают к.п.д.. Однако достоинством схемы является ее простота, и она доказала свою полезность в некоторых маломощных устройствах, для которых точность и к.п.д. не являются решающими факторами. По-видимому, желательно создать такой трансформатор, при котором частоты колебаний в обоих режимах были бы близки друг другу, однако обычно это невозможно из-за принципиальной несовместимости.

Генератор с однопереходным транзистором (*УТ*-транзистор), схема которого приведена на рис. 1.10С, заслуживает внимания потому, что использует трансформатор, но его работа не связана с насыщением сердечника. Эта схема по существу *RC* релаксационный генератор — индуктивность трансформатора относительно слабо влияет на частоту или форму колебаний. Основное назначение трансформатора в этой схеме — обеспечить удобный способ извлечения сигнала. Этот вариант инвертора очень удобен для маломощных приложений, и часто используется, когда требуется высокое напряжение при малом токе. В связи с тем, что в интервалы времени между импульсами от источника питания потребляется незначительный ток, эти схемы имеют высокий к.п.д.. Начало импульса совпадает с моментом времени, когда в процессе заряда конденсатора напряжение на эмиттере достигнет уровня, при котором транзистор открывается (точка переключения). В результате начинается процесс аналогичный процессу ионизации между анодом и катодом тиратрона, когда потенциал сетки достигает некоторого уровня. В результате вызванного таким образом триггерного процесса, высокое до этого полное сопротивление между *E* и *B1* резко понижается, приводя к разряду конденсатора. Но как только напряжение на конденсаторе становится достаточно низким, процесс прекращается и конденсатор повторяет цикл заряда. Для

всех практических целей можно считать что, цепь эмиттер-база1 работает как простая неоновая лампа. Действительно, форма сигнала, наблюдаемая в точке соединения резистора, через который течет ток заряда, и конденсатора, очень близка к экспоненциальной кривой, формируемой релаксационным генератором на неоновой лампе.

Рис. 1.11 представляет собой зависимость тока от напряжения в цепи эмиттер-база1. Обратите внимание, что при напряжении ниже точки переключения В, ток совсем мал. Как только точка В достигнута, однопереходный транзистор становится элементом с отрицательным сопротивлением, и ток быстро достигает больших значений. Если источником этого тока является конденсатор, как в случае релаксационного генератора, то напряжение падает до величины, соответствующей точке С, и существующее состояние не может больше поддерживаться. В сущности, поток носителей заряда внутри прибора уменьшается, и ток в цепи резко возвращается к значению в точке А. Затем цикл заряда конденсатора повторяется. Механизм действия аналогичен деионизации в газоразрядной лампе. Время, в течение которого транзистор переходит из состояния соответствующего точке А в состояние характеризуемое точкой В, определяется постоянной времени *RC* цепи и уровнем напряжения при котором происходит переключение транзистора.

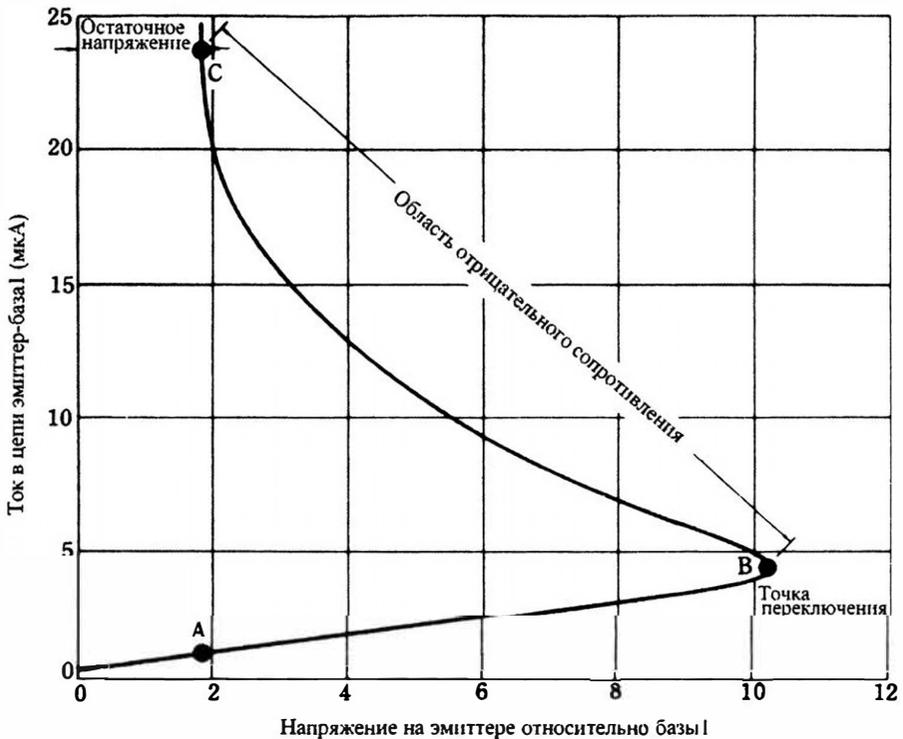


Рис. 1.11. Зависимость тока от напряжения в цепи эмиттер-база1 однопереходного транзистора.

Генератор с однопереходным транзистором предпочтительнее генератора с неоновой лампой при формировании последовательности коротких импульсов. Нагрузка и цепь запуска изолированы и, кроме того, частота слабо зависит от изменений напряжения питания (напряжение запуска изменяется пропорционально питающему напряжению). Генератор с однопереходным транзистором широко используется в качестве схемы запуска тиристоров и симисторов в мощных инверторах.

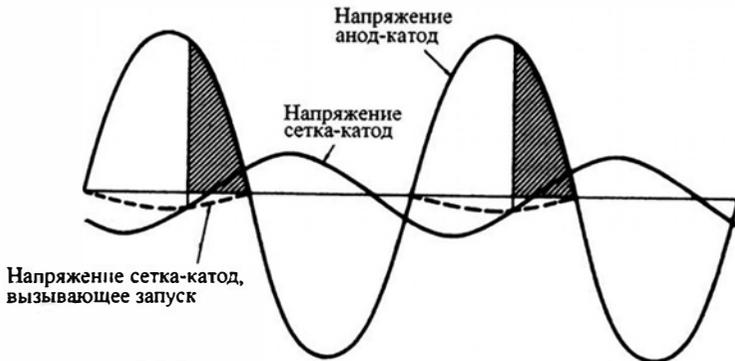
Тиратронный инвертор

С точки зрения схемотехники тиратрон, газонаполненная лампа, является предшественником полупроводникового прибора тиристора. Хотя с появлением современных полупроводниковых приборов тиратроны быстро устаревали, они все же широко использовались в промышленности, а также в качестве модулятора в радиолокаторах и, вероятно, с ними будут сталкиваться в старом оборудовании в течение нескольких последующих лет. С точки зрения ремонта и эксплуатации имеет смысл познакомиться с этими приборами. Хотя в книге не будет проведен глубокий анализ тиратрона, но довольно подробное знакомство с его работой будет полезно тем, кто занят в области силовой электроники. Это справедливо еще и потому, что тиристорная техника взяла очень много из того, что ранее было разработано для тиратронов.

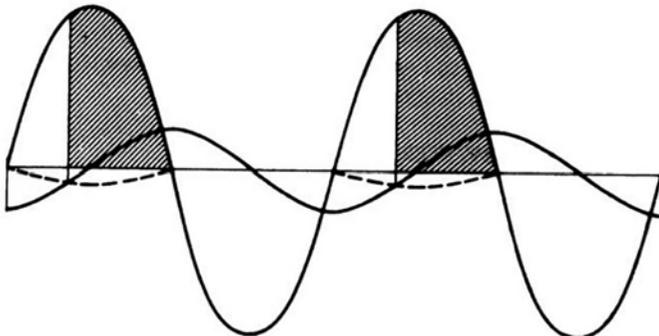
На рис. 1.12 показано, как можно управлять углом отпирания тиратрона и, следовательно, средним выходным напряжением, изменяя фазу переменного напряжения, прикладываемого к управляющей сетке. Возникнувший токопроводящий путь между катодом и анодом в тиратроне уже не может управляться напряжением на сетке. Однако как можно увидеть на рис. 1.12, проводимость исчезает каждый раз, когда напряжение между катодом и анодом проходит через нуль. Соответственно, если в схеме с инвертором Вы хотите периодически выключать лампу, необходимо найти некоторый способ кратковременно понижать напряжение на аноде относительно катода до нуля или до отрицательной величины. При такой работе инвертора тиратроны включаются сигналом на сетке, а выключаются переменным сигналом, который уменьшает напряжение на аноде настолько, чтобы дать возможность газу в лампе деионизироваться. Эта способ выключения известен как *коммутация*. Заметим, что в то время как в цепях переменного тока выключение может быть автоматическим, инвертор, включенный в цепь постоянного тока, нуждается в специальной методе коммутации.

Принципиальная схема инвертора на тиратроне показана на рис. 1.13. Ее подобие схеме мультивибратора очевидно. Но совсем не очевиден тот факт, что насыщение трансформатора не играет никакой роли в процессе коммутации. Кроме того, заблуждением было бы предположить, что конденсатор C_x подключен к трансформатору для того, чтобы

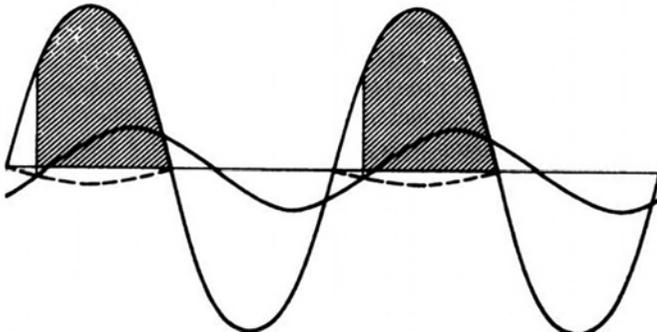
образовать резонансный контур. Часто полезно анализировать схему, считая что она уже работает. Применим этот метод к тиратронному инвертору. Предположим, что инвертор, изображенный на рис. 1.13, находится в режиме установившихся колебаний, и попробуем разобраться, почему такой режим является естественным состоянием.



(А) Низкое среднее напряжение на нагрузке.



(В) Умеренное среднее напряжение на нагрузке.



(С) Высокое среднее напряжение на нагрузке.

Рис. 1.12. Фазовое управление тиратроном.

Начнем рассмотрение работы этой схемы, считая, что лампа $V1$ только что включилась. Появляющиеся при этом отрицательные импульсы попадают на два подключенных к аноду конденсатора. Первый же из этих импульсов через конденсатор C_x попадает на анод лампы $V2$, вследствие чего она выключается. Этот импульс быстро гасится, поскольку процесс деионизации требует затрат энергии. Это совершенно нормально, так как продолжение этого импульса, очевидно, могло бы помешать последующему включению лампы $V2$.

Теперь, сосредоточим внимание на включении $V2$. После того, как напряжение на сетке лампы $V2$ принимает отрицательное значение, благодаря отрицательному импульсу, прошедшему через $C2$, оно начинает относительно медленно подниматься, стремясь к потенциалу катода. Скорость этого изменения определяется постоянной времени цепи сетки $R2C2$. В конце концов напряжение на сетке становится недостаточно отрицательным, чтобы сдерживать ионизацию, и лампа $V2$ включается.

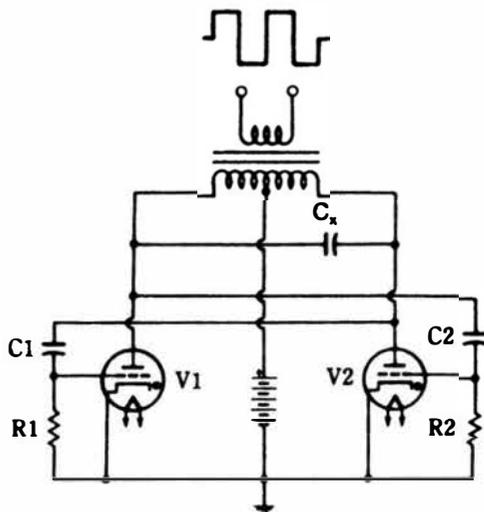


Рис. 1.13. Принципиальная схема инвертора на тиратронах.

Включение лампы $V2$ вызывает аналогичную последовательность событий происходящих с лампой $V1$; сначала она выключается, а затем включается снова. Таким образом, две лампы поочередно изменяют состояния проводимости, а это означает, что колебание продолжается постоянно.

В реальных инверторах переключение происходит не мгновенно. Частично это связано с тем, что ступенчатая переходная функция практически не достижима. Ситуация к тому же ухудшается из-за конечного времени ионизации и деионизации. К сожалению, время деионизации значительно большее, чем время ионизации. В результате

может существовать интервал времени, когда одновременно проводят обе лампы. Это уменьшает к.п.д. схемы и вредно для ламп. Одновременная проводимость становится существенной при повышении частоты колебания, когда длительность этого состояния становится соизмеримой с полупериодом цикла переключения. Часто последовательно с источником питания помещают дроссель, чтобы поглотить энергию, возникающую в результате броска тока. Если этот инвертор работает на индуктивную нагрузку, переключающее действие конденсатора C_x уменьшается. Частично это можно исправить, увеличивая емкость конденсатора C_x .

Полупроводниковые инверторы и преобразователи

Цель этой главы дать краткий обзор основных методов, используемых в инверторах и преобразователях. Поэтому краткое упоминание полупроводниковых вариантов здесь уместно, несмотря на то, что эта тема более подробно раскрыта в последующих главах.

И транзисторные, и тиристорные схемы распространены очень широко. Тиристорные схемы имеют приоритет там, где нужно обеспечить очень высокие мощности. Однако при прочих равных условиях предпочтение обычно отдается транзисторам. Прежде всего, это происходит потому, что в транзисторных схемах не приходится сталкиваться с проблемой переключения. Тиристорные цепи хорошо работают всюду, где можно легко осуществить и поддерживать переключение тириستоров. Хотя в настоящее время тиристоры могут работать с большими мощностями, чем транзисторы, быстрое развитие производства мощных транзисторов может, в конечном счете, лишить тиристоры этого преимущества.

Одним из наиболее популярных вариантов использования мощных транзисторов в качестве инвертора является так называемый «магнитный мультивибратор». Хотя термин употребляется не совсем правильно, он обозначает тот факт, что это релаксационный, самовозбуждающийся генератор. Однако никакие RC или L/R постоянные времени не имеют отношения к его работе. Переключение скорее связано с характеристиками сердечника трансформатора связи. Более правильным названием этого важного полупроводникового инвертора является *генератор с насыщаемым сердечником*.

Принципиальная схема, показанная на рис. 1.14, выглядит достаточно простой. Простота схемы не противоречит, однако, тому факту, что она благодаря многочисленным модификациям представляет собой прототип большинства инверторов и преобразователей, с которыми сталкиваются в электронике. Только в силовой энергетике, имеющей другие масштабы мощности, тиристорные схемы обычно имеют большое значение.

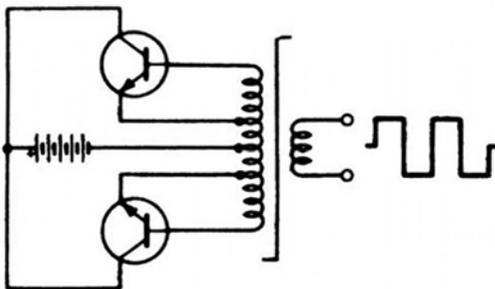


Рис. 1.14. Схема генератора с насыщаемым сердечником.

На рис. 1.15 представлен другой класс инверторов. Здесь мощные транзисторы не участвуют в автоколебательном процессе, а возбуждаются внешним сигналом. Обычно в качестве сигналов внешнего возбуждения используются прямоугольные колебания, но в некоторых случаях на вход может быть подан сигнал от источника синусоидальных колебаний. Инверторы с внешним возбуждением предоставляют хорошую возможность управлять частотой колебаний и осуществлять широтно-импульсную модуляцию.

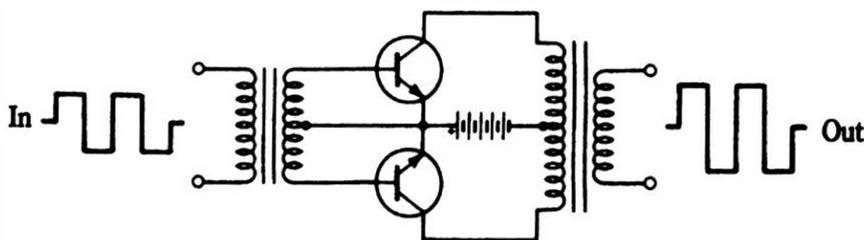


Рис. 1.15. Схема инвертора с внешним возбуждением.

Схема на рис. 1.16 представляет инвертор, в котором применен тиристор. Принцип его действия подобен работе инвертора на тиратроне (рис. 1.13). Однако вариант с тиристором не автоколебательная схема; для ее работы требуются сигналы запуска от соответствующей логической схемы. Это, тем не менее, не позволяет квалифицировать такой инвертор как схему с внешним возбуждением в общепринятом смысле, поскольку для получения выходного сигнала не требуется даже приближенной копии запускающих импульсов, подаваемых на управляющий электрод тиристора.

Эту и большинство других схем с тиристорами и симисторами, используемых для выполнения операций инверсии или преобразования, лучше называть *триггерной схемой*. Они работают как счетный триггер, переключая большую мощность.

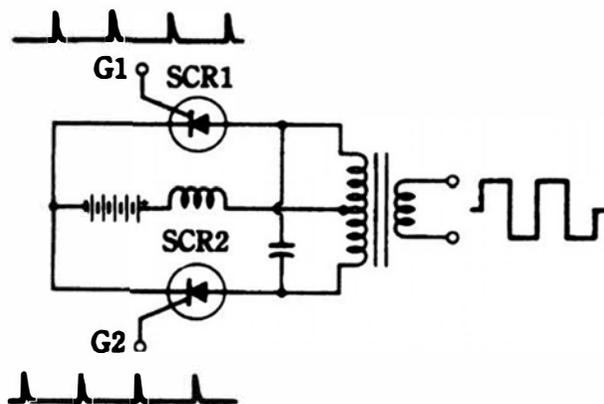


Рис. 1.16. Схема инвертора на тиристорах.

Обратите внимание, что логическая схема, формирующая сигналы запуска, не показана. Это соответствует целям данной главы, в которой рассматриваются основные черты инверторов и преобразователей, а не детали. Такое описание работы инвертора и преобразователя на тиристорах и симисторах является общепринятым в технической литературе. Иногда логическая схема показывается отдельно. Часто, однако, она вообще не присутствует на схеме. Основная идея, лежащая в основе анализа этих схем состоит в том, что схема будет работать, если обеспечена соответствующими сигналами запуска. Поскольку у разных приложений различные требования к частоте, управлению, изоляции, стабилизации, и т.д., стало довольно обычной практикой опускать логическую схему запуска на принципиальной схеме силовой системы. Справедливость этого подхода иногда оспаривается. Однако включение логического блока запуска привело бы к сильному загромождению схем сложных систем.

Трудность не ограничена только графическими проблемами; это, кроме того, может привести к сложностям при техническом обслуживании. В прошлом потребность во множестве дискретных элементов и электрические проблемы, такие как синхронизация многочисленных взаимосвязанных цепей, не позволяли получить высокую надежность. Эта проблема преодолевается введением интегральных схем, специально предназначенных для возбуждения инверторов, преобразователей, вибропреобразователей и импульсных стабилизаторов. Это новое поколение управляющих логических интегральных схем не только делает разработку инверторов и преобразователей в значительной степени «тривиальной» процедурой, но помимо прочего позволяет намного проще чем, это было на дискретных логических схемах, реализовывать функции программирования, осуществлять надежные методы запуска и останова, изоляции и автоматической защиты.

Другие схемы и методы

Кроме генератора с насыщаемым сердечником в инверторах и преобразователях используются различные другие схемы и методы. В качестве инверторов с внешним возбуждением, особенно в тех случаях, когда необходим синусоидальный выходной сигнал, хорошо подходят другие типы генераторов, а также усилители, прерыватели, «переключатели» и мощные логические схемы запуска. Усилитель звуковой частоты можно использовать как инвертор, просто заменяя громкоговоритель желаемой нагрузкой. Если требуется изоляция или преобразование уровня напряжения, можно воспользоваться выходным трансформатором. Могут потребоваться лишь незначительные изменения, например введение цепи обратной связи, — основная идея состоит в том, что усилитель звуковой частоты является легко управляемым инвертором с внешним возбуждением.

Импульсные источники питания часто содержат внутри функциональных блок-схем узлы, отождествляемые с инверторами или преобразователями. Однако даже «последовательный переключатель», показанный на рис. 1.17, не имеющий никаких генераторов с насыщаемым сердечником или инверторов с внешним возбуждением, очень близок к нашему определению инвертора или преобразователя. Например, легко заметить, что постоянное напряжение нестабилизированного источника «инвертировано» в переменное напряжение, а затем снова «преобразовано» в выходное постоянное напряжение.

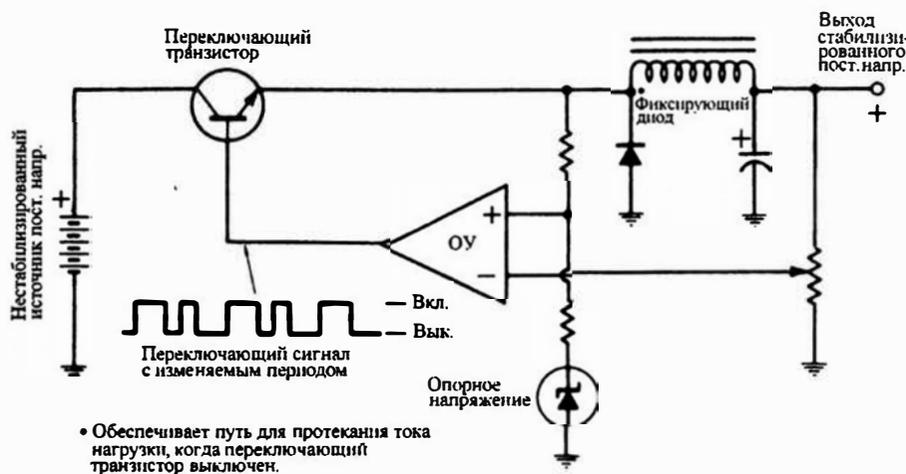
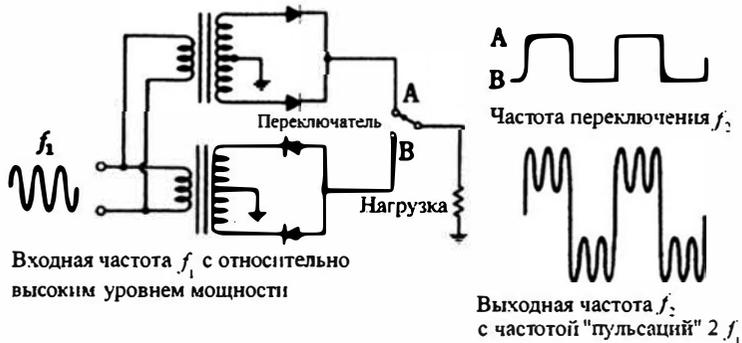


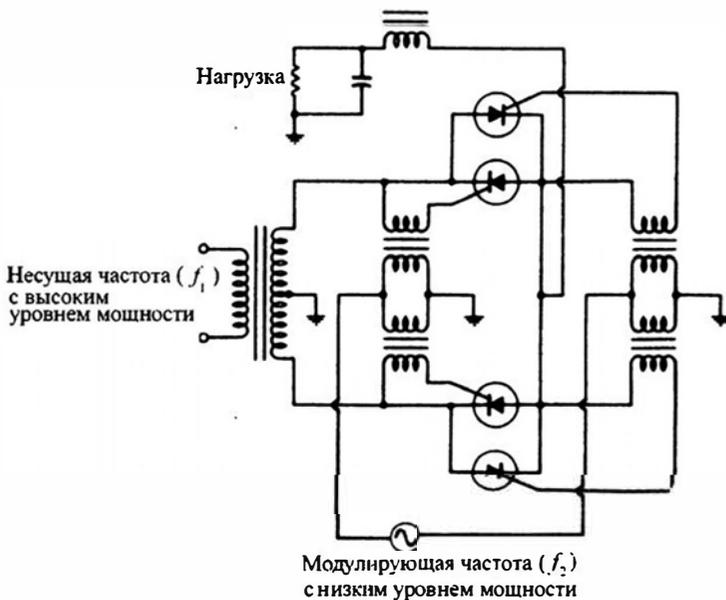
Рис. 1.17. Автоколебательный импульсный стабилизатор.

Идея преобразования частоты, иллюстрируемая на рис. 1.18, является другой «нейтральной зоной», где применяются методы коммутации. По существу эта схема является *преобразователем частоты*. Преобразование частоты, особенно когда используется коммутация, тесно связано с про-

цессами инверсии, преобразования, выпрямления, и прерывания. Поэтому, соответствующий материал, имеющий отношение к преобразованию частоты можно найти в последующих главах. Преобразователи частоты доказали свою эффективность и надежность при преобразовании частоты бортовой сети самолета 400 Гц в частоту 60 Гц. Сейчас преобразователи частоты применяются в экспериментальных системах электромобилей, где в качестве тяговых используют асинхронные двигатели (выходная частота, и, следовательно, скорость двигателя, регулируются выбором частоты модуляции).

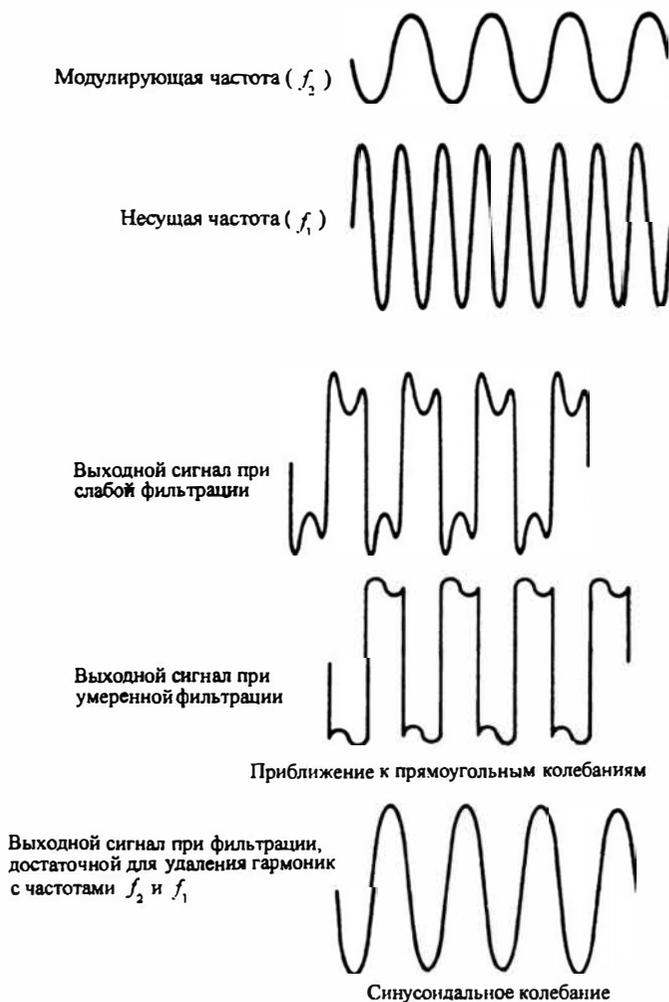


(А) Принцип действия.



(В) Упрощенная схема с тиристорами.

Рис. 1.18. Преобразователь частоты. Принцип действия, схема и форма колебаний.



(С) Форма колебаний.

Рис. 1-18. Продолжение.

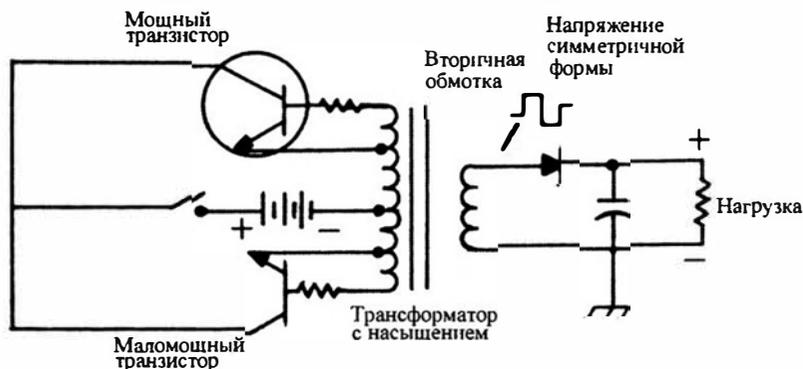
Асимметричный инвертор с симметричной формой колебаний

Интересное изменение исходной схемы двухтактного генератора или инвертора с насыщаемым сердечником состоит в использовании одного мощного транзистора и одного транзистора значительно меньшей мощности. В остальном схема остается очень похожей на те, которые рассматривались до сих пор. На первый взгляд, такая переделка двухтактной транзисторной схемы, способной работать с большими мощностями, яв-

ляется абсурдной – какую пользу можно получить от такой асимметрии? Однако оказывается, что если нагрузка подключена к обмотке трансформатора через однополупериодный выпрямитель, то только один из транзисторов отдает мощность в нагрузку. Другой транзистор в этом случае выполняет функцию возвращения сердечника в состояние исходной намагниченности, точно так, как если бы он тоже выдавал мощность в нагрузку.

Типичный преобразователь этого типа показан на рис. 1.19. У этого преобразователя скважность равна 50 процентам, то есть форма колебаний симметричная по тем же самым причинам, что у стандартного инвертора или преобразователя с приблизительно согласованными мощными транзисторами. В этом и заключается преимущество такой схемы перед «истинными» однотоночными схемами, типа блокинг-генераторов. Подумать только, половину первичной обмотки можно намотать относительно тонким проводом. Это очень удачная схема для построения высоковольтного источника постоянного напряжения, поскольку многие умножители напряжения работают как однополупериодные выпрямители.

При использовании этого типа преобразователя, нужно убедиться в том, что транзистор большой мощности включен в соответствующую половину первичной обмотки, так чтобы он мог отдавать необходимый ток в нагрузку через однополупериодный выпрямитель. Если дело обстоит не так, ситуацию можно исправить, меняя включение вторичной, нагрузочной обмотки (неправильная полярность будет очевидна, поскольку при этом не потечет расчетный ток нагрузки, а маломощный транзистор быстро нагреется и может выйти из строя).



ЗАМЕЧАНИЕ: Нижнюю половину первичной обмотки можно намотать более тонким проводом, чем верхнюю половину.

Рис. 1.19. Преобразователь с одним мощным транзистором, обеспечивающим мощность в нагрузку. Маломощный транзистор просто возвращает сердечник в исходное состояние. Правильная работа зависит от фазировки вторичной обмотки.

2

Теория

Мы уже рассмотрели работу инверторов на основе вибраторов и тиратронов, где трансформаторы работают в линейном режиме. Это означает, что не допускается магнитное насыщение сердечника трансформатора. Причина этого проста: при работе в области насыщения значительно увеличиваются потери мощности в сердечнике трансформатора за счет гистерезиса, а к.п.д. снижается. Действительно, с точки зрения классической теории конструирования трансформаторов, следует избегать периодического образования большой петли гистерезиса, а прямоугольная форма петли гистерезиса (существуют такие материалы), несомненно, нежелательна вдвойне. В настоящее время, однако, лучшие инверторы проектируются таким образом, что сердечники трансформаторов специально доводятся до глубокого насыщения.

Разница между работой трансформаторов в рассмотренном ранее линейном режиме и в режиме с насыщением не количественная, а качественная. Действительно, если бы единственным улучшением по сравнению со схемами прежних инверторов был бы простой транзисторный генератор с насыщением сердечника, то существенная часть современных разработок осталась бы нереализованной. Сердечник с насыщением и мощный транзистор образуют нечто единое, как рука в перчатке. Этого нет в схемах, использующих тиратроны, игнитроны и вакуумные лампы. В этих конструкциях сердечник с насыщением не дает особых преимуществ.

По-прежнему остается справедливым тот факт, что насыщение сердечника трансформатора приводит к дополнительным потерям, как и в случае традиционных трансформаторов. Однако, комбинация такого жестко управляемого трансформатора с мощными транзисторами (также жестко управляемыми) позволяет создавать высокоэффективные инверторы, обладающие, кроме того, другими замечательными свойствами. В таких уникальных генераторах насыщение сердечника управляет процессами переключения.

Теория работы генератора с насыщаемым сердечником

Интересно рассмотреть сам принцип возникновения колебаний в инверторах с насыщаемым сердечником. Следующие черты являются основополагающими для инверторов такого типа:

1. Процессы переключения происходят из-за взаимосвязи процесса магнитного насыщения в сердечнике и особенностей протекания тока в мощных транзисторах. Ни эффект насыщения, ни передаточные характеристики мощных транзисторов сами по себе не обеспечивают возникновения колебаний.

2. Несмотря на положительную обратную связь, колебания не являются разновидностью колебаний в LC -контуре.

3. Несмотря на то, что эти колебания носят релаксационный характер, частота колебаний не определяется постоянными времени L/R или RC .

4. В идеале, частота колебаний такого инвертора не зависит от параметров транзисторов и температуры. Идеальная схема не требует настройки. При правильном расчете эти свойства практически достижимы.

5. Частота колебаний в идеальном инверторе с насыщением сердечника прямо пропорциональна напряжению питания. Это можно использовать в некоторых приложениях.

6. Форма колебаний в идеале близка к прямоугольной со скважностью 50%.

Рассмотрим последовательность процессов в таком инверторе. В действительности существует несколько вариантов схем, объединенных едиными базовыми принципами. Одна из таких схем была представлена на рис. 1.14. Другая, которая будет проанализирована сейчас, показана на рис. 2.1. Остальные схемы будут рассмотрены позднее. Каждый вариант обладает своими специфическими свойствами, а выбор схемы определяется особенностями конкретного применения. Однако все эти схемы содержат по два транзистора, трансформатор с насыщаемым сердечником и работают по существу одинаково.

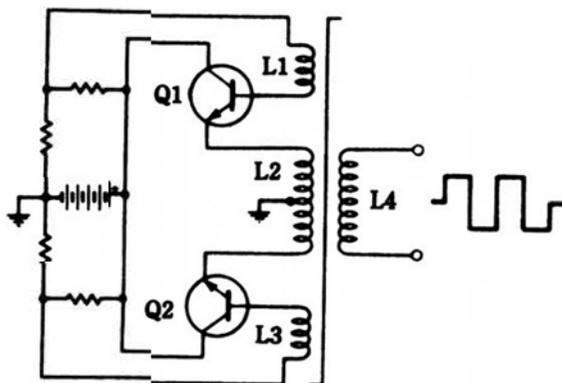


Рис. 2-1. Инвертор с насыщаемым сердечником, использующий два транзистора и один трансформатор.

Рассмотрение работы схемы на рис. 2-1 начнем с момента, когда на нее подано постоянное напряжение источника питания. Можно предположить, что оба транзистора одновременно находятся в актив-

ном режиме и схема стремится быстро перейти в фиксированное состояние, как это было и ранее, то есть транзистор $Q1$ начинает открываться и переход из точки x в точку d на рис. 2.2 заканчивается переходом транзистора $Q1$ в состояние полного насыщения. Состояние насыщения поддерживается до тех пор, пока не будет достигнута точка a . В это время сердечник начинает насыщаться при отрицательных значениях магнитного поля и электромагнитная индукция, обеспечивавшая открытое состояние транзистора $Q1$, резко уменьшается, так как скорость изменения магнитного потока стремительно падает по мере приближения наклона В-Н-кривой к горизонтали. Затем $Q1$ выходит из режима насыщения, что еще больше уменьшает прямое смещение его эмиттерного перехода. Вследствие этого быстро нарастающего процесса $Q1$ начинает закрываться примерно в тот момент, когда достигается точка a .

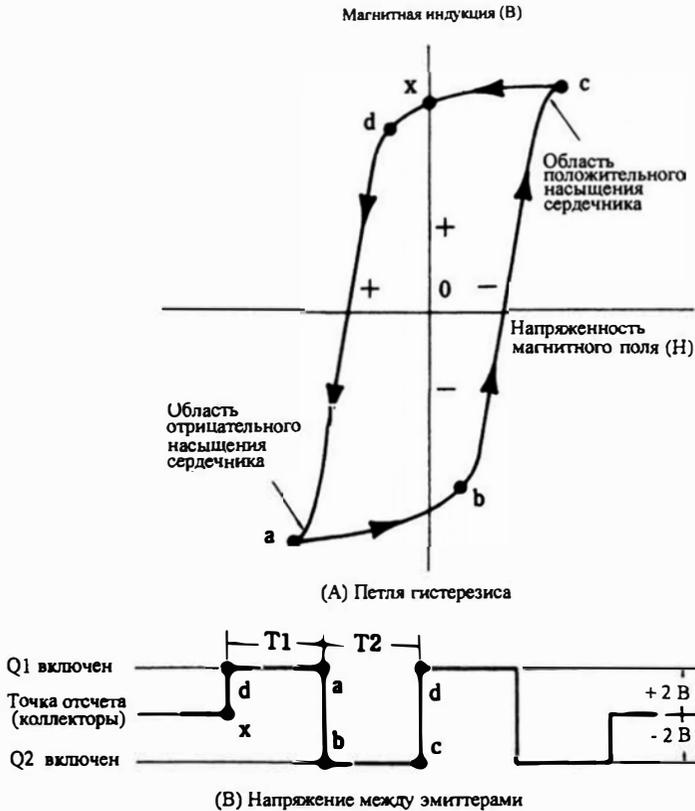


Рис. 2.2. Соответствие между петлями гистерезиса и временной диаграммой инвертора.

Вслед за прекращением тока транзистора $Q1$ в окрестности точки a происходит изменение магнитного поля в сердечнике по кривой гисте-

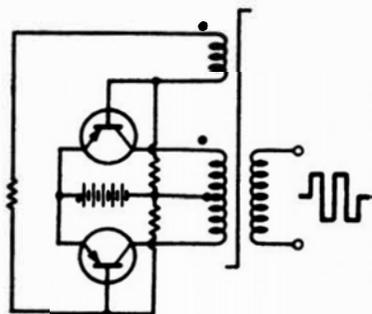
резиса из точки *a* в точку *b*. Это происходит очень быстро ввиду того, что изменение магнитного потока мало. Иначе говоря, изменение индукции в обмотках столь незначительно, что не может обеспечить существенной задержки. Переход из точки *a* в точку *b* обусловлен природой гистерезиса: если бы не было эффекта гистерезиса в материале сердечника, то по мере выключения транзистора *Q1* движение происходило бы из точки *a* в точку *0*.

Как только процесс приходит в точку *b*, сердечник выходит из насыщения, его магнитная проницаемость снова становится высокой и в обмотках трансформатора возникает сильная электромагнитная индукция. Но на этот раз напряжения, возникающие на обмотках обратной связи *L1* и *L3*, имеют полярности, противоположные тем, которые обеспечивали первоначальное включение транзистора *Q1*. Поэтому на транзистор *Q1* подается закрывающее напряжение смещения, в то время как на *Q2* поступает прямое или открывающее напряжение смещения. Более того, эти два процесса переключения происходят регенеративно и вблизи точки *b* транзистор *Q2* становится полностью включенным, а *Q1* закрывается. Предыдущие объяснения взаимодействия транзисторов и сердечника трансформатора повторяются снова, только меняются местами состояния проводимости транзисторов *Q1* и *Q2* и полярность магнитного поля в сердечнике. В окрестности точки *c* начинается новый цикл переключения в схеме. Скважность колебаний 50% обусловлена симметричностью кривой гистерезиса. Можно предположить, что различие характеристик транзисторов нарушит равенство времен переключения. Однако практически для современных транзисторов этот эффект пренебрежимо мал. Если различие параметров транзисторов будет столь значительным, что это может существенно повлиять на скважность, то серьезно пострадают и другие характеристики инвертора.

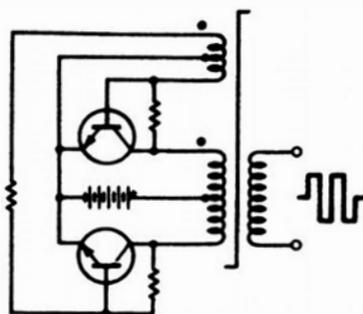
Очевидно, что явление гистерезиса не обеспечивает колебаний само по себе: для обеспечения обратной связи необходимы активные приборы. В тоже время, транзисторы, присоединенные к трансформатору без сердечника, также не могут генерировать такие колебания.

Другие варианты схемы

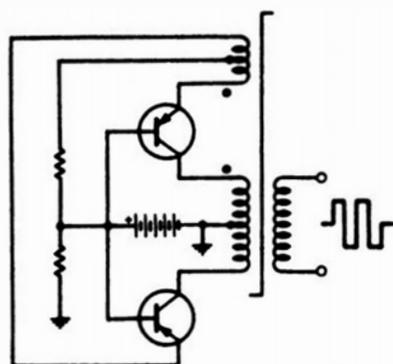
Как было уже указано, инвертор с насыщаемым сердечником, представленный на рис.2.1, только один из вариантов схемы. Четыре другие схемы изображены на рис.2.3. Они отличаются друг от друга конфигурацией обратной связи и способом включения транзисторов (с общей базой, с общим эмиттером или с общим коллектором). Другими отличиями могут быть тип проводимости транзисторов (п-р-п или р-п-р), способы подачи смещения на базу и метод ограничения тока. Хотя такие схемы взаимозаменяемы, все же имеются определенные преимущества и недостатки, присущие каждой из них.



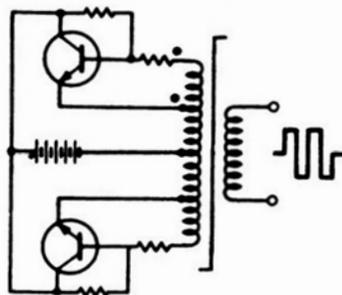
(А) Общий эмиттер, одна обмотка обратной связи



(В) Общий эмиттер, обмотка обратной связи с отводом



(С) Общая база, обмотка обратной связи с отводом



(D) Общий коллектор, автотрансформаторная обратная связь

Рис. 2.3. Варианты двухтранзисторных однотрансформаторных инверторов с насыщаемым сердечником.

Схемы с общим эмиттером на рис. 2.3А и 2.3В наименее требовательны к мощности, потребляемой цепью базы. Это важный фактор в тех случаях, когда нужен высокий к.п.д. Когда цепь базы потребляет большую мощность, эффективность трансформатора уменьшается из-за дополнительных омических потерь в обмотках обратной связи. Схема на рис. 2.3С использует включение транзисторов с общей базой. В этой схеме транзисторы меньше подвержены пробоев вследствие бросков напряжения при переключениях. Кроме того, данная схема имеет меньшие потери при переключении транзисторов, особенно при высокой частоте колебаний. Однако эти преимущества обычно становятся незначительными в связи с необходимостью обеспечить большой ток базы, необходимый для поддержания транзисторов в режиме насыщения.

Схема с общим коллектором на рис. 2.3D очень популярна. Эта популярность объясняется не теоретическими выводами, а благодаря некоторым удобствам ее практической реализации. Одно из них состоит в единственной, хоть и с отводами, обмотке трансформатора. Трансфор-

матор становится проще в производстве, а также увеличивается связь между секцией обратной связи и секцией первичной обмотки. Но наиболее замечательным достоинством этой схемы является возможность монтировать оба транзистора непосредственно на одном радиаторе, что обеспечивает минимальное тепловое сопротивление между корпусом транзистора и радиатором. Благодаря этой практической уловке, максимальная мощность такой схемы часто превышает возможности других схем, в которых транзисторы приходится электрически изолировать от радиатора. Мощность необходимая для управления базой в этой схеме, имеет промежуточное значение между мощностью в схеме с общим эмиттером и мощностью в схеме с общей базой. Так же как и для схемы с общим эмиттером, необходимо убедиться, что быстродействие транзисторов достаточно для выбранной частоты колебаний. Следует обратить внимание на то, что фазировка первичных обмоток и обмоток обратной связи не одинакова для всех схем, показанных на рис.2.3.

Частота колебаний инвертора с насыщаемым сердечником

Воспользовавшись основным уравнением, определяющим частоту колебаний инвертора с насыщаемым сердечником, можно глубже понять его работу. В классической теории трансформаторов имеется соотношение:

$$E = (4.44 \times 10^{-8}) f N \Phi_{MAX}$$

где:

E — амплитуда синусоидального напряжения в обмотке (приложенного или индуцированного),

f — частота в герцах,

N — число витков обмотки,

Φ_{MAX} — амплитуда магнитного потока в сердечнике.

Это уравнение связывает основные параметры: амплитуду напряжения, частоту, число витков и величину магнитного потока. Конечно, конструктор трансформатора должен знать, как зависит коэффициент трансформации напряжения от соотношения числа витков в обмотках, и кое-что о методах расчета сечения медных проводов. Другие детали тоже имеют значение для успешного конструирования трансформаторов, однако, упомянутых выше параметров достаточно для целей, поставленных в этой книге.

Поскольку мы собираемся сконцентрировать внимание на частоте инвертора с насыщаемым сердечником, то удобно разрешить это уравнение относительно частоты.

Прежде чем мы применим это уравнение к инвертору с насыщаемым сердечником, необходимо выяснить, в чем отличие процессов в трансформаторе инвертора от процессов в обычных силовых трансформаторах. Отличия состоят в следующем:

$$f = \frac{E \times 10^8}{4.44 \times N \times \Phi_{MAX}}$$

1. В трансформаторе инвертора сигналы имеют не синусоидальную форму, а форму меандра.

2. Мы уже знаем, что Φ_{MAX} определяется значением магнитного потока насыщения в сердечнике. Конструкторы классических трансформаторов избегают области насыщения, но это необходимый и очень удобный конструкторский параметр, позволяющий достигать максимальной эффективности и оптимального функционирования инверторов с насыщаемым сердечником.

3. При конструировании инверторов с насыщаемым сердечником обычно удобно использовать соотношение:

$$\Phi_{MAX} = B_{SAT} \times A$$

где:

B_{SAT} — магнитная индукция насыщения материала сердечника,

A — площадь поперечного сечения сердечника.

Удобство состоит в том, что производители сердечников приводят именно эту информацию в своей литературе.

Теперь можно вывести соотношение для частоты инвертора с насыщаемым сердечником. Прежде всего, мы должны сделать соответствующую поправку для сигналов в форме меандра. Отношение амплитудных значений к средним для синусоидальной формы сигналов составляет 1.11. Меандр уникален в том смысле, что амплитудное, среднее и эффективное значения у него равны. Поэтому, чтобы модифицировать соотношение для частоты с целью использования его для сигналов в форме меандра вместо синусоиды, необходимо разделить 4.44 на 1.11.

Выражение для f тогда принимает вид:

$$f = \frac{E \times 10^8}{4 \times N \times B_{SAT} \times A}$$

где: f — частота в Герцах,

E — напряжение в обмотке (см. следующий абзац),

N — число витков половины первичной обмотки,

B_{SAT} — магнитная индукция насыщения материала сердечника,

A — площадь поперечного сечения сердечника.

В этом выражении величина E означает пиковое напряжение, приходящееся на половину первичной обмотки, то есть от центрального отвода до присоединенного к эмиттеру или коллектору в любой схеме, указанной на рис. 2.1 или 2.3. Однако в большинстве практических приложений проще и удобнее воспользоваться достаточно точной аппроксимацией состоящей в том, что величина E равна напряжению источника питания.

Для измерения площади в B_{SAT} и A можно использовать любые единицы, если они одни и те же. Так если B_{SAT} выражено в некоторых единицах на квадратный сантиметр, то и A должно выражаться в квадратных сантиметрах.

Важность уравнения для частоты колебаний

Хотя величины, входящие в соотношение для частоты, весьма информативны, интересно посмотреть какие параметры не вошли в него. Например, очевидно, что не вошли параметры таких элементов как конденсатор или колебательный контур. Нет ни сопротивления, ни числа витков обмотки обратной связи. Хотя индуктивность и присутствует в неявном виде, поскольку связана с числом витков первичной обмотки, однако, совершенно не учитывается ее связь с магнитной проницаемостью сердечника и площадью петли гистерезиса. Ни один из этих факторов, включая и характеристики транзисторов, не определяют частоту колебаний, за исключением возможного влияния в виде эффектов второго порядка на величину E (то же самое может быть сказано и по отношению к температуре, за исключением ее влияния на B_{SAT} и E).

Легко видеть, что стабильность частоты в инверторе с насыщаемым сердечником может быть сделана достаточно высокой. Поскольку для сердечника имеются материалы, у которых величина B_{SAT} почти постоянна в широком диапазоне температур, то достаточно сконструировать источник постоянного напряжения со стабилизированным выходным напряжением, что не очень трудно. Единственными параметрами, которые могут изменяться, остаются падение напряжения на транзисторах и падение напряжения на проводах первичной обмотки. Изменение величины этих двух напряжений может влиять на величину E и, поэтому, на частоту. Если использовать для обмоток провода подходящего сечения, источник питания с достаточно большим напряжением и обеспечить достаточно большой ток в базе транзисторов, чтобы ввести их в режим насыщения, то частота может быть сделана даже более стабильной, чем обычно требуется при использовании инверторов. Стабильность частоты сама по себе не самая важная проблема, однако стабильность дает уверенность, что можно сконструировать инверторы с предсказуемыми характеристиками.

Варианты уравнения для частоты колебаний

Полезно разрешить основное уравнение, определяющее частоту, относительно других величин. Это создает удобства для определения напряжения источника питания, выбора материала сердечника, определения физических размеров трансформатора и для вычисления необходимого числа витков. Более того, различные формы уравнения обеспечивают дополнительное понимание взаимосвязи между параметрами. Ранее полученное решение имело вид:

$$f = \frac{E \times 10^8}{4 \times N \times B_{SAT} \times A}$$

Выражение для определения E выглядит следующим образом:

$$E = f \times 4 \times N \times B_{SAT} \times A \times 10^{-8}$$

Как уже говорилось, величина E приблизительно равна напряжению источника питания. Решение уравнения относительно N имеет вид:

$$N = \frac{E \times 10^8}{4 \times f \times B_{SAT} \times A}$$

Напомним, что величина N равна числу витков половины первичной обмотки.

Выражение для B_{SAT} выглядит так:

$$B_{SAT} = \frac{E \times 10^8}{4 \times f \times N \times A}$$

Существуют различные магнитные материалы сердечников с широким диапазоном значений B_{SAT} .

Для A решение имеет вид:

$$A = \frac{E \times 10^8}{4 \times f \times B_{SAT} \times N}$$

Заметим, что ничего не говорится относительно длины пути магнитного потока в сердечнике. На практике длина магнитного потока в сердечнике определяется автоматически, из условия обеспечения достаточного места для размещения обмоток трансформатора.

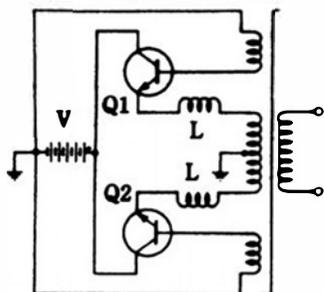
Детальный анализ формы колебаний

Разработанная теория колебаний дает удовлетворительное объяснение основных характеристик работы инвертора с насыщаемым сердечником. Существует, однако, специфический побочный эффект, присущий реальным устройствам. Этот эффект состоит в образовании бросков напряжения, которые накладываются на основные колебания напряжения. Эти всплески могут быть очень узкими на фоне меандра частотой 60 или 400 Гц и могут быть даже незаметны, если использовать низкочастотный осциллограф. Однако присутствие этих выбросов часто является причиной разрушения транзисторов. Иногда выдвигается аргумент, что содержащаяся в этих бросках энергия не существенна, если температура транзистора не высока. Однако существует много доказательств, подтверждающих, что даже если эти броски не вызывают немедленного разрушения, они приводят к ухудшению параметров транзистора и возможно к их полному разрушению. Доказано, что броски напряжения могут разрушать транзистор без какого-либо заметного повышения температуры его корпуса. Броски напряжения являются дополнительным источником радиочастотных помех. Очень желательно принять такие конструкторские решения, которые устраняют или ограничивают причину образования бросков.

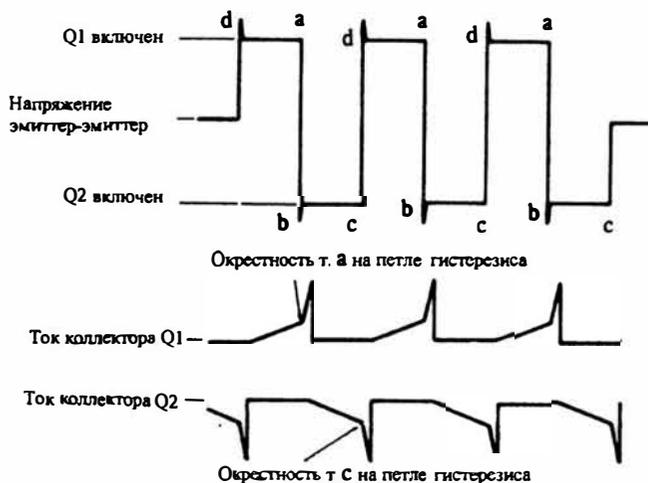
Броски напряжения являются результатом высокой скорости изменения тока в схемах с индуктивными элементами. Если бы трансформаторы инверторов были идеальны и переключение было мгновенным, то транзисторы не почувствовали бы никакого влияния индуктивности при выключении. Происходит это потому, что вторая половина трансформатора замыкается в этот момент другим транзистором. На практике же выключающийся транзистор прерывает свой ток через эквивалентную индуктивность рассеяния, присущую всем реальным трансформаторам. На рис. 2.4А добавлены индуктивности L , имитирующие действие индуктивности рассеяния трансформатора. Индуктивность рассеяния является следствием неполной электромагнитной связи между обмотками, или между отдельными витками одной обмотки. Помимо индуктивности рассеяния, еще один эффект дает вклад в образование бросков напряжения. Это эффект увеличения тока коллектор-эмиттер перед выключением.

Основную причину, по которой в инверторах нежелательно иметь броски напряжения, часто понимают неверно. Хорошо известно, что при резком прекращении тока в катушке индуктивности возникает напряжение самоиндукции или э.д.с. Это кратковременное напряжение имеет величину прямо пропорциональную скорости выключения тока и величине индуктивности в цепи прохождения тока. Так, если батарею, катушку индуктивности и рубильник соединить в простейшую последовательную цепь, то можно получить видимый дуговой разряд между контактами рубильника при его выключении. (Эти броски напряжения используются в системах зажигания). Такой же процесс должен происходить и в инверторах с насыщаемым сердечником. Однако возникающие всплески были бы более мягкими, если бы сказанное было единственной причиной. Броски напряжения, возникающие в этом процессе, ограничиваются «шунтирующим» действием противоположного транзистора. Например, когда транзистор $Q1$ на рис. 2.4 выключается, образуется бросок напряжения. Но включение транзистора $Q2$ создает короткое замыкание в нижней половине обмотки с центральным отводом. Эта короткозамкнутая цепь имеет электромагнитную связь с верхней половиной обмотки и поэтому уменьшает амплитуду формируемого броска напряжения.

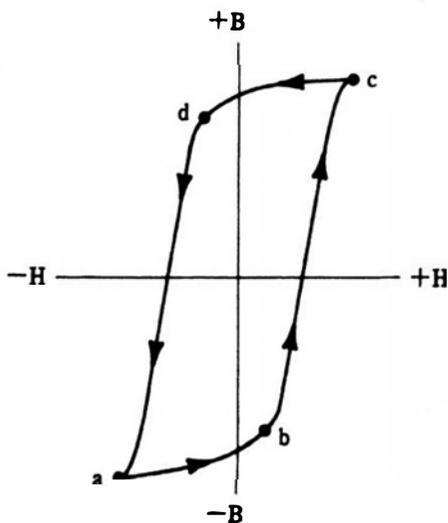
Это объяснение предполагает, что переключение происходит мгновенно, что транзистор во включенном состоянии идеально замыкает цепь и что имеется полная электромагнитная связь двух секций обмотки с центральным отводом. Даже после того, как сделаны всевозможные скидки на неидеальность компонентов, все же необходимы дополнительные соображения, чтобы объяснить большую амплитуду бросков напряжения. Эмпирические наблюдения показывают, что трансформатор с большой индуктивностью рассеяния явно увеличивает амплитуду всплесков. Поэтому можно сделать вывод, что индуктивность рассеяния подавляет шунтирующее действие открывающегося транзистора; это естественно приводит к увеличению бросков напряжения.



(А) Эквивалентная схема



(В) Осциллограммы сигналов



(С) Петля гистерезиса

Рис. 2.4 Возникновение всплесков напряжения в инверторе с насыщающим сердечником

Однако еще один опытный факт приводит к более правильному объяснению. Инвертор с насыщаемым сердечником должен иметь достаточно сильную обратную связь, чтобы поддерживать транзисторы в состоянии насыщения в то время, когда они открыты. Легко показать, что броски напряжения становятся больше при увеличении тока базы. Таким образом, индуктивность рассеяния совместно с эффектом, связанным с увеличенным током базы ответственны за исследуемое явление.

Рассмотрим форму коллекторного тока. На рис. 2.4В осциллограмма коллекторного тока имеет вид наклонной прямой с резким подъемом в конце. (Эта форма коллекторного тока соответствует работе инвертора без нагрузки. Для наших целей удобно иметь дело с таким режимом работы. Однако полученные нами объяснения изменятся несущественно, если инвертор будет подключен к нагрузке.) Резкое изменение наклона кривой коллекторного тока совпадает с моментом возникновения насыщения в сердечнике. Этого и следовало ожидать, потому что скорость роста тока в катушке индуктивности определяется величиной индуктивности, подключенной к источнику напряжения. В катушке индуктивности с ферромагнитным сердечником величина индуктивности сильно зависит от магнитной проницаемости сердечника. В частности, проницаемость велика в линейной области петли гистерезиса (см. рис. 2.4С). Когда достигается насыщение, проницаемость падает до относительно малой величины. Поэтому источник напряжения, который первоначально был подключен к устройству с высоким значением индуктивности, внезапно «видит» значительно меньшее значение индуктивности. Это приводит к резкому повышению скорости возрастания тока.

Эта ситуация хорошо объясняется соотношением $E = L \cdot di/dt$. Оно обычно используется, чтобы пояснить появление напряжения вследствие изменения тока в индуктивности. Однако оно также показывает, что если E представляет постоянное напряжение, приложенное к катушке индуктивности (L), то появляется ток с постоянной скоростью нарастания. То есть, осциллограмма тока будет иметь вид наклонной прямой с постоянным наклоном. Поэтому, если величину L внезапно уменьшить (как это случается при насыщении сердечника), то скорость изменения тока должна увеличиться, чтобы удовлетворялось равенство, зафиксированное в приведенном соотношении. Это объясняет два наклона в осциллограмме коллекторного тока, показанной на рис. 2.4.

На первый взгляд явление, описанное выше, может показаться несущественным. В конце концов, способность транзисторов выдерживать большие импульсные токи коллектора не представляет особой проблемы, а имея транзисторы с достаточно высоким коэффициентом усиления, нетрудно просто немного увеличить ток базы транзистора, чтобы приспособиться к «токовому голоду» трансформатора. Это справедливо лишь отчасти. К сожалению внезапный бросок тока проходит через эквивалентную индуктивность рассеяния трансформатора (L на рис. 2.4 А). Используя выражение $E = L \cdot di/dt$ еще раз, мы видим, что формируется кратковременное напряжение. Необходимо помнить, что

величина индуктивности рассеяния L существенно меньше, чем индуктивность первичной обмотки трансформатора до насыщения. И именно поэтому новая скорость изменения тока di/dt , может быть очень высокой.

На практике, при конструировании инвертора весьма непросто поддерживать индуктивность рассеяния на низком уровне. Лучшие результаты получаются обычно при использовании тороидальных сердечников и обмоток с бифилярной намоткой. Обычно после того, как сконструирован трансформатор, лучший из возможных при заданных финансовых и производственных ограничениях, базовый ток транзисторов выбирается немного больше тока, необходимого для работы с номинальной нагрузкой. При такой методике не используется полная токовая нагрузка трансформатора. Это в значительной мере снимает остроту проблемы бросков напряжения, ввиду того, что в дальнейшем они могут быть уменьшены как по амплитуде, так и по энергии. Часто, даже после того как все возможное было сделано и с конструкцией трансформатора, и с током базы транзисторов, броски напряжения все еще могут угрожать транзисторам. Иногда можно выбрать транзисторы с достаточно большим запасом по пробивному напряжению. Но такое средство может оказаться дорогостоящим. Не следует забывать, что характеристики транзисторов сильно взаимосвязаны. Акцент на одном из параметров приводит к ухудшению других. Если же попытаться выбрать транзисторы с очень высоким пробивным напряжением, с требуемой скоростью переключения, коэффициентом передачи по току и т. д., то стоимость при таком подходе с позиции «грубой силы» становится непомерно высокой. В любом случае остается беспокойство за поведение нагрузки при этих всплесках. Лучше всего попытаться уменьшить их.

В базовую схему инвертора могут добавляться различные демпфирующие и амортизирующие цепи, чтобы ослабить броски напряжения, остающиеся несмотря на необходимые меры, принятые при конструкции трансформатора и выборе обратной связи или тока базы. Эти цепи будут рассмотрены в следующей главе. Здесь же достаточно заметить, что они обычно не могут скомпенсировать ошибки, связанные с небрежным расчетом. Если трансформатор недостаточно хорош, и/или ток базы слишком велик, применение такой цепи может вызвать ухудшение других рабочих характеристик.

Другие решения проблемы бросков напряжения предполагают использование иных типов инверторов, отличающихся от двухтранзисторного однострансформаторного типа, рассматриваемого до сих пор. Из того, что мы увидели на примере простого инвертора с насыщаемым сердечником, мы приходим к предположению, что проблема всплесков была бы смягчена, если бы выходной трансформатор работал в линейном режиме, а не в режиме насыщения. Такой подход подразумевает наличие противоречивых требований, но он возможен, хотя и ценой усложнения и удорожания конструкции.

Двухтрансформаторный инвертор

В самовозбуждающихся инверторах, рассматриваемых до сих пор, единственный трансформатор определяет частоту переключений и связывает генерируемые колебания с целью нагрузки. Если эти функции разделены, то появляются определенные преимущества. При двух трансформаторах возникают, однако, расходы на дополнительные компоненты и усложнение схемы. Один трансформатор, сравнительно маленький, работает в режиме насыщения и управляет током базы. Другой трансформатор подключен к выходной цепи и работает в линейном режиме. Таким образом, трансформатор, который управляет большими уровнями мощности, не создает больших потерь из-за гистерезиса, что неизбежно, если сердечник работает в режиме насыщения. При прочих равных условиях можно ожидать большей эффективности от инвертора с двумя трансформаторами и, по крайней мере, при низких частотах, он легко реализуется. (При высоких частотах существенными могут быть потери при переключении транзисторов. Но это проблема всех инверторов, где необходим высокий к.п.д.)

Простой двухтранзисторный двухтрансформаторный инвертор показан на рис. 2.5. В этой схеме выходной трансформатор $T1$ не насыщается. Однако в схеме имеют место управляемые насыщаемым сердечником колебания благодаря наличию трансформатора $T2$ в базовой цепи. Поскольку трансформатор $T2$ сравнительно мал и через него проходит малая доля тока трансформатора $T1$, потери в его сердечнике меньше, чем в однострансформаторном инверторе. Более важно то, что броски напряжения в выходной цепи существенно меньше, чем в однострансформаторном инверторе.

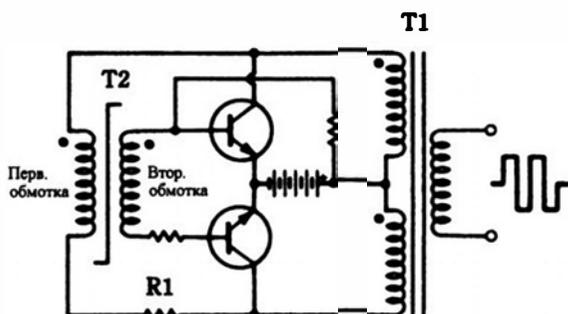


Рис. 2.5. Двухтрансформаторный инвертор.

В схеме на рис. 2.5 управление частотой может осуществляться изменением сопротивления резистора $R1$. Это изменяет напряжение, подаваемое на насыщаемый трансформатор $T2$. Несколько лучший способ управления частотой предложен в схеме на рис. 2.6А. Более того, если встречно включенные стабилитроны (рис. 2.6В) добавить в первичную

обмотку насыщаемого трансформатора T_2 , то можно хорошо стабилизировать частоту, несмотря на изменения нагрузки и напряжения питания. Низковольтные стабилитроны на основе диодов с лавинным пробоем имеют очень резкий излом вольтамперной характеристики в диапазоне напряжений 4.5 – 9 В и превосходны для этой цели. Наилучшие результаты получаются, если резистор $R1$ разделен на два, а стабилитроны дополнены обычными диодами, как указано на рис. 2.6В.

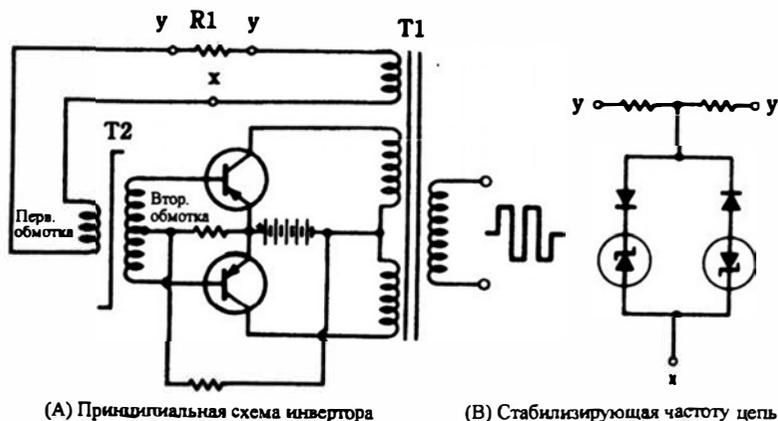


Рис. 2.6. Вариант схемы двухтрансформаторного инвертора.

Двухтрансформаторный инвертор с обратной связью по току

С первого взгляда представленный на рис. 2.7 инвертор может показаться просто еще одним вариантом самовозбуждающегося двухтрансформаторного инвертора. По существу, так и есть, однако в эту схему заложен один нетривиальный принцип работы. В то время как остальные изученные нами двухтрансформаторные инверторы (как и рассмотренные ранее однострансформаторные варианты) использовали обратную связь по напряжению, этот инвертор имеет обратную связь по току. Обмотки обратной связи в насыщаемом трансформаторе T_2 соединены последовательно с коллекторами транзисторов и выходным трансформатором. Во всех изученных ранее схемах использовалось параллельное соединение.

Одна из особенностей этой схемы состоит в том, что колебания не возникают сами по себе, без нагрузки. Поэтому, в зависимости от особенностей конструкции, какая-то минимальная нагрузка должна быть подключена к выходу. Объяснение этого факта легко понять из определений обратной связи по напряжению и по току. Обратная связь по напряжению предполагает, что сигнал обратной связи пропорционален выходному напряжению. При обратной связи по току сигнал обратной

связи пропорционален выходному току. Во всех этих инверторах выходное напряжение и выходной ток привязаны к первичной обмотке выходного трансформатора.

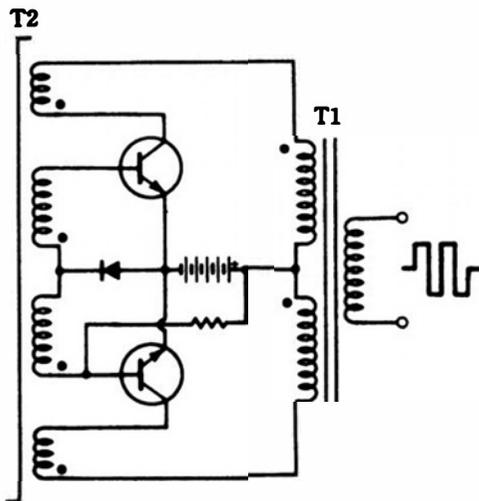


Рис. 2.7. Двухтрансформаторный инвертор с обратной связью по току.

Другая необычная особенность инвертора с обратной связью по току состоит в том, что он продолжает работать при коротком замыкании на выходе. Если не принимать специальных мер, то длительная работа в режиме короткого замыкания чаще всего небезопасна. А инверторы с обратной связью по напряжению выключаются при коротком замыкании выхода. Схема просто перестает генерировать колебания. Обычно такое состояние может продолжаться неопределенно долго. После устранения неисправности схема снова возобновляет работу. Отсутствие внутреннего механизма защиты от короткого замыкания следует считать недостатком инвертора с обратной связью по току.

Однако это еще не все; так случилось, что инвертор с обратной связью по току имеет одно несомненное преимущество. В то время как инверторы с обратной связью по напряжению обладают высоким к.п.д. только при нагрузке близкой к номинальной, инверторы с обратной связью по току имеют высокий к.п.д. в широком диапазоне изменения нагрузок.

Инвертор с комплементарными транзисторами

Использование комплементарной пары р-п-р и п-р-п транзисторов вместо пары транзисторов одного типа, часто приводит к упрощению схемы. Этот метод использован в выходных каскадах стерео усилителей, где уменьшение стоимости стоит на первом месте. Распространение этого подхода на инверторы вполне естественно, поскольку принципиальные

схемы у них очень похожи. Ранее, однако, не удавалось подобрать подходящие пары транзисторов. Транзисторы, предназначенные для аудиотехники, не подходят для переключающих устройств из-за недостаточного быстродействия. Опасность вторичного пробоя в инверторах выше, чем в обычных случаях, особенно у транзисторов разработанных для переключающих схем. Кроме того, отсутствие мощных р-п-р транзисторов вносило дополнительные проблемы.

Эти недостатки в значительной мере были преодолены, и в настоящее время имеются комплементарные пары р-п-р и п-р-п транзисторов, которые позволяют сделать инвертор с комплементарными транзисторами вполне реализуемым и предпочтительным. Схема такого инвертора показана на рис. 2.8. Этот двухтактный генератор работает совершенно аналогично обычному инвертору с насыщаемым сердечником. Амплитуда бросков напряжения здесь меньше, чем у инверторов с транзисторами одного типа проводимости. Это связано с тем, что транзистор, осуществляющий подавление броска напряжения, присоединен непосредственно к транзистору, который только что закрылся. Другая характерная черта этой схемы состоит в том, что синфазная проводимость транзисторов существенно уменьшена.

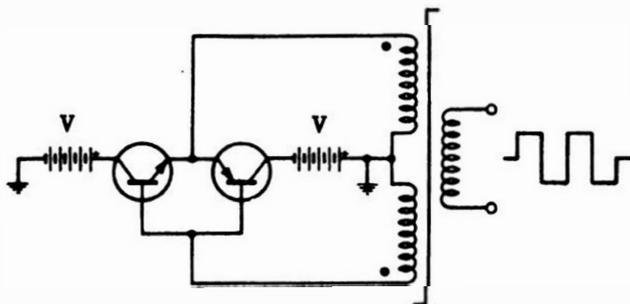


Рис. 2.8. Схема инвертора с комплементарными транзисторами.

Расчет трансформатора и конструирование инвертора с комплементарными транзисторами упрощается не только благодаря простой конфигурации схемы, но и потому что проблема бросков напряжения не столь страшна, как в обычных инверторах. Этот инвертор заслуживает особого внимания, когда нет желания использовать тороидальный трансформатор или дорогостоящий материал для сердечника. Применение этой схемы все же ограничено малыми мощностями, так как по-прежнему остается справедливым тот факт, что мощность, рассеиваемая п-р-п транзисторами существенно больше, чем р-п-р транзисторами.

Однотранзисторные схемы

Каждая из приведенных на рис. 2.9 схем использует единственный транзистор, а не два, как двухтактные схемы, рассмотренные ранее. Они

представлены в виде преобразователей, а не инверторов, так как нагрузка в таких инверторах либо предельная, либо определяет режим колебаний. Эти схемы позволяют сэкономить деньги и комплектующие, если заранее предусмотреть их конкретные применения. Обычно они менее эффективны и менее гибки, чем двухтранзисторные схемы. Хотя все четыре схемы очень похожи, их режимы работы различаются. В соответствии с этим, каждая схема имеет свою область применения.

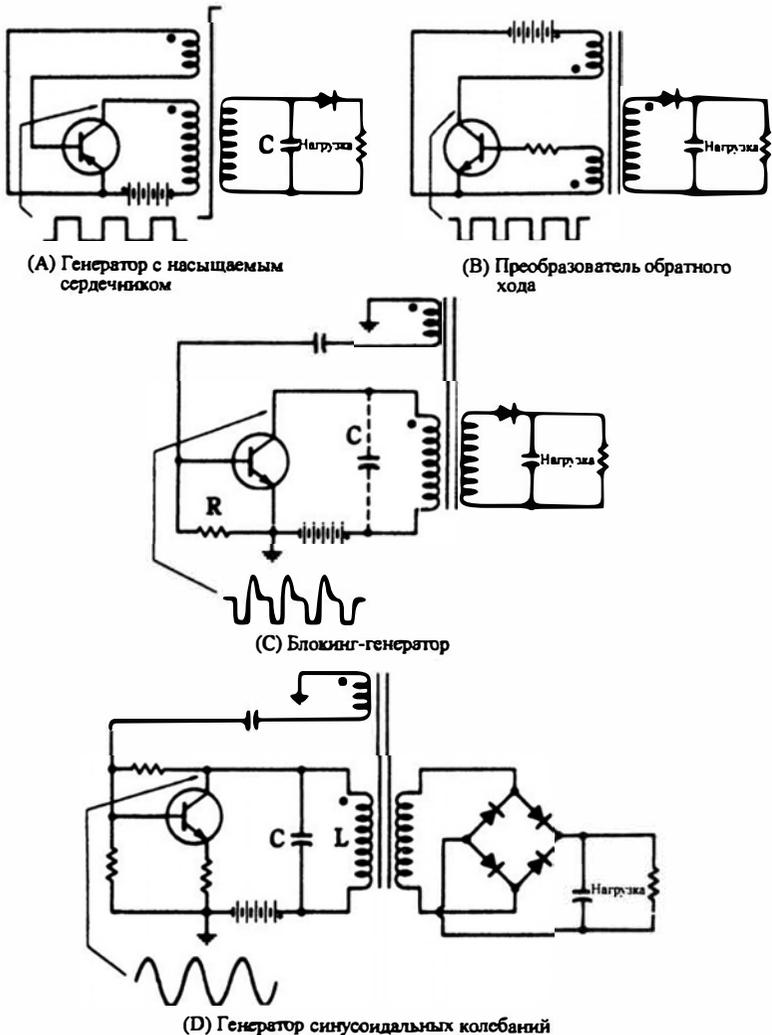


Рис. 2.9. Однотранзисторные преобразователи.

Схема на рис. 2.9А является однотранзисторным вариантом самовозбуждающегося двухтранзисторного инвертора с насыщаемым сердечником

ком. В этой схеме как будто просто удален один транзистор из двухтранзисторной схемы. Обратите внимание на цепь нагрузки. На первый взгляд кажется, что расположение конденсатора C выбрано ошибочно. Этот конденсатор, однако, работает не как элемент фильтра или колебательного контура в обычном понимании этих терминов. Можно убедиться, что он вместе с нагрузочной обмоткой трансформатора не образует LC -контур. Ведь нет взаимного перехода электрической и магнитной энергии из одного элемента в другой. Вместо этого происходит возврат запасенной в конденсаторе энергии в нагрузочную обмотку, когда транзистор выключен. Это восстанавливает исходное состояние сердечника, что приводит к возможности повторения цикла. Конденсатор C таким образом заменяет отсутствующий транзистор. Как можно было ожидать, связь между величиной нагрузки и емкостью конденсатора C очень критична. Области применения включают хобби, игрушки и другие применения, где величина к.п.д. не имеет существенного значения. На выходе имеем однополярное пульсирующее напряжение. Одним из основных применений этой схемы являются устройства зарядки аккумуляторов; еще одно использование — питание ламп дневного света.

Показанный на рис. 2.9 В преобразователь обратного хода известен также под именем преобразователь со звенящим дросселем. В действительности, это блокинг-генератор, время восстановления которого определяется постоянной времени L/R , а не более привычной постоянной времени RC , как в традиционной схеме блокинг-генератора, изображенной на рис. 2.9С. Сердечник трансформатора у преобразователя обратного хода, показанного на рис. 2.9 В, не насыщается. Однако в некоторых вариантах может быть насыщение сердечника. В любом случае диод во вторичной цепи изолирует преобразователь от нагрузки на время, пока в первичной обмотке нарастает ток при включенном транзисторе.

Это нарастание тока, в конце концов, прекращается, когда транзистор больше не может поддерживать необходимый ток (или в некоторых случаях, когда насыщается сердечник). Затем магнитное поле начинает уменьшаться и индуцирует ток во вторичной обмотке, который благодаря соответствующей полярности проходит через диод в нагрузку. Уникальная особенность данной схемы состоит в том, что пиковое напряжение превышает напряжение, соответствующее отношению числа витков трансформатора обычно раза в три или четыре, но иногда это отношение достигает восьми раз. Это очень хороший преобразователь для устройств, в которых заряжаются конденсаторы, таких как лампы-вспышки для фотоаппаратов. Он также удобен для ламп дневного света и счетчиков Гейгера.

Представленная на рис. 2.9С схема является обычным блокинг-генератором. Емкость C обычно не является реальным конденсатором, это распределенная емкость между витками обмотки и паразитная емкость других цепей. Преобразователь начинает генерировать колебания сравнительно высокой частоты, определяемой резонансным контуром в коллекторной цепи. Он продолжал бы генерировать непрерывные колеба-

ния, если бы положительная связь не была сделана намеренно слишком сильной. Кроме того, цепь базы транзистора, состоящая из резистора и конденсатора, имеет постоянную времени существенно большую, чем период собственных колебаний контура в коллекторной цепи. Сразу после возникновения колебаний напряжение прямого смещения базы начинает постепенно возрастать. Это увеличивает ток коллектора, но вскоре наступает насыщение коллекторного тока. Обратная связь, обязанная электромагнитному полю, резко прерывается и прямое смещение базы пропадает. Конденсатор в цепи базы остается заряженным, но полярность напряжения на нем такова, что к базе оказывается приложенным закрывающее напряжение. Ток коллектора резко прекращается, и схема остается в покое до тех пор, пока конденсатор не разрядится через резистор «утечки базы» R . Затем процессы в коллекторной цепи повторяются. Может показаться парадоксальным, но этот генератор никогда не достигает своей «цели» — работать как генератор синусоидальных колебаний — из-за чрезвычайно энергичного старта.

Длительность периодически генерируемых импульсов составляет $\pi \cdot (LC)^{1/2}$, где L — индуктивность коллекторной обмотки, включенной параллельно с распределенной емкостью C . Период повторения импульсов примерно равен постоянной времени, определяемой емкостью конденсатора и сопротивлением резистора R в цепи базы. Осциллограмма сигнала на коллекторе представляет собой импульс, за которым следует бросок напряжения с длительностью, равной половине периода колебаний коллекторного колебательного контура. Меняя полярность однополупериодного выпрямителя можно использовать либо положительный, либо отрицательный перепад напряжения этих импульсов.

Как уже указывалось, этот преобразователь не очень хорош в том случае, если необходимо преобразовывать большую мощность. Лучше всего он подходит для случаев, когда необходимо напряжение для питания высокоомных цепей смещения, для удержания устройства в выключенном состоянии или в качестве логической функции. Такой преобразователь удобно создать из маленького импульсного трансформатора и небольшого числа других компонент. В качестве примера использования этого маломощного преобразователя можно привести схему, которая дает запирающее напряжение величиной несколько вольт для цепи затвора полевого транзистора, управляющего электромагнитным реле в выходной цепи. С появлением современных мощных МОП транзисторов представляется возможным использовать этот преобразователь для работы с большими уровнями мощности. Частота повторения может быть выбрана достаточно большой, чтобы обеспечить приемлемый к.п.д. (если попытаться сделать мощную схему с биполярным транзистором, то потребуется конденсатор в цепи базы неприемлемо большой емкости).

Показанный на рис. 2.9D преобразователь имеет конфигурацию, аналогичную преобразователю на рис. 2.9C, но параметры схемы существенно отличаются. Обратная связь подобрана так, чтобы поддерживались

постоянные синусоидальные колебания; постоянная времени RC в цепи базы выбрана достаточно малой, чтобы не накапливался заряд достаточный для срыва колебаний. Работа в режиме класса A является наиболее простым способом получения хороших синусоидальных колебаний, если, конечно, поставлена именно такая задача. Для повышения к.п.д. следует увеличить обратную связь и обратное смещение, переведя тем самым режим работы в класс B или в класс C . Если желательно иметь форму колебаний близкую к синусоидальной, то в этом случае следует выбирать резонансный контур с высокой добротностью Q . Конечно, в таком преобразователе форма колебаний может и не иметь особого значения. В любом случае уровень радиопомех, создаваемых данным типом преобразователя существенно меньше, чем помехи от схем, использующих релаксационный режим колебаний. В том случае если радиопомехи и шумы при переключении преобразователей с насыщаемым сердечником и преобразователей обратного хода представляют серьезную проблему, генератор синусоидальных колебаний с обратной связью часто имеет преимущество. Двухтактные варианты с современными индуктивными элементами на ферритовых сердечниках и выпрямителями на диодах Шотки могут достигать к.п.д. от 70 % до 75 %. Здесь могут оказаться полезными современные мощные МОП транзисторы благодаря малой мощности, необходимой для управления затвором.

Однотрансформаторные, последовательно соединенные инверторы

Показанная на рис. 2.10 схема представляет новый способ, позволяющий использовать дешевые транзисторы с низким пробивным напряжением при работе с высоковольтным источником постоянного напряжения. Схему можно расширить и она будет содержать при этом более двух пар транзисторов. Основная идея состоит в том, что пары транзисторов образуют полностью законченные инверторы, которые соединяются последовательно с источником постоянного напряжения. Если каждый отдельно взятый инвертор работает должным образом, то *ничего не должно измениться, если они будут работать вместе синхронно*. Синхронизация и распределение напряжения питания между инверторами происходит автоматически, поскольку у них общий магнитный поток.

Оказывается, применяя этот метод легче удвоить мощность транзисторной пары, чем при параллельном соединении транзисторов. Общий объем и вес сердечника не больше, чем у трансформатора, сконструированного для инвертора с одной парой транзисторов на ту же мощность. Последний вариант схематически проще, но зачастую гораздо дороже, если инвертор должен работать от высоковольтного источника питания. При изготовлении обмоток трансформатора по схеме на рис. 2.10 методом бифилярной намотки упрощается конструкция и достигается эквивалентность характеристик обоих инверторов.

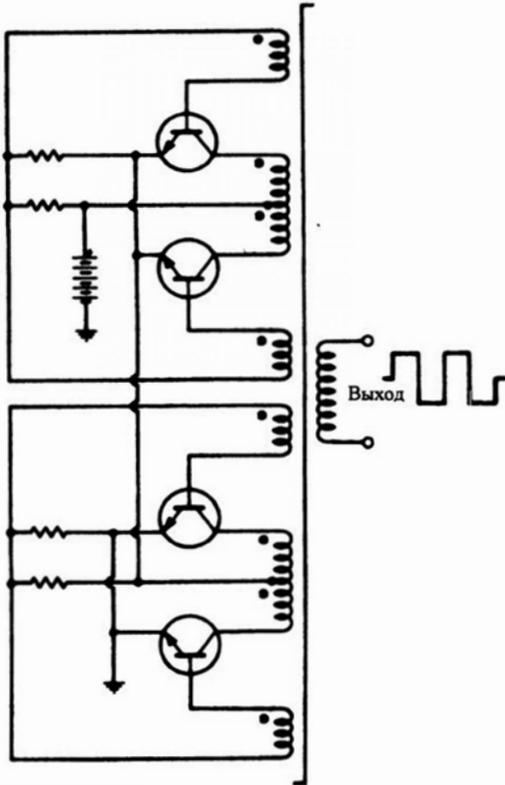


Рис. 2.10. Однотрансформаторная схема с последовательно соединенными инверторами

Мостовые инверторы

Запас по мощности четырех транзисторов может быть использован с помощью мостовых схем, подобных изображенным на рис. 2.11. Обратите внимание, что в обмотке выходного трансформатора, работающего в линейном режиме нет центрального отвода. К каждому из транзисторов приложено напряжение питания источника постоянного тока плюс броски напряжения, а не удвоенное его значению, как в обычных двухтранзисторных инверторах. Поэтому имеет смысл рассмотреть возможность применения мостовых инверторов наряду с последовательно соединенными инверторами, когда существует проблема с напряжением пробоя транзисторов. Мостовые схемы дают лучшее отношение выходной мощности на каждый доллар затрат среди всех других инверторов. В значительной мере это обусловлено тем, как используется выходной трансформатор. В двухтранзисторных схемах с отводом от середины обмотки каждая половина первичной обмотки выходного трансформатора используется только половину времени. В мостовой схеме вся первичная обмотка используется постоянно.

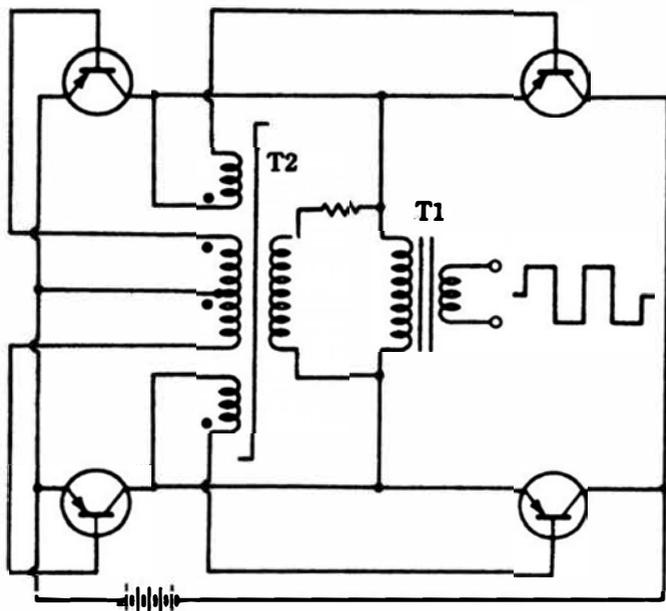


Рис. 2.11. Двухтрансформаторный мостовой инвертор

Мостовой инвертор с комплементарными транзисторами

Если в схеме мостового инвертора использовать комплементарные транзисторные пары, то обычно ее удастся существенно упростить, а часто появляются и дополнительные преимущества. В мостовом инверторе, показанном на рис. 2.12, используются комплементарные пары транзисторов. Схематически он проще, чем обычный комплементарный инвертор, поскольку обмотка трансформатора не имеет отвода от середины. Упрощение по сравнению с четырехтранзисторными инверторами еще более очевидно. Эта схема благодаря уменьшенной синфазной проводимости хорошо ведет себя на высоких частотах. Автоматический поворот фазы, который возникает в транзисторах противоположной проводимости, приводит к уменьшению вредного воздействия индуктивности рассеяния трансформатора. Это приводит к уменьшению бросков напряжения по сравнению со схемами на транзисторах с одним типом проводимости. Вот почему на рис. 2.12 показан однострансформаторный инвертор: дело в том, что однострансформаторный инвертор с комплементарными транзисторами имеет такие же хорошие характеристики, как традиционный двухтрансформаторный мостовой инвертор. В этом случае уменьшение сложности и себестоимости весьма существенны.

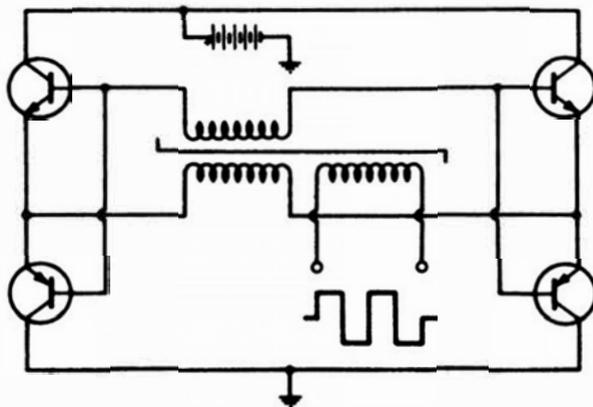


Рис. 2.12. Мостовой инвертор с комплементарными транзисторами.

Инверторы с внешним возбуждением

Все рассмотренные до сих пор инверторы и преобразователи были автоколебательного типа. Большинство из них могут управляться внешним генератором, если заблокировать или удалить цепи обратной связи. Строго говоря, инверторы при этом превращаются в усилители. Чаще всего их называют усилителями класса D, так как они формируют прямоугольные колебания и работают в ключевом режиме. То есть транзисторы либо вводятся в состояние насыщения коллекторного тока, либо полностью закрыты. Таким образом, сохраняется возможность получения высокого к.п.д. Кроме того, у них есть и другие достоинства. Например, если в качестве управляющего источника применить соответствующие логические микросхемы, то легко осуществляется широтно-импульсная модуляция. В этих инверторах легко управлять частотой. В инверторе с внешним возбуждением выходной трансформатор обычно используется в линейном режиме. Это существенно уменьшает проблему бросков напряжения. Несколько потери в сердечнике трансформатора, работающего в линейном режиме меньше, чем в трансформаторе с насыщением, настолько повышается к.п.д. Наконец, в таких конструкциях удастся избежать проблем связанных с возбуждением колебаний.

Если на выходе желательно иметь синусоидальную форму колебаний, то инверторы с внешним возбуждением часто реализуются в виде двухтактных усилителей мощности класса B. Теоретически к.п.д. может достигать 78,5% , что конечно меньше, чем при использовании импульсного режима, однако при этом легче получить минимальный уровень радиочастотных помех. Несколько примеров схем инверторов с внешним возбуждением показано на рис. с 2.13 по 2.17. Показанная на рис. 2.13 схема, по сути, двухтактный усилитель мощности. Основная особенность этого варианта состоит в использовании линейных трансформаторов, главным образом выходного

трансформатора. В качестве управляющего устройства можно использовать мультивибратор или какой-нибудь другой генератор. Такие инверторы с внешним возбуждением находят многочисленные применения в импульсных стабилизаторах из-за удобства объединения источника широтно-модулированных импульсов с цепью обратной связи стабилизатора.

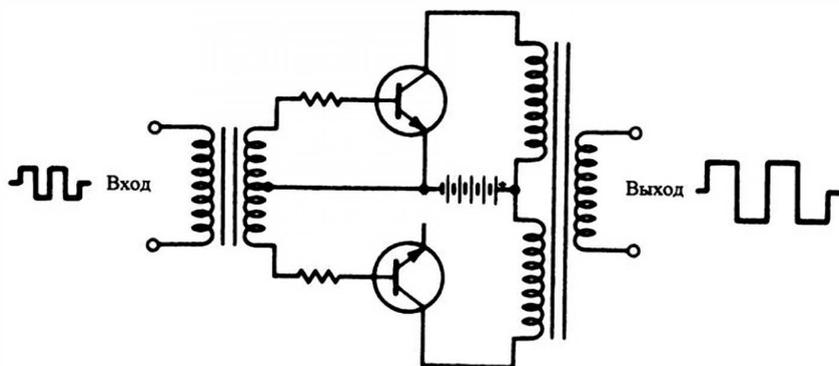


Рис. 2.13. Двухтактный усилитель мощности с линейными трансформаторами

Схема на рис. 2.14 функционально подобна выходному каскаду только что рассмотренного инвертора. Конструкция упрощается благодаря использованию комплементарных транзисторов. Как видно, можно отказаться также и от выходного трансформатора. Однако если основным требованием является изоляция, а не цена, габариты или вес, то между выходом и нагрузкой может быть включен трансформатор. Отметим, что здесь необходимо два источника постоянного напряжения.

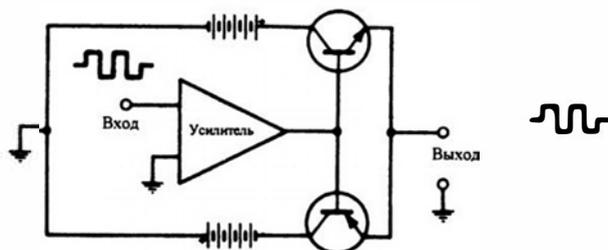


Рис. 2.14. Двухтактный усилитель мощности с комплементарными транзисторами.

На рис. 2.15 генератор на насыщаемом сердечнике управляет выходным каскадом. Эта схема содержит больше составных частей, чем похожий двухтрансформаторный инвертор. Однако благодаря изоляции нагрузки от генератора увеличивается функциональная гибкость. Индуктивная или емкостная нагрузка меньше влияют на запуск колебаний или на симметрию формы колебаний. Другое достоинство данной схемы состоит в том, что она позволяет удобно вводить регулирование. Например, отно-

нительно маломощный источник питания задающего генератора может быть регулируемым, который получает управляющий сигнал от датчика, связанного с нагрузкой. В этом случае прямоугольные колебания выходного каскада сначала выпрямляются и фильтруются.

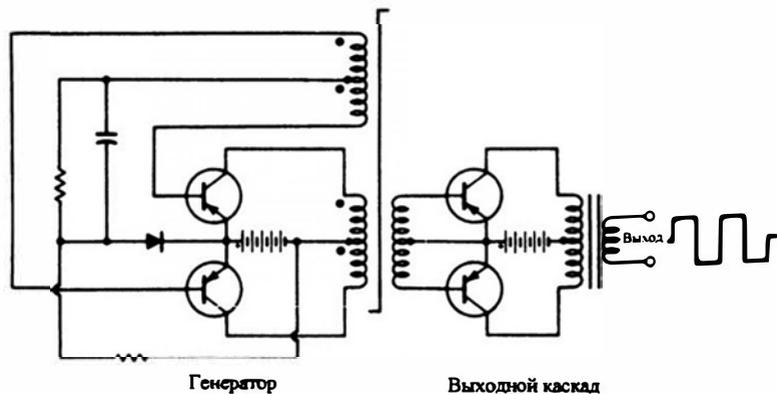
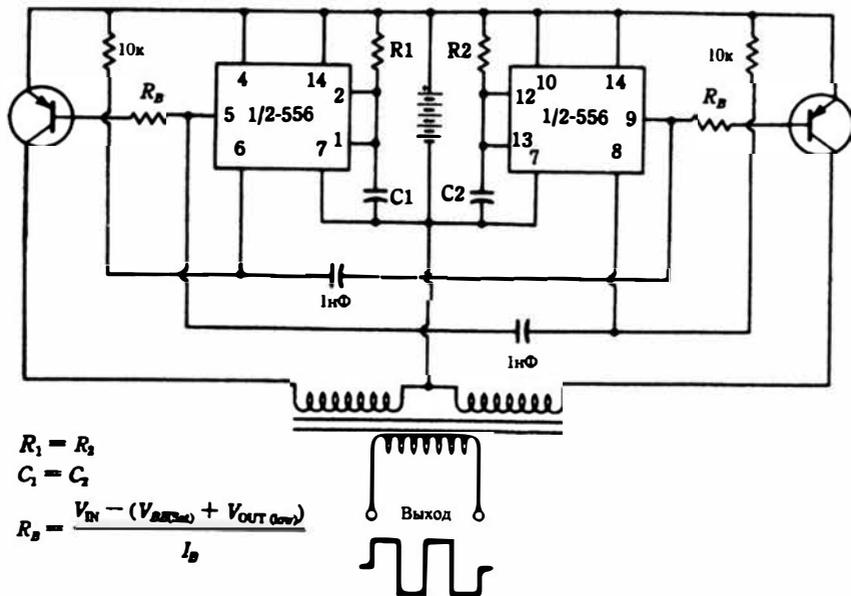


Рис. 2.15. Инвертор с генератором на насыщаемом сердечнике, управляющим выходным каскадом

Более сложный тип инвертора с внешним возбуждением изображен на рис. 2.16. В этой схеме прямоугольное колебание создается микросхемой 556, содержащей два ждущих мультивибратора. Такой генератор обладает гораздо лучшей точностью и стабильностью, чем мультивибраторы, собранные из дискретных компонентов. Это облегчает проблемы синфазной проводимости.



$$R_1 = R_2$$

$$C_1 = C_2$$

$$R_B = \frac{V_{IN} - (V_{ВЫХ} + V_{OUT(отр)})}{I_B}$$

Рис. 2.16. Инвертор с управлением от интегральной схемы

Инвертор на рис. 2.17 представляет собой схему обратного хода, в которой проводимость транзистора $Q1$ управляется сигналом релаксационного генератора, собранного на управляемом однопереходном транзисторе. Управляемый однопереходный транзистор (PUT -транзистор) в основном работает как обычный однопереходный транзистор, но он имеет лучшую нагрузочную способность. Фактически это тиристор с анодным управляющим электродом. В схеме релаксационного генератора на рис. 2.17 время включения управляемого однопереходного транзистора определяется резистором $R3$. Соответствующие варианты таких инверторов с внешним возбуждением используются в высоковольтных каскадах телевизоров.

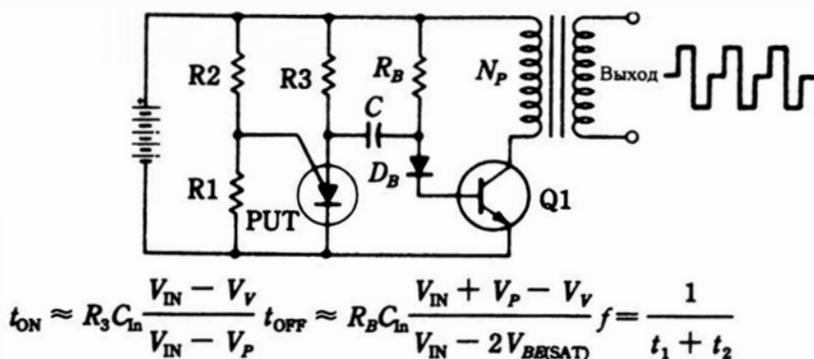


Рис. 2.17. Инвертор обратного хода с управлением от релаксационного генератора на управляемом однопереходном транзисторе

Здесь уместно разделить инверторы на два типа: прямого и обратного хода. Лучше всего сравнить оба типа переключающих схем по их работе в качестве преобразователей, то есть по тому, как они передают выпрямленный ток в нагрузку. Это и есть их обычное применение. Такое сравнение особенно уместно потому, что эти две схемы похожи. На рис. 2.18 представлены наиболее существенные части преобразователей прямого и обратного хода. Обратите внимание на различие в фазировке обмоток трансформатора. Кроме того, что в преобразователе обратного хода нет фильтрующего дросселя. Эти различия вытекают из разных принципов работы схем, а не из-за дополнительных соображений, таких как сглаживание бросков напряжения на нагрузке.

В обеих схемах энергия запасается в первичной обмотке трансформатора во время открытого состояния транзистора. А отличается работа этих двух преобразователей по способу, которым эта энергия отдается в нагрузку. В преобразователе прямого хода запасенная электромагнитная энергия создает ток нагрузки во время как включенного, так и выключенного состояния транзистора. Нагрузка и первичная обмотка трансформатора соединены как бы последовательно. Таким образом, преобразователь прямого хода можно рассматривать как последовательную цепь.

Напротив, преобразователь обратного хода отдает в нагрузку энергию, запасенную в трансформаторе, только во время выключенного состояния переключающего транзистора. Нагрузка и первичная обмотка трансформатора включены как бы параллельно. Анализ преобразователя обратного хода основывается на принципах работы параллельной цепи.

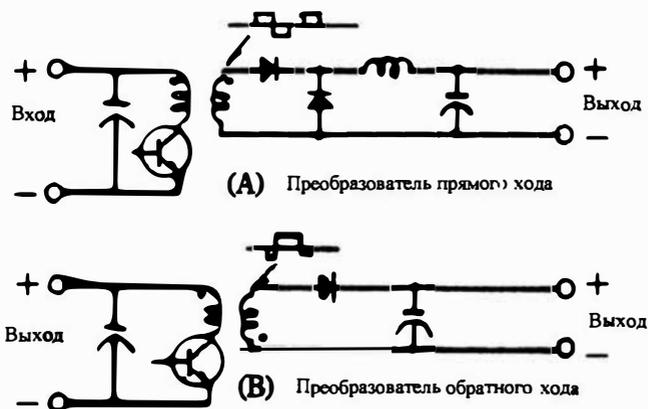


Рис. 2.18. Сравнение преобразователей прямого и обратного хода

Преобразователь прямого хода обеспечивает лучшее качество выпрямленного напряжения, чем преобразователь обратного хода. Преобразователи обратного хода, однако, особенно хороши для использования в качестве высоковольтных маломощных источников. Хотя выходные трансформаторы показаны в обеих схемах на рис. 2.18, преобразователь обратного хода способен обеспечить изоляцию между источником питания и нагрузкой, даже если вместо трансформатора использовать просто катушку индуктивности. Это происходит благодаря тому, что транзистор находится в непроводящем состоянии, когда нагрузочный конденсатор получает свою порцию энергии. Наличие трансформатора все же облегчает осуществление манипуляций с выходным напряжением.

Все инверторы и конвертеры прямого и обратного хода имеют общий недостаток по сравнению с различными двухтактными или мостовыми схемами. Мощность, так же как и другие характеристики, ограничена насыщением магнитного поля в сердечнике катушки индуктивности или трансформатора. В двухтактных или мостовых схемах эта проблема менее существенна, потому что сердечник попеременно намагничивается в обоих направлениях во время рабочего цикла. Поэтому для таких схем требуются катушки индуктивности и трансформаторы меньших размеров, чем для пары схем, которые сейчас обсуждались. Но для маломощных применений инверторы и преобразователи прямого и обратного хода заслуживают внимания благодаря их простоте и экономичности.

3

Конструктивные решения инверторов и преобразователей

Также, как и в предыдущих главах, цель этой главы дать представление о мощной полупроводниковой электронике. Целью книги является дать именно общее представление, а не пошаговое описание процедуры разработки. Если будут поняты современные методы, применяемые при разработке инверторов и преобразователей, то приложения, представленные в главах 4 и 5, будут полезными не только с точки зрения оценки параметров этих устройств. Проще всего ориентироваться профессиональным конструкторам, но даже те, для кого электроника является увлечением, экспериментатор, техник или мастер по ремонту также смогут применить эти схемы и системы для своих целей, если имеется понимание некоторых основных принципов проектирования. В инверторы и преобразователи, которые будут рассмотрены в двух заключительных главах, вложены миллионы долларов корпоративных научно-исследовательских фондов, а также усилия замечательных американских инженеров. Конечно, полезно разобраться в некоторых аспектах конструирования, которые они использовали.

Десять лет назад, такая глава не была бы здесь так актуальна как сейчас. Тогда Вы могли сделать приемлемый инвертор, используя обычные мощные германиевые транзисторы и выходной или накальный трансформатор радиоприемника. Сегодня даже простой инвертор или преобразователь, имеет характеристики выше, чем «заброшенные всеми» прежние устройства. Важным также является тот факт, что некоторые из этих, по-видимому, простых современных устройств, предполагают сложности, не видимые на электрических схемах. Мы покажем, что полезно и интересно исследовать некоторые из этих вопросов.

Запуск инверторов с насыщаемым сердечником

Автоколебательная схема с насыщаемым сердечником, несмотря на замечательные свойства и хорошие характеристики других типов инверторов, сохраняет фундаментальное значение в полупроводниковых схемах преобразования. Связано это, прежде всего, с простотой и экономичностью присутствующими в схеме. По мере развития методов проектирования и доступности более совершенных компонент, недостатки этой схемы постепенно стали

менее существенными. Хотя принципиальные схемы не подверглись в течение прошедшего десятилетия существенным изменениям, к.п.д. инвертора и преобразователя с насыщаемым сердечником постоянно улучшался.

Не много пока еще было сказано о проблеме запуска таких инверторов. Занимаясь анализом колебаний, удобно принять, что пуск уже произошел или что для него созданы условия. Допуская это, читатель не отвлекает свое внимание от основного предмета обсуждения. В реальном мире аппаратных средств, часто необходимо уделить особое внимание начальному пуску, а также восстановлению колебаний после некритического повреждения схемы.

Интересная ситуация показана на рис. 3.1. В этой экспериментальной установке инвертор с насыщаемым сердечником просто выключается при короткозамкнутой нагрузке. Конечно, хорошо, что это так. Оба транзистора возвращаются в состояние «выключен», или в худшем случае в состояние холостого хода с малым значением тока, определяемым цепями смещения. Присущая этой схеме защита надежна, и, при соответствующим образом разработанной схеме, это состояние может сохраняться как угодно долго. Однако когда короткое замыкание удалено, инвертор начнет нормально работать. Обратите внимание, что удаление неисправности не вызвало броска тока в первичной обмотке, какой происходит при первоначальном подключении источника постоянного напряжения. Почему инвертор должен заработать, когда источник постоянного напряжения уже подключен, и Вы просто ликвидируете короткое замыкание в нагрузочной обмотке?

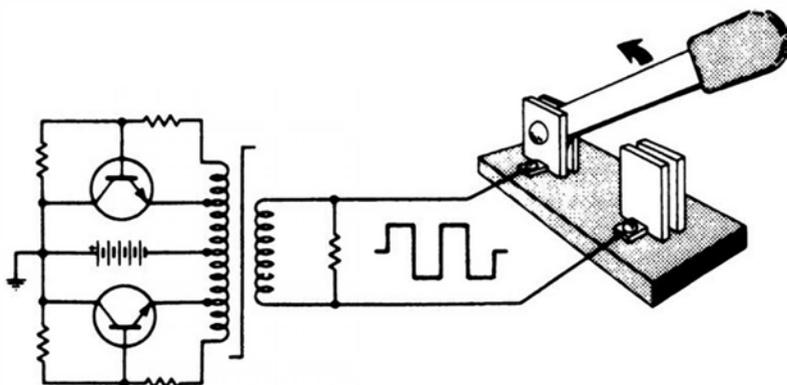
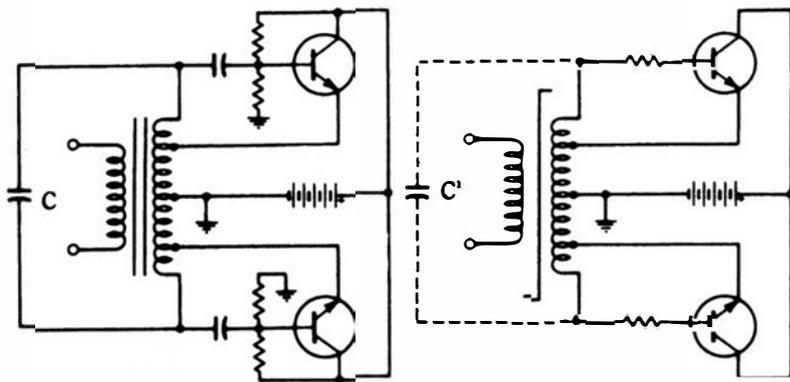


Рис. 3.1. Эксперимент, связанный с режимом пуска инвертора.

Схема, приведенная на рис. 3.2А, позволяет понять это явление. На рисунке изображен двухтактный генератор с обратной связью Хартли. Обратите внимание на сходство между этой схемой и схемой инвертора на рис. 3.2В. У инвертора нет отдельного конденсатора, подключенного к пер-

вичной обмотке с целью образования резонансного контура, но можно учесть наличие паразитной емкости. Резонансная частота такого «колебательного контура» должна быть очень высокой очевидно намного выше частоты прямоугольных колебаний инвертора. Хотя добротность Q такого резонансного контура очень низка, это компенсируется чрезвычайно высокой крутизной мощных транзисторов. Существует еще одна мелочь, мешающая предотвратить работу инвертора в режиме высокочастотного генератора с обратной связью. Дело в том, что этот режим работы трудно было уловить из-за его непродолжительности. Чтобы перевести работу схемы в режим переключений требуется относительно немного периодов работы в «линейном» режиме. Заметим, что один транзистор без второго образует асимметричный генератор Хартли. Таким образом, когда на одном транзисторе напряжение прямого смещения больше чем на другом, или когда один транзистор включен, а другой выключен, велика возможность возникновения описанного выше явления. Именно переходом из режима колебаний с LC контуром в режим переключений начинается работа инвертора, когда удаляется короткое замыкание в нагрузочной обмотке.



(А) Двухтактный генератор с обратной связью Хартли.

(В) Схема инвертора с насыщаемым сердечником.

Рис. 3.2. Схемы генераторов Хартли: одна предназначенная для высокочастотных колебаний и другая, образованная непреднамеренно.

В других схемах инвертора, эквивалентный LC генератор с обратной связью может не быть схемой Хартли. Однако это не изменяет механизма пуска. Имеются и другие обстоятельства, при которых этот кратковременный режим запуска, в виде колебаний LC генератора становится важным. Например, напряжение питания, подаваемое на инвертор, может изменяться не скачком, а постепенно. Такая ситуация имеет место при наличии фильтра с большой постоянной времени, блокировочных конденсаторов или дросселя фильтра. Кроме того, у некоторых источников питания искусственно сделано медленное изменение напряжения при их включении,

чтобы предотвратить разрушительные переходные процессы в оборудовании. Тот факт, что инвертор не всегда нуждается во «встряшках» не всегда оценивается. Возможно, что большинство мер предосторожности, связанных с пуском, предназначено для того, чтобы ослабить эффект резкого включения постоянного напряжения. Однако использование транзисторов с высоким коэффициентом усиления способствует поддержанию колебаний LC генератора. К счастью, большинство методов, предназначенных для самовозбуждения при резком включении постоянного напряжения, создают условия, благоприятные для запуска с использованием кратковременных колебаний LC генератора. В любом случае, обычно самая плохая ситуация для пуска наблюдается в случае предельных нагрузок и низких температур.

Четыре часто используемых способа запуска инверторов с насыщаемым сердечником показаны на рисунках с 3.3 по 3.6. Хотя на них изображены схемы с общим эмиттером, те же самые идеи применимы ко всем самовозбуждающимся инверторам с насыщаемым сердечником. По существу, целью здесь является обеспечение малой величины напряжения прямого смещения, по крайней мере, у одного из транзисторов. На рис. 3.3 напряжение прямого смещения на базах обоих транзисторов формируется с помощью резисторов $R1$ и $R2$. Здесь можно возразить: это может привести к тому, что оба транзистора окажутся в тяжелых условиях. Этот случай уже упоминался в предыдущей главе, где было подчеркнуто, что такая ситуация маловероятно из-за невозможности абсолютного баланса в двух половинах двухтактной схемы. Самое плохое, что может случиться, это возможность возникновения кратковременного состояния, когда одновременно проводят оба транзистора; устойчивой эта ситуация быть не может потому, что напряжение прямого смещения, необходимое для насыщения транзистора, получается в динамическом, а не в статическом состоянии схемы. То есть схема должна находиться в состоянии колебания, и, следовательно, не будет зафиксирована в одном состоянии.

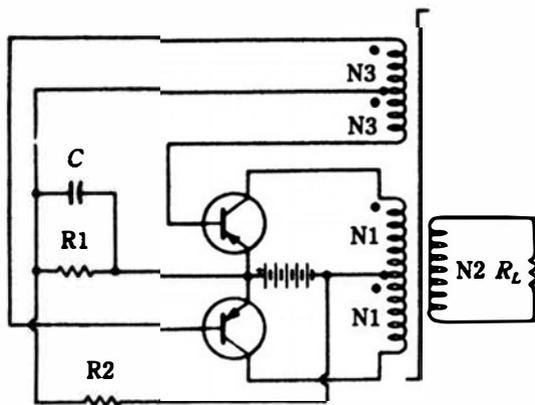


Рис. 3.3. Схема, обеспечивающая запуск с одним делителем напряжения для обеих баз. Фирма Motorola Semiconductor Products.

Приблизительные значения $R1$ и $R2$ легко вычисляются. Затем опытным путем, изменяя в небольших пределах расчетные величины, добиваются оптимизации режима запуска инвертора и рабочих характеристик. Начальное напряжение смещения базы V_B для германиевых транзисторов можно принять равным 0,3В, для кремниевых транзисторов приблизительно 0,5В. Если задано напряжение питания V_{CC} , то значения $R1$ и $R2$ можно получить из уравнения:

$$V_B = \frac{R_1 \times V_{CC}}{R_1 + R_2}.$$

Далее, выбираем величину $R1$, которая не превышает сопротивления, полученного из выражения

$$R_1 = \frac{V_{FB} - V_{EB}}{I_B},$$

где

V_{FB} — напряжение на обмотке обратной связи,

V_{EB} — напряжение между эмиттером и базой, необходимое для насыщения транзистора,

I_B — результирующий ток базы.

Необходимость в такой процедуре вызвана тем, что $R1$ ограничивает ток базы. Если ток I_B не известен, то в качестве оценки можно взять величину:

$$I_B = \frac{2I_p}{h_{FE}},$$

где

I_p — ток коллектора в режиме полной нагрузки,

h_{FE} — минимальный прямой коэффициент усиления по току во всем диапазоне нагрузок инвертора.

Обратите внимание, что в основу этих «прикидочных» вычислений положена гарантия того, что ток базы имеет достаточную величину.

Самой лучшей цепью запуска является та, в которой сопротивление резистора $R1$ настолько мало, что обеспечивает насыщение тока коллектора в наихудшем случае, а сопротивление резистора $R2$ не меньше величины, необходимой для гарантированного запуска при наихудших условиях. Резисторная цепь будет при этом выполнять свою функцию, рассеивая минимальную мощность.

Конденсатор C обычно называют ускоряющим конденсатором. Название означает, что он способствует ускорению процесса переключения. Достигается это сокращением времени включения транзистора. (Это обычная методика, встречающаяся в цифровой электронике, где важен быстрый отклик логических элементов. Ускоряющие конденсаторы эффективно нейтрализуют заряд во входной цепи переключающего устройства.) В инверторе такое ускорение может фактически повысить к.п.д. за счет уменьшения

потерь, возникающих во время нарастания сигнала при переключении. Бывает также, что ускоряющий конденсатор способствует улучшению пусковых характеристик. Это бывает в том случае, когда при включении инвертора постоянное напряжение подается на него скачком. В этом случае ускоряющий конденсатор обеспечивает на базе кратковременный импульс напряжения, создающий прямое смещение. Чтобы быть действительно эффективным, ускоряющий конденсатор должен иметь емкость немного больше той, что требуется для сокращения времени нарастания сигнала, когда транзистор включается.

Диодная схема запуска (рис. 3.4) позволяет в первый момент подать на базы транзисторов высокое напряжение прямого смещения. Начальный ток базы ограничен резисторами $R1$ и $R2$. После того, как инвертор переходит в режим колебаний, рабочий ток базы определяется напряжением на обмотке обратной связи $N3$. Это переключение осуществляется автоматически и происходит следующим образом. До появления колебаний, на обмотке обратной связи $N3$ никакого сигнала нет. Ток базы транзисторов течет при этом через резисторы $R1$ и $R2$ от источника питания. Диод, смещенный в обратном направлении, фактически не включен в эту цепь. После установления колебаний диод становится смещенным в прямом направлении и участвует в прохождении тока базы, который определяется сигналом с обмотки обратной связи. Поскольку обмотка обратной связи представляет собой источник с сопротивлением более низким, чем источник постоянного напряжения с последовательно включенным резистором $R2$, то обеспечена нормальная работа инвертора. То есть ток базы транзисторов определяется в основном напряжением на обмотке обратной связи.

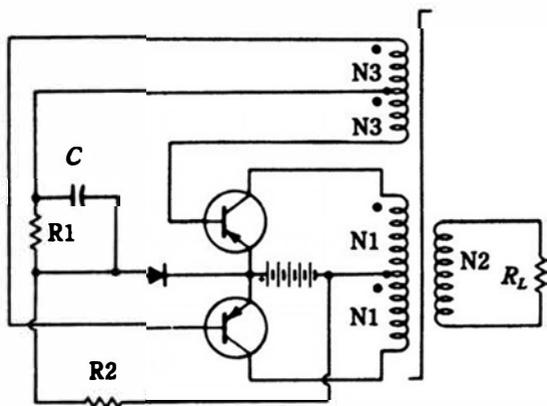


Рис. 3.4. Диодная схема запуска. Фирма Motorola Semiconductor Products.

Сопротивление резистора $R1$ можно рассчитать так же, как для схемы на рис. 3.3. Сопротивление резистора $R2$ много больше, чем резистора $R1$. Неравенство между $R1$ и $R2$ обуславливает автоматический выбор источника базового тока. Фактическую величину $R2$ можно определить опытным пу-

тем. Сопротивление зависит от напряжения источника питания, но величина, примерно в десятки раз превышающая сопротивление резистора $R1$, вполне разумна в качестве начальной оценки.

Схема запуска инвертора, показанного на рис. 3.5 аналогична схеме на рис. 3.3, за исключением того, что для транзисторов предусмотрены индивидуальные цепи смещения. Это означает, один транзистор может быть открыт сильнее, чем другой. Это гарантирует предсказуемый пусковой режим. Само по себе, это обычно не имеет существенных последствий. Однако тот факт, что поведение схемы в меньшей степени зависит от несогласованности транзисторных характеристик, делает эту схему запуска надежной. Отмеченные достоинства этой схемы используются в тех случаях, когда инвертор должен запускаться с нагрузками типа ламп накаливания или двигателей. Расчет сопротивления резисторов $R1$ подобен процедуре, предложенной для схемы на рис. 3.3. То же самое справедливо для одного из резисторов, обозначенных как $R2$. Сопротивление другого резистора $R2$ можно сделать в несколько раз больше. «Пусковым» транзистором будет тот, который связан с резистором $R2$, имеющим меньшее сопротивление.

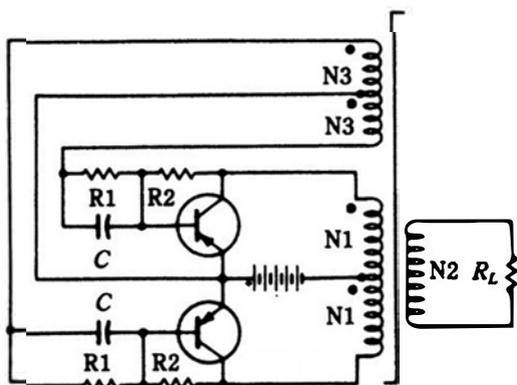


Рис. 3.5. Схема запуска с индивидуальными делителями напряжения базы. Фирма Motorola Semiconductor Products.

Схема, представленная на рис. 3.6, позволяет иметь высокое напряжение прямого смещения, приложенное к транзисторам, до начала колебаний. После того, как начинаются колебания, напряжение, полученное при выпрямлении сигнала с дополнительной обмотки трансформатора, значительно снижает это смещение. Уменьшение величины смещения определяется величиной сопротивления резистора $R1$. Таким образом, когда в схеме существуют колебания, смещение транзисторов в основном обеспечивается обмотками обратной связи. Используя этот метод, сопротивление резистора $R2$ можно выбрать с точки зрения наилучшего запуска, не снижая к.п.д. схемы. Заметим, что до пуска диоды двухполупериодного выпрямителя не оказывают влияния на схему. Рабочий ток базы можно коррек-

тировать путем изменения сопротивления резистора $R1$, поскольку оно влияет на величину напряжения, уменьшающего смещение перехода в прямом направлении.

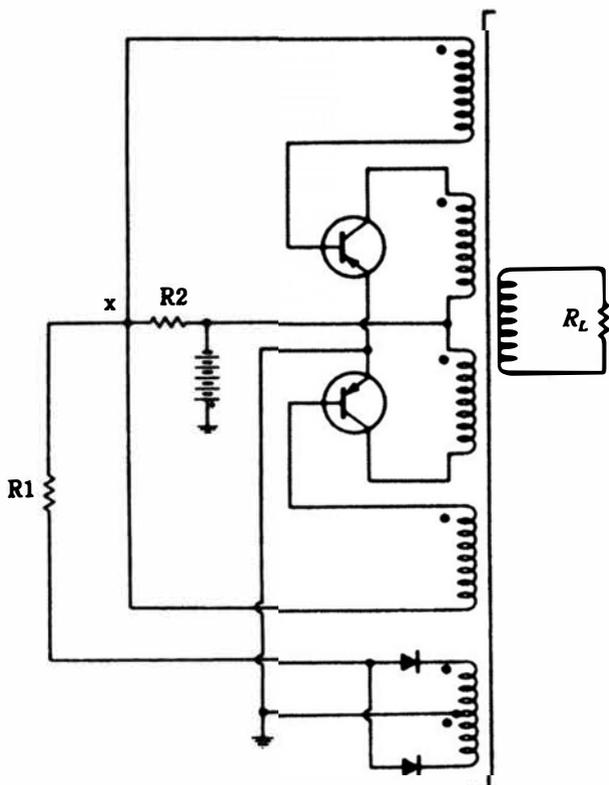


Рис. 3.6. Схема запуска с изменяющимся напряжением смещения. Фирма Motorola Semiconductor Products.

Управление инверторами и преобразователями с помощью специализированных ИС

Инверторы и преобразователи нередко являются частью больших систем, типа источников питания, стабилизаторов, устройств для управления электродвигателями и т.д. В таких случаях их выходные напряжения являются объектом управления. Управление может быть ручным или автоматическим. Одной из наиболее трудных задач при разработке этих систем была реализация маломощных и логических схем, осуществляющих это управление. Перед конструктором возникает множество проблем, если такая схема управления использует дискретные компоненты. Кроме того, сложность и стоимость такой схемы управления обычно достаточно высоки. Это часто вызывает

удивление, поскольку считается, что большая часть усилий при разработке по праву приходится на силовые цепи. Чтобы получить надежность, воспроизводимость, приемлемый объем, и операционную гибкость, часто приходилось мириться с худшими, чем хотелось бы, параметрами. Например, схема управления должна обеспечить такие возможности, как мягкий запуск, защиту от перегрузок, широтно-импульсную модуляцию и регулируемое время паузы. Здесь мы имеем в виду не автоколебательные инверторы, а инверторы с внешним возбуждением.

Весь потенциал современных транзисторов, диодов, трансформаторов и конденсаторов не может помочь перед лицом таких общих проблем управления, как флуктуации, недостаточное время паузы, несимметричный рабочий цикл, а также ограниченная или отсутствующая возможность широтно-импульсной модуляции. Эти проблемы можно преодолеть с помощью специальных интегральных схем, разработанных для управления инверторами и преобразователями. Две из них представлены ниже.

Единственный параметр — время паузы уже делает эти микросхемы ценными. Это вызвано тем, что одной из трудностей, с которой сталкиваются при желании иначе управлять инвертором с внешним возбуждением, является возможность появления синфазной проводимости (одновременно проводят оба транзистора). Наличие этого недостатка связано с большим временем выключения транзисторов, с флуктуациями в возбуждающем генераторе и с наличием реактивных нагрузок. Хорошим решением этой проблемы является использование колебаний ступенчатой формы, типа тех, что показаны на рис. 3.7. Такие колебания формируются рассматриваемыми ниже микросхемами.

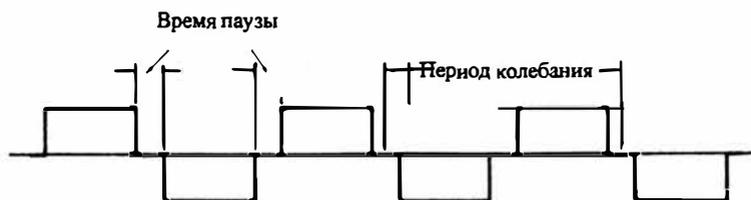


Рис. 3.7. Идеальная форма колебания для управления инвертором с внешним возбуждением.

Схема управления импульсным стабилизатором MC3420 (фирма Motorola) Микросхема MC3420 расположена в 16-контактном пластмассовом или керамическом корпусе DIP. Она специально предназначена для широтно-импульсного управления двумя мощными внешними транзисторами. Частота выходных сигналов лежит в диапазоне от 2 до 100 кГц. Две или больше схем MC3420 можно соединять одну за другой, чтобы получить дополнительные синхронизированные сигналы управления для многотранзисторных инверторов. Благодаря своим свойствам эта микросхема хороша в качестве запускающей логической схемы для инверторов с тиристорами.

Электрические характеристики микросхемы МС3420 приведены в таб. 3.1. Температурный диапазон для схемы МС3420 составляет от 0 до + 70°C. Для другой аналогичной схемы МС3520 он находится в пределах от 55 до + 125°C. Блок-схема МС3420 приведена на рис. 3.8. Чтобы обеспечить максимальную гибкость схемы, от большинства внутренних точек сделаны выводы. Вид сигналов, иллюстрирующих взаимосвязь процессов внутри модуля, показан на рис. 3.9.

Таблица 3.1. Электрические параметры микросхем МС3420 и МС3520

Параметр	Обозначение	Мин.	Тип	Макс.	Ед. измерения
Напряжение питания	V_{CC}	10	—	30	В
Потребляемый ток	I_{CC}	—	—	16	мА
Диапазон выходных частот	f_0	2,0	—	100	кГц
Стабильность частоты ($T_A = \text{от } T_{\text{high}} \text{ до } T_{\text{low}},$ $10 \text{ В} < V_{CC} < 30 \text{ В}$)	—	—	4,0	—	%
Опорное напряжение	V_{ref}	—	7,9	—	В
Температурный коэффициент опорного напряжения ($I_{ref} = 400 \text{ мкА}$)	TCV_{ref}	—	0,006	0,02	% / °C
Выходное напряжение ($I_{OL} = +40 \text{ мА}$) ($I_{OL} = +25 \text{ мА}$)	V_{OL}	—	—	0,5 0,3	В
Выходное запирающее напряжение	—	—	—	40	В
Выходное напряжение генератора ($I_{OL} = +5 \text{ мА}$)	V_{osc}	—	—	0,5	В
Температурный коэффициент времени паузы	TC_{DT}	—	0,15	—	% / °C
Входной ток по входам 15 и 16, I_{IL} ($V_{IL} = 0,7 \text{ В}$)	—	—	—	-0,2	мА
Входной ток по входам 15 и 16, I_{IH} ($V_{IH} = 2,4 \text{ В}$)	—	—	—	40	мкА
Минимальное время паузы	—	0	—	—	мкс

Примечание: $V_{CC} = 15 \text{ В}$, $T_A = 25^\circ \text{C}$ если не указано другое

$T_{\text{low}} = 0^\circ \text{C}$ для МС3420, -55°C для МС3520

$T_{\text{high}} = 70^\circ \text{C}$ для МС3420, $+125^\circ \text{C}$ для МС3520

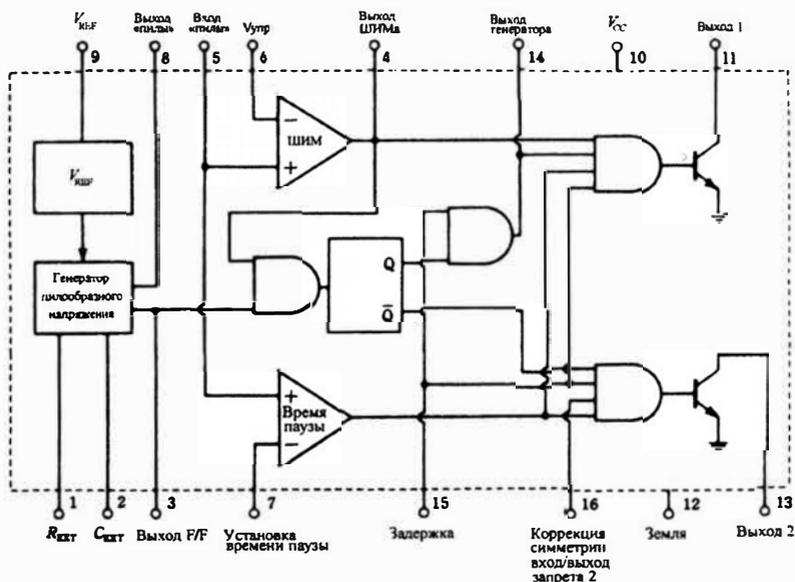


Рис. 3.8. Блок-схема микросхемы управления инвертором MC3420.

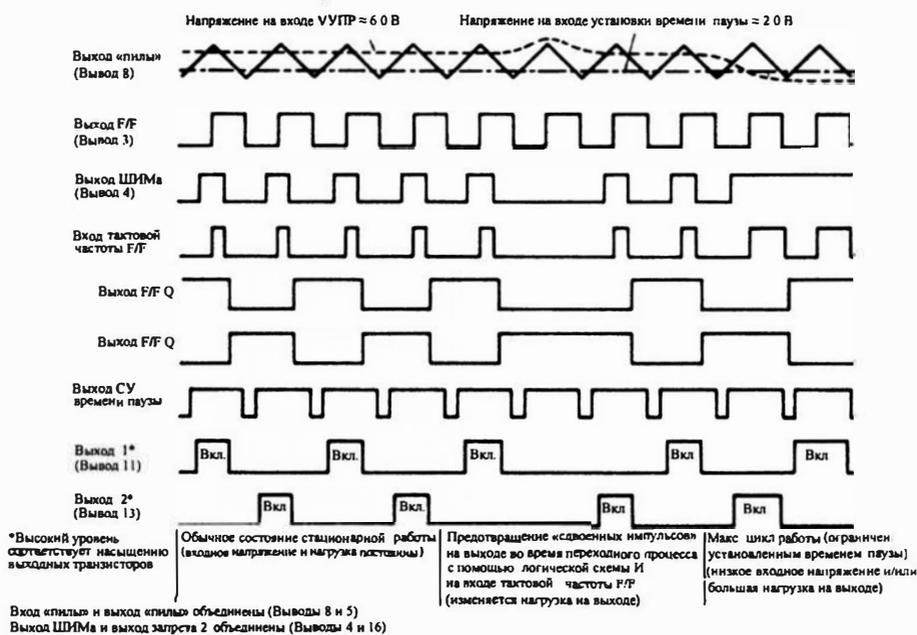


Рис. 3.9. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу микросхемы.



Рис. 3.10. Графики для определения частоты колебаний микросхемы MC3420.

Рис. 3.10 позволяет определить частоту выходных колебаний в зависимости от сопротивления резистора R и емкости конденсатора C , которые подключаются к выводам 1 и 2. Поскольку с целью размещения всего частотного диапазона используется полулогарифмический масштаб, не сразу видно, что частота обратно пропорциональна R_{ext} и C_{ext} . Например, при $C_{ext} = 0,01 \mu\text{кФ}$ и $R_{ext} = 5 \text{кОм}$, выходная частота равна примерно 11кГц . При увеличении R_{ext} до 10кОм частота выходного сигнала становится вдвое ниже предыдущей, то есть $5,5 \text{кГц}$. Кроме того, как видно на рис. 3.9, частота генератора пилообразных сигналов равна удвоенной частоте выходных сигналов.

Управляемый широтно-импульсный модулятор SG2524 (фирма SiliconGeneral)

SG2524 — полупроводниковая схема для управления инверторами и преобразователями с внешним возбуждением, используемая также в импульсных регуляторах, прерывателях и в других подобных схемах, представляет собой решение другого изготовителя. Блок-схема этой интегральной схемы, размещенной в корпусе DIP с 16-ю выводами, показана на рис. 3.11. Частота выходных колебаний определяется сопротивлением резистора, подключенного между выводом 6 и землей, и емкостью конденсатора, включенного между выводом 7 и землей. Микросхема SG2524 является одной из семейства аналогичных интегральных схем, отличающихся диапазоном рабочих температур. Например, SG2524 имеет рабочий диапазон температур от 0 до $+70^\circ\text{C}$, а у микросхемы SG1524 температурный диапазон шире: от -55 до $+125^\circ\text{C}$.

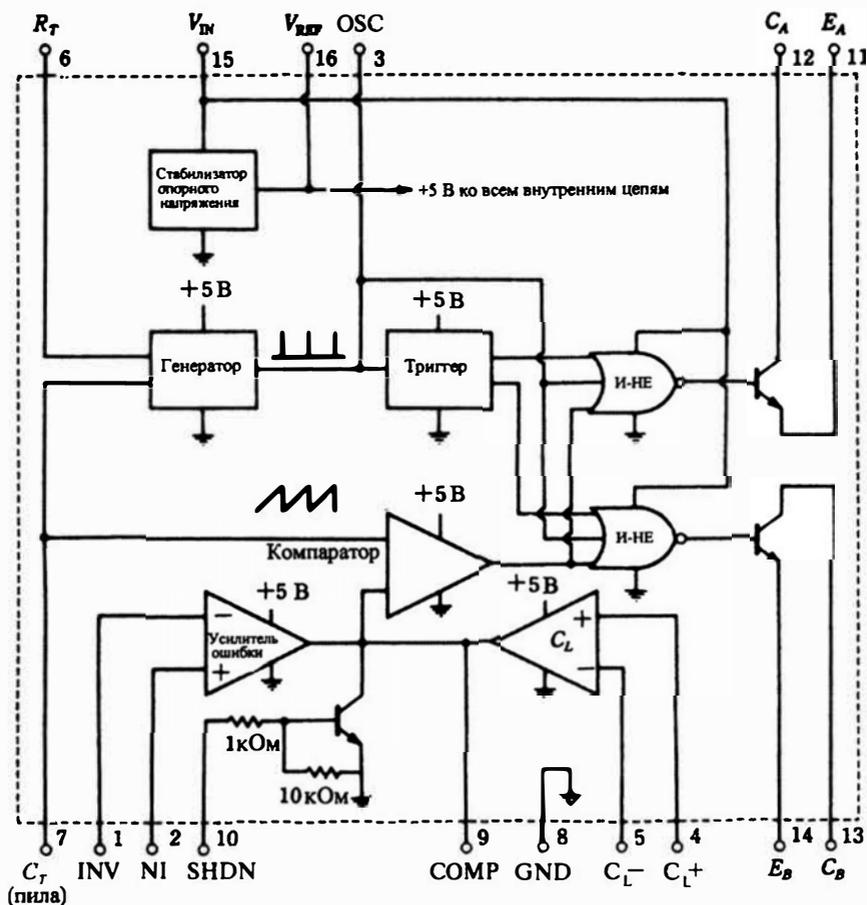


Рис. 3.11. Блок-схема микросхемы управления инвертором SG2524.

Пример использования интегральной схемы SG2524 приведен на рис. 3.12. Этот преобразователь является стабилизированным источником напряжения, с широтноимпульсной модуляцией, обеспечиваемой микросхемой SG2524. Надо отметить, что это устройство проще, чем линейный стабилизатор, использующий интегральную микросхему 723. Несмотря на простоту, эта схема имеет высокий к.п.д. во всем диапазоне нагрузок, поскольку метод управления не использует рассеяние мощности. Выходной трансформатор работает без насыщения, что повышает общий к.п.д. преобразователя. Такой режим работы легко достигается благодаря симметричному рабочему циклу транзисторов в инверторе, который определяется интегральной схемой. Когда два транзистора работают в неравных рабочих циклах, а это общая проблема схем управления, использующих дискретные

компоненты, в трансформаторе появляется постоянная составляющая тока. Это приводит к более раннему насыщению сердечника по сравнению со случаем отсутствия постоянной составляющей.

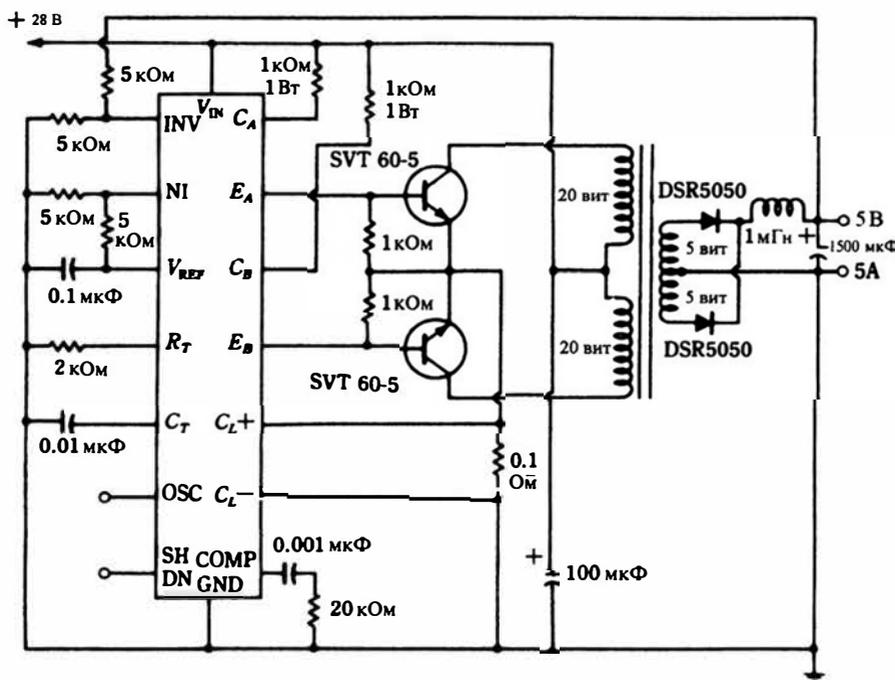


Рис. 3.12. Преобразователь с внешним возбуждением, использующий интегральную схему SG2524.

Как и в схеме фирмы Motorola, управление частотой реализовано с помощью внешних времязадающих резистора и конденсатора. Зависимость частоты от этих элементов приведена на рис. 3.13А. Период колебаний равен половине периода выходного сигнала. В микросхеме SG2524 также выбором внешнего времязадающего конденсатора удобно получать предсказуемое время паузы. Эта зависимость показана на рис. 3.13В.

Таким образом, если при выбранной частоте Вы хотите иметь большее время паузы, то должны выбрать комбинацию из R и C такой, в которой C имеет относительно большую величину. Можно дополнительно увеличить время паузы включая конденсатор между выводом 3 и землей (до 5 мкс при емкости 1000 пФ). Временем паузы можно управлять с помощью внешней схемы, подключенной к выводу 3.

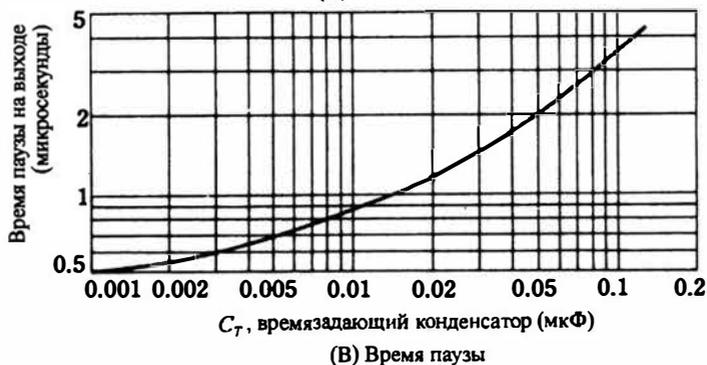
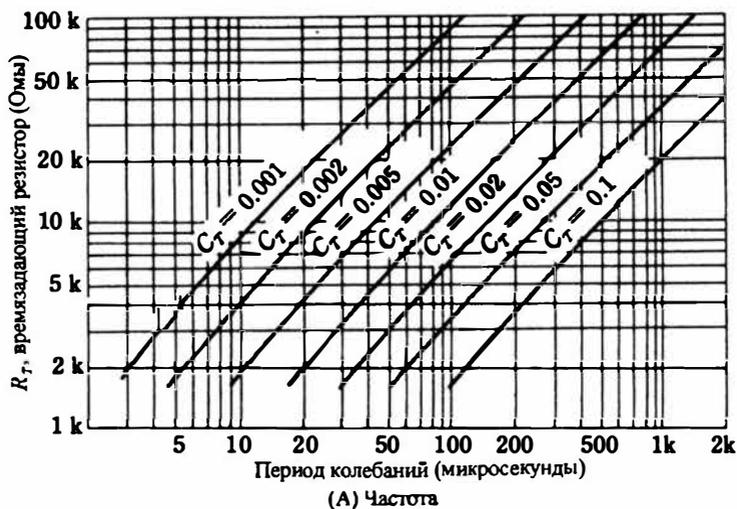


Рис. 3.13. Управление частотой генератора и временем паузы в интегральной схеме SG2524.

Трансформатор для инвертора с насыщаемым сердечником

Традиционная методика расчета трансформатора с насыщением была модификацией методики, принятой при расчете трансформаторов для накала ламп или звонка. Поскольку большинство старых инверторов работало с частотами 60 или 400 Гц, и их возможности были ограничены свойствами транзисторов и других компонент, то подход к расчету был более или менее приемлем. Однако, если верно, что разработка обычных трансформаторов для синусоидальных колебаний является наукой и искусством, то разработка трансформаторов с насыщением была более сродни колдовству. Например, в классическом выражении для трансформатора (видоизмененном для прямоугольных колебаний) число витков N равно:

$$N = \frac{E \times 10^8}{f \times 4 \times B_{SAT} \times A}$$

Мы можем задать напряжение E , частоту f и площадь сердечника A , но как определить магнитную индукцию насыщения для сердечника B_{SAT} сделанного из пластин электротехнической стали? В связи с тем, что магнитное насыщение электротехнической стали начинается достаточно плавно, определить B_{SAT} затруднительно. При использовании этого метода расчета имеются и другие неизвестные параметры. Например, в таких сердечниках трудно оценить потери за счет гистерезиса и вихревых токов. Эти потери сильно влияют на к.п.д. при частотах выше 400 Гц, кроме того, имеются и другие неблагоприятные последствия.

Давно известно, что оптимальный к.п.д. трансформатора достигается при равенстве потерь в сердечнике и в меди. Реализация этого условия без обстоятельного сбора данных и автоматизированного проектирования (АПР) была трудноразрешимой проблемой для большинства работавших в этой области. Кроме того, задачу дополнительно усложняет противоречие между размером окна для обмоток и требованием отвода тепла. Естественно, что невозможность провести точный расчет приводила к тому, что результат мог быть достигнут при наличии большого опыта работы. Редко удавалось достичь реальной оптимизации характеристик, не говоря уже об их воспроизводимости при массовом производстве. Поскольку изменение параметров трансформатора часто не подчиняется простой пропорциональности или методу масштабирования, каждый раз приходится заново прибегать к методу «проб и ошибок».

Сказанное вовсе не клевета на существовавшие методы проектирования. Они оправдали себя и были общепризнанными. Действительно, для многих непрофессионалов и неотчетливых приложений, эти методы остаются вполне допустимыми. И, если используется сердечник из пермаллоевой ленты, а не обычные пластины («электротехнической стали»), то результаты могут быть вполне удовлетворительными. Но для того, чтобы получить лучшие результаты следует пользоваться современным, более сложным методом. Как это ни парадоксально, но мы увидим, что современный метод проще, чем проверенная временем процедура. На рис. 3.14 показаны типичные диапазоны частот для обычно используемых материалов сердечника. Петли гистерезиса идеального и реального материала сравниваются на рис. 3.15. Идеальный сердечник имеет петлю гистерезиса с крутым наклоном, высоким значением B_{SAT} и малой площадью. Магнитное насыщение наступает резко. Реальные материалы по своим параметрам часто близки к идеальным, но отличие от идеальных характеристик нельзя не учитывать при их использовании в инверторах. Это относится к инверторам, работающим в автоколебательном режиме. В инверторах с внешним возбуждением, где потери на гистерезис меньше, можно несколько повысить частоту без чрезмерного увеличения потерь. Кроме того, существуют ферриты, специально предназначенные для инверторов с внешним воз-

буждением. Такие ферриты не имеют резко выраженных областей насыщения, но их петли гистерезиса очень узки. Когда Вы рассматриваете обе составляющие потерь в сердечнике — связанные с гистерезисом и с вихревыми токами — ферритовый материал можно считать лучшим для всех частот. В дополнение к этому, ферритовому материалу легко придать форму с оптимальными механическими, магнитными и электрическими характеристиками. По конкретному заказу изготовители ферритов способны легко обеспечить такие параметры, при которых достигается оптимальная эффективность трансформатора. Используя предыдущие методы разработки, выполнить это было не просто из-за непостоянства потерь в сердечнике, в медных проводах обмоток, потерь в транзисторах, диодах, и т.д., а также из-за различных размеров окна для обмоток и рабочей температуры. Теперь можно рассчитать ферритовый трансформатор для инвертора с помощью номограмм, в которых эти противоречивые параметры сбалансированы для достижения оптимальных результатов. Пробы и ошибки сведены к минимуму, и требуется привлечение небольшого числа математических «операций».

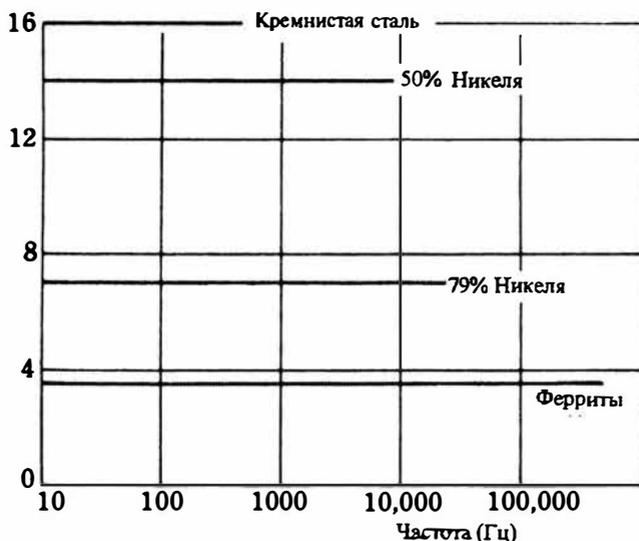


Рис. 3.14. Типичные частотные диапазоны материалов сердечника.

Можно возразить, что расчет с использованием номограмм является «слепым», поскольку отсутствует понимание основ этой процедуры. Однако пока отдается отчет в применимости закона Фарадея для инверторов (формула для N была дана ранее), мы продолжаем ориентироваться в ситуации. Это просто случай, когда производитель способен с помощью системы автоматизированного проектирования (САПР), учесть влияние переменных, не включенных в основное уравнение.

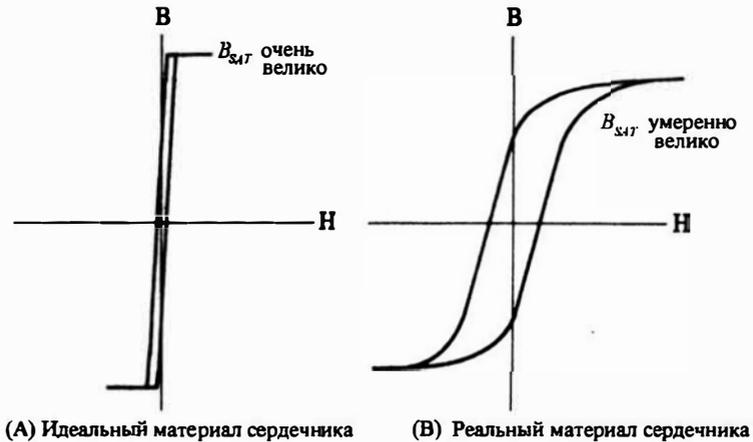


Рис. 3.15. Петли гистерезиса материалов сердечника для инверторов, использующих автоколебательный режим.

К тому же не следует думать, что старый метод применения уравнений был «классическим» в строгом смысле. В большинстве случаев, Вы также должны были пользоваться допущениями и эмпирическими правилами. Например, одна из широко используемых процедур начинается с предположения, что число витков половины первичной обмотки приблизительно в три с половиной раза превышает величину постоянного напряжения питания. Это просто удобное предположение, используемое для того, чтобы обойти проблему слишком большого числа неизвестных, но, тем не менее, обычно оно является исходным пунктом для успешного проектирования.

Чтобы проиллюстрировать эти вопросы, кратко рассмотрим три варианта расчета трансформатора для инверторов. Первый вариант «модернизированная» версия старого метода. Второй и третий варианты используют метод номограмм.

Расчет трансформатора

Следующие вычисления основаны на примере, предложенном General Electric Semiconductor Products Department, и относятся к трансформатору преобразователя изображенного на рис. 3.16. Параметры схемы, имеющие отношение к расчету трансформатора следующие:

Напряжение источника питания V_{IN} : 6

Выходная мощность, P_{OUT} : 12 Вт

Напряжение насыщения транзистора, $V_{CE(SAT)}$: 0,8 В

Магнитная индукция насыщения B_{SAT} : 3500 Гаусса для замкнутого сердечника

Частота, f : 75 кГц для начальной процедуры расчета

Плотность тока в обмотках: 750 круговых мил на ампер

Суммарная мощность трансформатора (P') равна выходной мощности плюс потери в выходных выпрямителях плюс потери в трансформаторе.

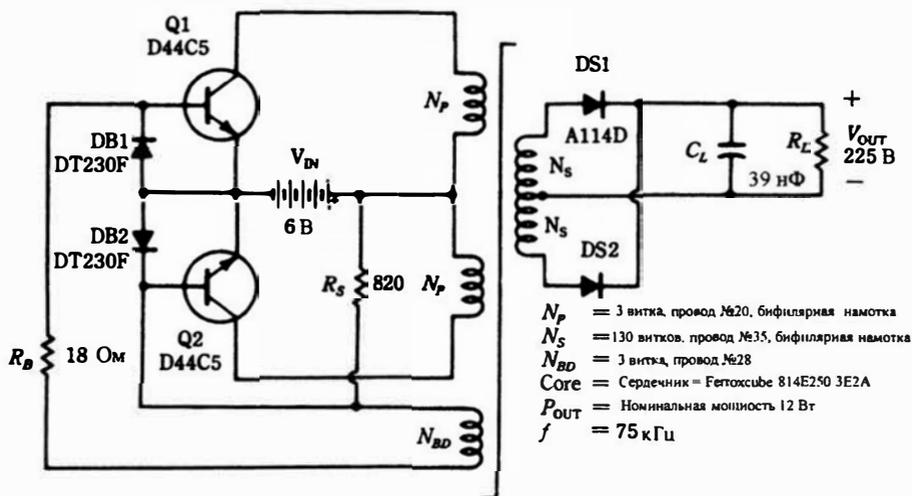


Рис. 3.16. Схема преобразователя, используемая при расчете трансформатора.

Ниже описан порядок вычислений. Для удобства, результаты представлены в виде схемы 3.1.

Схема 3.1. Расчет трансформатора.

- A. Материал: Феррохиспе 3С8 выбран исходя из его эффективности, частотных свойств и температуры Кюри.
 Конструкция сердечника: Ш-образный сердечник, чтобы иметь хороший теплоотвод и удобство намотки.

B. $B_{SAT} = 3800$ Гс (гаусс)

C. $B_{MAX} = B_{SAT} = 3800$ Гс

- D. Сечение провода (исходя из номинального тока нагрузки)

Первичная обмотка:

$A_w = 750 \times 3,4 \times 0,5 = 1275$ кр.мил (расчетное значение)

Используем провод №20 = 1022 кр.мил

Вторичная обмотка:

$A_w = 750 \times 0,053 \times 0,5 = 19,9$ кр.мил (расчетное значение)

Используем провод №36 = 25 кр.мил

Схема 3.1 (продолжение)

Обмотка обратной связи:

$$A_w = 750 \times 0,225 \times 1,0 = 169 \text{ кр.мил (расчетное значение)}$$

Используем провод №28 = 159 кр.мил

Е.

$$K = 0,45 \frac{1022}{1275} + 0,45 \frac{25,0}{19,9} + 0,1 \frac{159}{169} \approx 1$$

$$F. \quad p' = 12 + (0,004)(20) + (0,2)(20) = 16,1 \text{ Вт}$$

$$W_{Ac} = \frac{(2,4 \times 10^5)(16,1)(1,0)}{(75\,000)(3800)(0,7)} = 0,019 \text{ см}^4$$

Сердечник №814E250 имеет

$W_{Ac} = 0,034 \text{ см}^4$, данного размера имеется только сердечник из материала 3E2A.

Для материала 3E2A:

$$B_{max} = 3500 \text{ Гс @ при } 70^\circ\text{C}$$

$$B_{max} = 4100 \text{ Гс @ при } 25^\circ\text{C}$$

Тогда

$$W_{Ac} = 0,019 \frac{3800}{3500} = 0,021 \text{ см}^4$$

Параметры сердечника №814E250:

$$W_b = 0,171 \text{ см}^2$$

$$A_c = 0,2 \text{ см}^2$$

$$I_1 = 3,42 \text{ см}$$

$$G. \text{ Потери в меди } \approx (0,13)(0,12)(3,42) = 0,053 \text{ Вт}$$

Н. Число витков:

Первичная обмотка:

$$N_p = \frac{(5,2)(10^8)}{(4)(75\,000)(3500)(0,2)} = 2,5 \text{ витка (расчетное значение)}$$

 $N_p = 3$ витка, провод №20, бифиляр (принятое значение)

$$\text{Ожидаемая частота} = 75000 \left(\frac{2,5}{30} \right) = 62500 \text{ @ Гц при } 70^\circ\text{C}$$

$$= 62500 \left(\frac{3500}{4100} \right) = 53400 \text{ @ Гц при } 25^\circ\text{C}$$

Вторичная обмотка:

$$N_s = 3 \left(\frac{225}{5,2} \right) = 130 \text{ витков (расчетное значение)}$$

$$N_s = 130 \text{ витков, провод №36, бифиляр} \\ = 260 \text{ витков с отводом от середины (принятое значение)}$$

Схема 3.1 (продолжение)

Обмотка обратной связи:

$$N_{BD} = 3 \left(\frac{4}{5,2} \right) = 2,3 \text{ витка (расчетное значение)}$$

$$N_{BD} = 3 \text{ витка, провод №28 (принятое значение)}$$

$$I. \quad V_{BD} = V_p \frac{N_{BD}}{N_p} = (6,0 - 0,8) \frac{3}{3} = 5,2 \text{ В}$$

J. Площадь окна:

$$W_a = 18700(5,06 \times 10^{-6}) = 0,09 \text{ см}^2 \text{ (необходимое значение)}$$

$$W_b = 0,171 \text{ см}^2 \text{ (действительное значение)}$$

$$K. \text{ Потери в сердечнике} = (0,55 \text{ см}^3)(5 \text{ Вт/см}^3) = 2,75 \text{ Вт}$$

$$L. \text{ Потери в трансформаторе} = \frac{2,75 + 0,05}{27} \approx 10\%$$

Выбор сердечника

В первую очередь выбирают частоту колебаний и сердечник. Поскольку схема, приведенная на рис. 3.16, предназначена для работы в качестве переносного источника питания газоразрядных индикаторов, его размеры должны быть малы. По этой причине рабочая частота выбрана достаточно высокой — 75 кГц.

Верхний предел рабочей частоты определяется выбором феррита для сердечника. Первоначально, чтобы заполнить таблицу, появляется материал Ferrgoxcube 3С8, поскольку предполагается работа на высокой частоте. Этот выбор зафиксирован в схеме 3.1. Сердечник выбран Шобразного типа потому, что это упрощает намотку и допускает хороший отвод тепла. Позже, в процессе вычисления, будет показано, что этот выбор сердечника выполнить не просто из-за требований, наложенных на его геометрию. В этом случае изменяется материал сердечника и делается соответствующая коррекция расчета. Такие шаги методом «проб и ошибок» часто необходимы потому, что первоначально Вы не могли знать, будут ли требуемые размеры сердечника найдены в каталоге изготовителя. Идея состоит в том, чтобы достичь приемлемого соответствия с небольшим отклонением от требуемого размера окна в сторону увеличения.

Поскольку мы начали выбор материала сердечника с феррита марки 3С8, то из каталога изготовителя записываем магнитную индукцию насы-

щения равную 3800 Гс (В в схеме 3.1). Для инверторов с насыщаемым сердечником $B_{MAX} = B_{SAT}$ если зависимость В-Н материала сердечника достаточно «прямоугольная» (С в схеме 3.1).

Диаметр провода

Следующим шагом является вычисление требуемого диаметра провода для каждой из трех обмоток. Результаты расчета приведены в разделе D схемы 3.1.

Первичная обмотка

Формула для расчета сечения провода имеет вид:

$$A_w = \text{плотность тока} \times I_{IN} \times \text{скважность} ,$$

где:

A_w — сечение провода круговых мил,

I_{IN} — максимальный ток в первичной обмотке.

Плотность тока выбрана равной 750 круговых мил на ампер. Известно, что эта величина является хорошим компромиссом между допустимым повышением температуры и габаритами трансформатора. В зависимости от таких факторов как стоимость, отвод тепла и габариты, плотность тока медных обмоток для трансформаторов инвертора обычно выбирается в диапазоне от 600 до 1000 круговых мил на ампер.

Величина I_N определяется путем делением входной мощности на входное напряжение. В свою очередь входная мощность равна выходной мощности, деленной на к.п.д. Мы знаем, что выходная мощность равна 12 Вт, и теперь необходимо найти к.п.д. Затем мы сможем определить входную мощность P_{IN} и, в заключение, сечение провода первичной обмотки. В этом примере для оценки потерь и полного к.п.д. схемы используются графические методы.

Чтобы найти полный к.п.д., мы должны задать приемлемые значения различных потерь в схеме. Для этой цели на рис. 3.17, 3.18, и 3.19 приведены приблизительные оценки потерь при переключении транзистора (P_{SW}), потери во включенном состоянии (P_{Q-ON}), потери выпрямителя (P_D), и потери в трансформаторе (P_{TRF}). Требуемые величины (определяемые из графиков как доли входной мощности) имеют следующие значения:

$$P_{SW} = 0.045 \text{ (из рис. 3.17)}$$

$$P_{Q-ON} = 0.16 \text{ (из рис. 3.18)}$$

$$P_D = 0.004 \text{ (из рис. 3.18)}$$

$$P_{TRF} = 0.2 \text{ (из рис. 3.19)}$$

Полные потери = 0.41, или 41 % от общей входной мощности

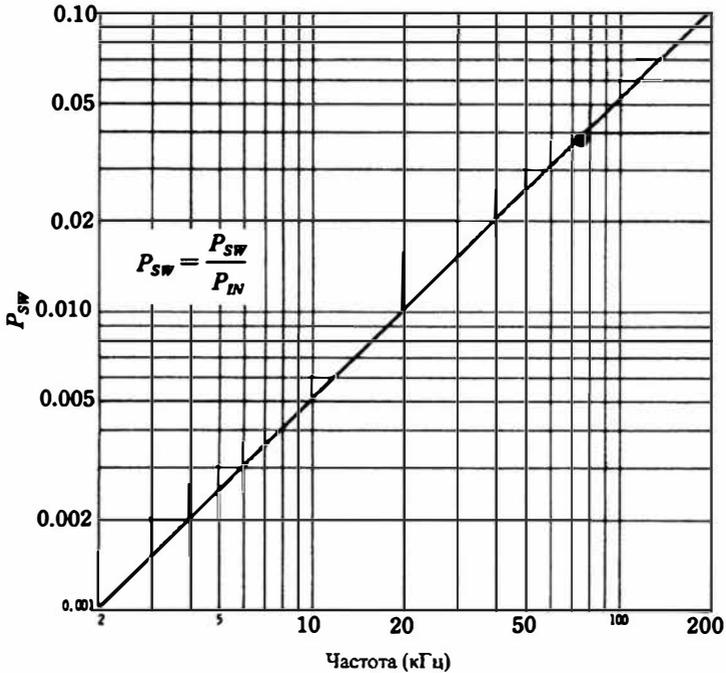


Рис. 3.17. Оценка потерь при переключении транзистора. General Electric Semiconductor Products Dept.

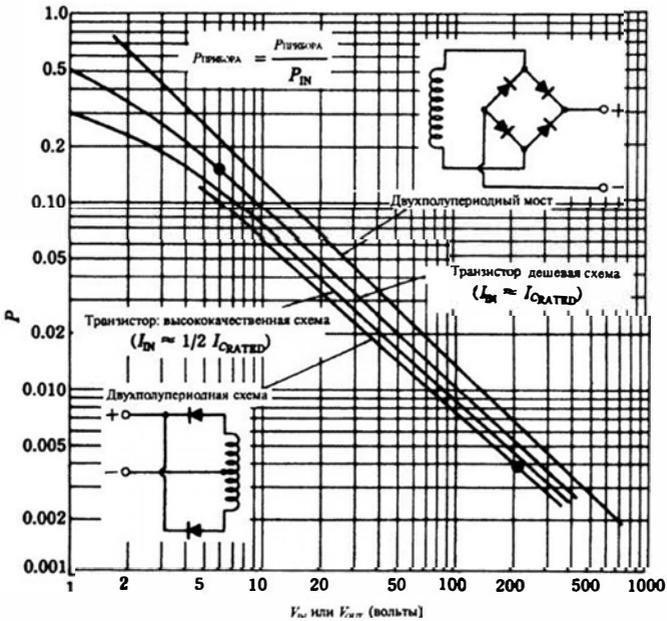


Рис. 3.18. Оценка потерь в выпрямителе и в транзисторе во включенном состоянии. General Electric Semiconductor Products Dept.

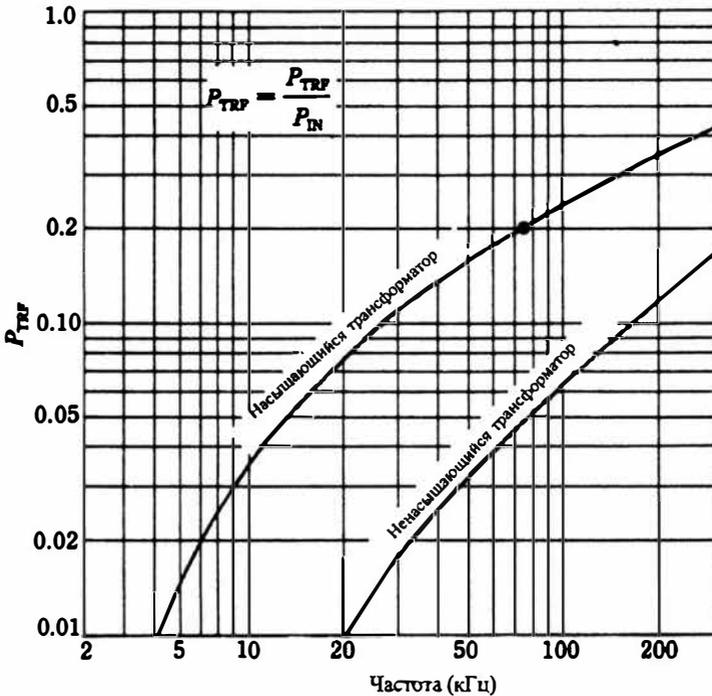


Рис. 3.19. Оценка потерь в трансформаторе. General Electric Semiconductor Products Dept.

Имея эту информацию, можно вычислить полный к.п.д. схемы, который равен $100 - 41 = 59$ процентов. Входная мощность равна:

$$P_{IN} = \frac{12 \text{ Вт}}{0,59} = 20,3 \text{ Вт}.$$

Величину I_{IN} можно определить как:

$$I_{IN} = \frac{20,3 \text{ Вт}}{6 \text{ В}} = 3,4 \text{ А}.$$

Каждая половина обмотки работает половину времени, так что скважность составляет 0,5. Учитывая влияние этого факта на величину среднего значения тока, находим площадь сечения проводника:

$$A_W = 750 \times 3,4 \times 0,5 = 1275 \text{ кв. мил}$$

Наиболее близко к этому сечению подходит провод №20 (1022 кв.мил).

Вторичная обмотка

Расчет вторичной обмотки аналогичен расчету первичной. В этом случае надо знать выходной ток I_{OUT} . Он находится делением выходной мощности на выходное напряжение:

$$I_{OUT} = \frac{12 \text{ Вт}}{225 \text{ В}} = 53 \text{ мА},$$

Сечение провода вторичной обмотки равно:

$$A_W = 750 \times I_{OUT} \times \text{скважность}.$$

Поскольку вторичная обмотка имеет отвод от середины, то для каждой половины обмотки скважность равна 0,5. Следовательно:

$$A_W = 750 \times 0,053 \times 0,5 = 19,9 \text{ кр. мил}$$

Выбираем провод №36, имеющий площадь сечения 25 кр. мил. Несколько большая площадь сечения компенсируется экономией в первичной обмотке, где провод взят тоньше расчетного.

Обмотка обратной связи

Расчет площади сечения провода обмотки обратной связи подобен двум предыдущим вычислениям, за исключением того, что скважность составляет 100%. Это следует из того, что ток этой обмотки в течение всего периода колебания течет то в базу одного транзистора, то в базу другого.

Ток базы оценивается следующим образом: считая, что транзисторы имеют коэффициент усиления по току (Бета) не менее 20 в наихудшем режиме работы, получаем значение тока базы:

$$I_B = \frac{\text{Ток коллектора}}{\text{Бета}} = \frac{3,4 \text{ А}}{20} = 170 \text{ мА},$$

Из-за характера нагрузки, подключенной к преобразователю, эта величина увеличивается на 33 процента. На начальной стадии расчета вообще целесообразно сделать так, чтобы ток базы был достаточно большим. Таким образом:

$$I_B = 1,33 \times 170 \text{ мА} = 225 \text{ мА}.$$

Используя этот результат, также как и в предыдущих случаях находим площадь сечения провода обмотки обратной связи:

$$A_W = 750 \times 0,225 \times 1,0 = 169 \text{ кр. мил}.$$

Выбираем провод №28, имеющий площадь сечения 159 кр. мил.

Поправочный коэффициент

Коэффициент K (раздел Е в схеме 3.1) является поправочным коэффициентом, помогающим получить некоторое уточнение полученных данных для обмоток. Выражение для K имеет вид:

$$K = 0,45 \left(\frac{\text{Выбранная площадь сечения первичной обмотки}}{\text{Расчетная площадь сечения первичной обмотки}} \right) + 0,45 \left(\frac{\text{Выбранная площадь сечения вторичной обмотки}}{\text{Расчетная площадь сечения вторичной обмотки}} \right) + 0,1 \left(\frac{\text{Выбранная площадь сечения обмотки возбуждения}}{\text{Расчетная площадь сечения обмотки возбуждения}} \right).$$

После соответствующих подстановок (см. схему 3.1), коэффициент K получился очень близким к единице, поэтому в последующих вычислениях будет использоваться значение K равное единице.

Размер сердечника

До сих пор потери рассматривались как доля полной входной мощности. Но теперь пора оценить полную фактическую мощность в ваттах p' , с которой должен работать трансформатор. Это один из основных факторов, определяющих требуемые габариты сердечника. Полная мощность определяется следующим образом:

$$p' = \text{выходная мощность} = (p_p) (\text{входная мощность}) + (p_{TR}) (\text{входная мощность}).$$

Все величины в этом соотношении уже были оценены, поэтому их подстановка дает:

$$p' = 12 + (0.004) (20) + (0.2) (20) = 16.1 \text{ Вт.}$$

Вычисление $W_o A_c$ важно для выбора размера сердечника. Здесь присутствуют два размера: один из них W_o — площадь окна, необходимого для размещения обмоток, другой — площадь поперечного сечения сердечника A_c . Хотя величина W_o определяется пространством, требуемым для размещения обмоток, а A_c получено из уравнения Фарадея для инверторов, эти две геометрические величины, будучи перемноженными, дают параметр $W_o A_c$, который можно рассматривать как «коэффициент размерности» для сердечника. Ценность параметра $W_o A_c$ состоит в том, что он часто приводится в каталогах изготовителей сердечников. Вы должны выбрать такой сердечник, у которого этот параметр является достаточно большим, чтобы соответствовать Вашим вычислениям.

Чтобы различать требуемую и имеющуюся площади окна, величина, полученная в результате наших вычислений названа «требуемой» и обозначена W_a , а площадь окна, приводимая в каталоге, называется «имеющейся» и обозначается W_b . Таким образом, мы вычисляем $W_a A_c$, а затем ищем соответствующую величину $W_b A_c$ в каталоге сердечников. Соотношение, используемое в разделе F схемы 3.1, имеет вид:

$$W_a A_c = \frac{(2,4 \times 10^5)(p')(K)}{(f)(B_{SAT})(k)},$$

где:

$2,4 \times 10^5$ – коэффициент для преобразования кр.мил/ампер к кв.см/ампер. Кроме того, принято во внимание, что:

скважность тока основных обмоток равна 50 процентам,

$K=1$ (раздел E в схеме 3.1),

p' – полная мощность трансформатора,

$f=75$ кГц (выбрана первоначально),

B_{SAT} – магнитная индукция насыщения для выбранного материала сердечника,

k – коэффициент заполнения площади окна проводом (70 процентов для ручной намотки).

В результате подстановки этих величин в выражение для $W_a A_c$ (раздел F схемы 3.1), получаем: $W_a A_c = 0,019$ см⁴.

В перечне E-образных сердечников из феррита 3С8 нет такого, у которого значение $W_b A_c$ подходит для нашего случая. Означает ли это, что все наши вычисления были напрасны? Совсем нет. К счастью можно продолжать расчет, делая небольшие поправки. Это следует из того, что имеется сердечник № 814E250, сделанный из феррита 3E2A, похожего на первоначально выбранный феррит 3С8, с соответствующим значением $W_b A_c$. Однако, этот материал имеет магнитную индукцию насыщения 3500 Гс, а не 3800 Гс, как у сердечника из феррита 3С8. В схеме 3.1, как видно, чтобы учесть это различие используется прямая пропорциональность между магнитной индукцией насыщения и параметром $W_b A_c$. Новое вычисленное значение $W_b A_c$ равно 0,021 см⁴. В результате со второй попытки появляется приемлемый сердечник № 814E250. В каталоге Ferroxcube находим $W_b A_c = 0,034$ см⁴, а из нашего последнего уточнения следует, что $W_b A_c = 0,021$ см⁴ (величина W_b – фактическая площадь окна, для обмоток). Если все обмотки уложить аккуратно, то они займут 0,021/0,034 площади окна или приблизительно 70 процентов.

Потери в меди

Вклад потерь в меди (раздел G в схеме 3.1) в общие потери незначителен, поскольку эти потери существенно меньше потерь в сердечнике.

Однако непредусмотрительно не убедиться что это так. Выражение для определения потерь в меди выглядит так:

$$P_{Cu} = (J^2)(W'_a)(r)(l_w),$$

где:

P_{Cu} — потери в меди, Вт,

J — плотность тока,

W'_a — площадь окна, с учетом коэффициента его заполнения обмотками,

r — удельное сопротивление меди при 70°C,

l_w — средняя длина одного витка.

Плотность тока равна обратному значению величины 750 кв. мил на ампер. Необходимо также перевести размерность площади из кв. мил в квадратные сантиметры:

$$\frac{750 \text{ кв. мил}}{A} \times \frac{5,07 \times 10^{-6} \text{ см}^2}{\text{кв. мил}} = 3,8 \times 10^{-3} \text{ см}^2/A.$$

Тогда:

$$J = \frac{1}{3,8 \times 10^{-3}} \approx 260 \text{ А/см}^2.$$

Удельное сопротивление r равно $1,9 \times 10^{-6}$ Ом•см. Для удобства J^2 и r можно объединить в один коэффициент:

$$J^2 r = (260)^2 (1,9 \times 10^{-6}) = 0,13.$$

Из каталога изготовителя находим: $W_a = 0,171 \text{ см}^2$ и $l_w = 3,42 \text{ см}$. Коэффициент заполнения окна обмотками составляет 70 процентов, поэтому $W'_a = 0,171 \times 0,70 = 0,12 \text{ см}^2$. Теперь имеются все величины, необходимые для вычисления P_{Cu} :

$$P_{Cu} = (0,13)(0,12)(3,42) = 0,053 \text{ Вт.}$$

Число витков

Прежде, чем рассчитать число витков первичной обмотки, необходимо определить напряжение V_p , приложенное к каждой половине этой обмотки. Оно равно постоянному напряжению питания за вычетом напряжения насыщения транзисторов V_{CE} . Поскольку V_{CE} принято равным 0.8 В, получаем, что $V_p = 6 - 0.8 = 5,2$ В. Затем, пользуясь уравнением Фарадея, вычисляем число витков N_p половины первичной обмотки. Формула и численные значения имеют следующий вид:

$$N_p = \frac{(V_p)(10^8)}{(4)(f)(B_{SAT})(A_c)}$$

$$N_p = \frac{(5,2)(10^8)}{(4)(75000)(3500)(0,2)} = 2,5 \text{ витка.}$$

Доли витка намотать невозможно. Кроме того, опыт показывает, что обмотки с одним и двумя витками часто приводят к проблемам, связанным с индуктивностью рассеяния. Считается, что хорошая электромагнитная связь между обмотками в трансформаторах инвертора имеет место при числе витков не менее трех. Соответственно «округляем» число витков до 3. Кроме того, с целью уменьшения индуктивности рассеяния, две 3-х витковые первичные обмотки наматываются бифилярно. Согласно разделу D в схеме 3.1 провод имеет размер №20. Вследствие такого «округления» фактическая частота колебания будет около $(2,5/3,0)(75000) = 62500$ Гц при 70°C. Это вполне допустимо, потому что 75 кГц – всего лишь оценочная величина и не очень критична в преобразователе рассматриваемого типа.

При более низких температурах частота колебания будет еще ниже. Это связано с зависимостью B_{SAT} от температуры. Таким образом, при 25°C $B_{SAT} = 4100$ Гс, а не 3500 Гс, как при 70°C. Из уравнения Фарадея следует, что частота колебания при 25°C будет равна $(3500/4100)(62500) = 53400$ Гц. Эта величина все еще допустима, несмотря на отличие от первоначально принятой частоты.

Используя коэффициент трансформации между вторичной и первичной обмотками, получаем число витков вторичной обмотки N_s . Таким образом:

$$N_s = N_p \frac{V_s}{V_p} = 3 \times \frac{225}{5,2} = 130 \text{ витков.}$$

Поскольку двухполупериодная схема выпрямителя выполнена с отводом от центра обмотки, вся вторичная обмотка содержит 260 витков. Она также наматывается бифилярно. Из раздела D схемы 3-1 следует, что здесь используется провод №36.

Число витков обмотки обратной связи N_{BD} , рассчитывается из предположения, что напряжение на ней должно быть между 3,5 и 6,0 В. Эти значения были получены на основании практического опыта. Если приведенное напряжение намного меньше 3,5 В, то могут возникнуть трудности в получении достаточного тока базы при наихудших режимах работы. Напряжение большее 6,0 В превышает безопасную величину для транзисторов. Использование более высокого напряжения обратной связи снижает, кроме того, к.п.д. схемы.

Вычисление числа витков обмотки обратной связи начнем с попытки получить номинальное напряжение 4,0 В. Исходя из этого, имеем:

$$N_{BD} = 3 \frac{4}{5,2} = 2,3 \text{ витка.}$$

Если 2,3 витка округлить до 2 витков, то наведенное напряжение будет равно примерно 3,4 В. Это считается предельным значением с точки зрения минимально необходимого напряжения, прикладываемого к базам. Если округлять до 3 витков, то получим напряжение 5,2 В, что является приемлемой величиной. Если напряжение обратной связи слишком велико, можно немного увеличить сопротивление резистора R_B . В любом случае выбор 3 витков является лучшим. В разделе D схемы 3.1 указано, что применяется провод №28. Результаты подсчета числа витков сведены в разделе H схемы 3.1. Вычисление напряжения обратной связи дано в разделе I.

Площадь окна

Необходимая площадь окна W_a первоначально получена суммированием площади сечения меди во всех обмотках. В идеальном случае для каждой обмотки площадь, занимаемая проводом, равна произведению площади сечения провода на число витков. Поскольку реальный коэффициент заполнения площади окна принят равным 70 процентам, полученный результат увеличиваем, деля его на 0,7. Обращаясь к Таблице 3.2 видим, что полная (идеальная) площадь окна составляет 13109 кр.мил.

Таблица 3.2. Суммирование площадей, занимаемых обмотками в приводимом примере расчета.

Обмотка	Число витков	Провод	Площадь сечения провода в кр.мил	Общая площадь в кр.мил
Первичная	2 x 3 = 6	№20	1022	6132
Вторичная	2 x 130 = 260	№36	25	6500
Обратной связи	3	№28	159	477
				Полная 13109

Учитывая коэффициент заполнения окна, получаем:

$$\frac{13019}{0,7} = 18700 \text{ кр.мил.}$$

Перевод в квадратные сантиметры дает:

$$18700 \times 5,06 \times 10^{-6} = 0,09 \text{ см}^2.$$

Таким образом, требуемая площадь окна W_a равна 0,09 см². Ранее была определена площадь окна W_b сердечника № 814E250, равная 0.171 см².

Это означает, что будет заполнено 0,09/0,171 или 50 процентов от доступной площади окна. Этот результат является и разумным, и целесообразным.

Теперь вычисляем потери в сердечнике. Из каталога изготовителя находим, что объем этого сердечника равен 0,55 см³. Можно принять потери в сердечнике равными 5 Вт на кубический сантиметр. Следовательно, потери в нашем сердечнике составят (0,55)(5) = 2,75 Вт.

Полные потери

Полные потери трансформатора равны сумме потерь в сердечнике и потерь в меди обмоток. Используя значения этих потерь из разделов G и K схемы 3.1, получаем 2,75 + 0,05 = 2,8 Вт. Какой процент составляет это от входной мощности? Чтобы реально учесть возможную нагрузку, расчетная входная мощность 20 Вт увеличивается на 33 процента:

$$P_{IN(\text{Max})} = 1,33 \times P_{IN \text{ при полн.нагр.}} = 1,33 \times 20 = 27 \text{ Вт.}$$

Потери трансформатора в худшем случае составляют 2,8/27 или приблизительно 10 процентов. Это вполне допустимо. Обратите внимание на большую разницу между потерями в сердечника и в меди. Это типично для методов расчета, при которых основной целью является разумный, а не оптимальный выбор сердечника, размера провода и т.д. Действительно, Вы можете с облегчением вздохнуть, когда обнаружите, что обмотки поместились в окне сердечника!

Обратите внимание на примерное равенство количества меди в первичной и во вторичной обмотках. При прочих равных условиях, это также одно из необходимых требований для достижения оптимальной эффективности трансформатора.

Расчет трансформатора с применением номограмм

Изготовители ферритовых сердечников предоставляют потребителям номограммы с целью облегчить расчет трансформаторов для инверторов. Используя эти средства расчета, можно в значительной степени обойти трудности математических и эмпирических методов. Но более важно то, что

можно намного проще достичь оптимизации расчета, чем с помощью формальных методов «многократных притирок». Каждый изготовитель разработал свою собственную уникальную «карту пути» и требуется лишь небольшая предварительная подготовка, чтобы научиться пользоваться данным методом. Детальных инструкций здесь не будет дано, но представленной информации достаточно, чтобы передать основную идею.

Номограмма, приведенная на рис. 3.20, построена для «инверторных» ферритовых сердечников Indiana General IR-8100. Эти сердечники обладают максимальной эффективностью при температуре около 50°C. Стрелки показывают расчет трансформатора для инвертора с внешним возбуждением. Инвертор имеет следующие параметры:

Рабочая частота: 225 кГц

Напряжение источника питания: 160 В

Выходное напряжение: 40 В

Выходной ток: 1 А

Температура окружающей среды: 40°C

Максимальная температура: 70°C

Сердечник выбран составным, чтобы обеспечить простую установку — на плате печатной схемы. Кроме того, разборный сердечник имеет достаточно малое рассеяние, а намотку на нем выполнить проще, чем на тороиде. Исходя из этих характеристик, можно допустить повышение температуры до 30°C при выходной мощности 40 Вт. Расчет начинается в точках *A* и *B* на линии, соответствующей 30°C. Выбор пересечения этой линии с линией $M = 1$ исходит из предположения, что $M = 1$ подразумевает равные потери в сердечнике и в меди, а это является условием для достижения оптимальной эффективности. Вертикальная проекция до пересечения с линией соответствующей 160 В и 25 кГц дает точку *C* (25 кГц соответствует половине периода $t_1 = 20$ мкс). Горизонтальная проекция из точки *C* на ось «число витков» дает 250 витков для всей первичной обмотки.

Затем, проводим горизонтальную линию из точки, соответствующей половине витков первичной обмотки, то есть из точки, соответствующей 125 виткам, до пересечения с вертикальной линией из точки *B*. Точка пересечения *D* дает выходную мощность как функцию входного напряжения. Полученное число 0,3 умножаем на 160 и получаем 48 Вт. Пока все хорошо, достигнута поставленная цель расчета — получить номинальную выходную мощность 40 Вт (1 А при напряжении 40 В).

Теперь сделаем вторую проверку, чтобы убедиться, что все идет хорошо. Необходимо определить величину магнитного возбуждения, определяемую как $V_p \cdot t / N$. Делается это просто. Из заданных и полученных данных получаем: $(160)(20)/125 = 25,6$ В·мкс на виток. Теперь эту величину сверим с данными таблицы, расположенной ниже номограммы. Там находим, что максимальное возбуждение 33,3 В·мкс на виток соответствует температуре 75°C, то есть расчет трансформатора сделан приемлемо.

Для определения диаметра провода первичной и вторичной обмоток, сначала устанавливаем точки пересечения E и F . Они соответствуют точкам пересечения линий N_p и N_s с горизонтальными линиями, соответствующими числу витков (125 для половины первичной обмотки и 31 для вторичной). Идущие вверх из точек E и F вертикальные линии определяют провод №30 для первичной обмотки и №23 для вторичной обмотки.

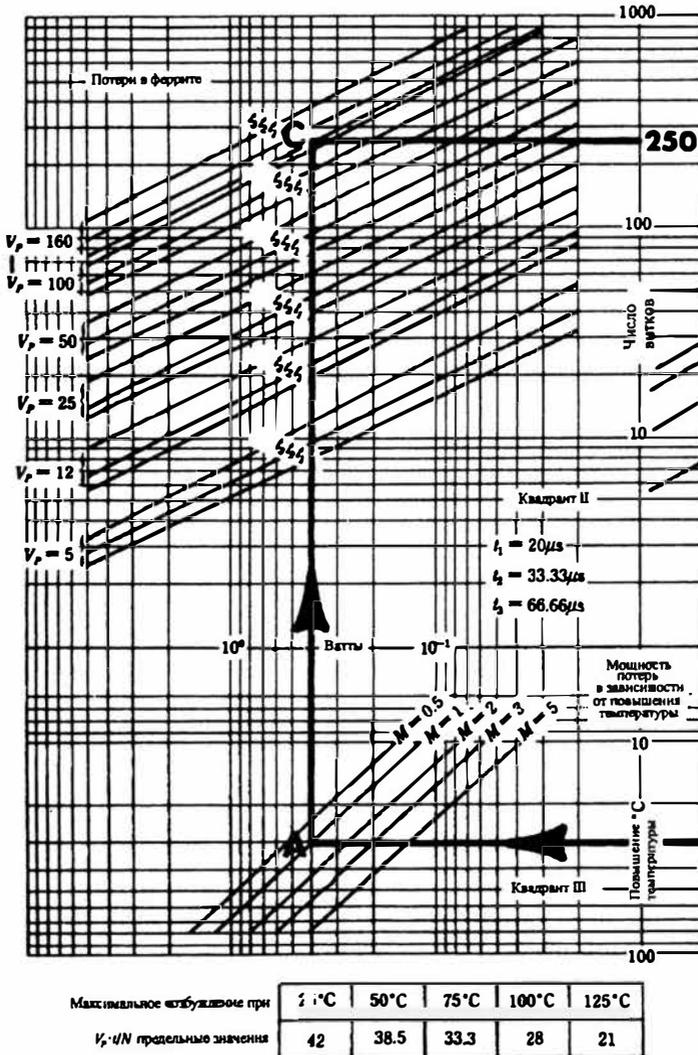


Рис. 3.20. Четырехквадрантная номограмма для расчета выходного трансформатора инвертора с внешним возбуждением. Indiana General

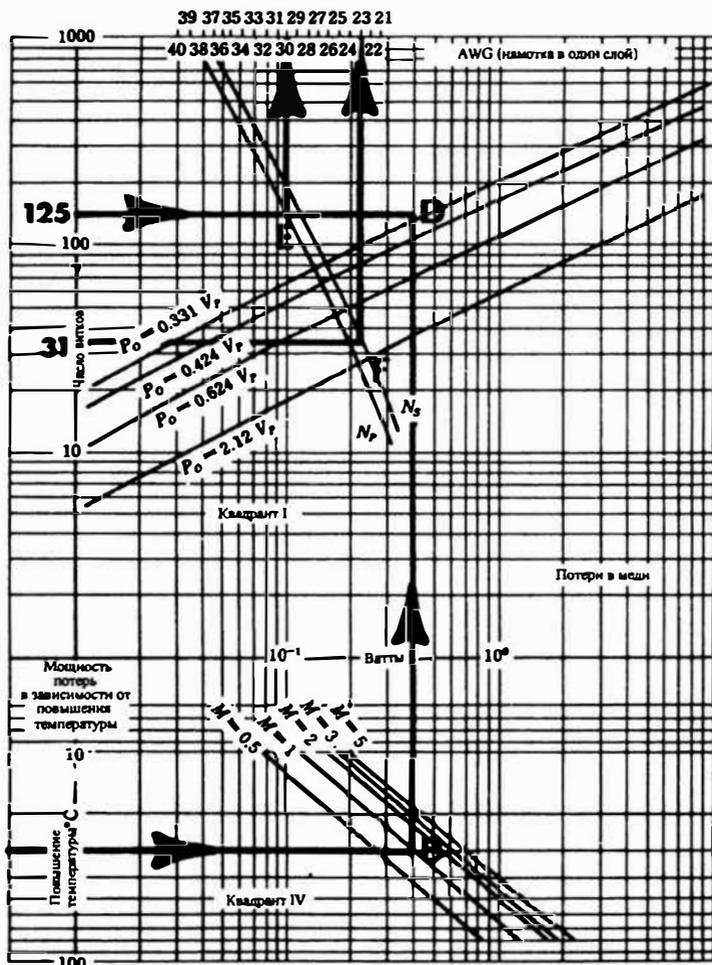


Рис. 3.20. Продолжение.

Современное состояние расчета инвертора позволяет использовать такой сложный подход, как номограммы, вместе с применением одной из интегральных схем возбуждения инвертора, описанных выше. Другая номограмма приведена на рис. 3.21. Она предложена фирмой Allen-Bradley для выпускаемого ими ряда ферритовых сердечников R03. Нанесенные стрелки показывают процедуру последовательных шагов, позволяющих рассчитать трансформатор для изображенного инвертора с насыщаемым сердечником. Инвертор рассчитывается для работы на частоте колебания 10 кГц, с источником постоянного напряжения 45 В и с выходной мощностью 26 ВА (для всех практических целей, это означает выходную мощность 26 Вт). В инверторе и на номограмме используются следующие обозначения:

f = частота колебаний в преобразователе (Гц)

N = число витков половины первичной обмотки

A_c = эффективная площадь поперечного сечения сердечника (см²)

A_w = площадь окна сердечника (см²)

NA_c = произведение числа витков и площади поперечного сечения сердечника (витхсм²)

E_p = максимальное напряжение источника постоянного напряжения

VI_{cap} = мощность устройства, выраженная в вольт-амперах

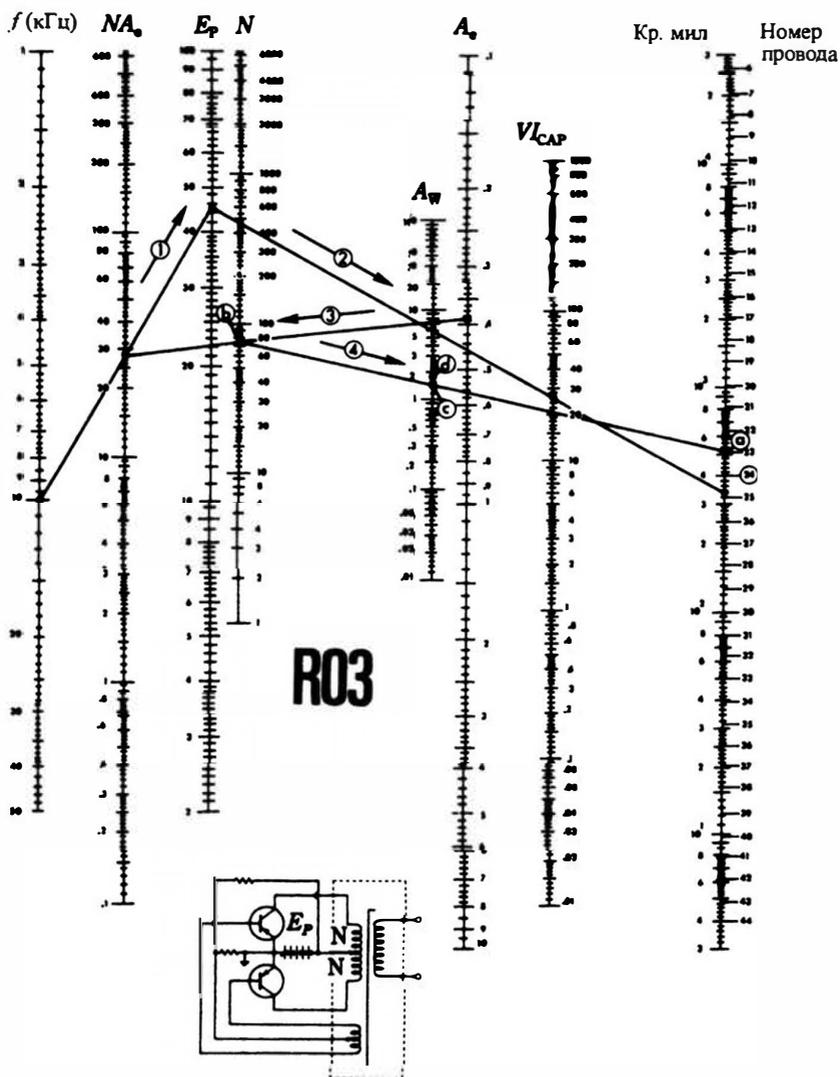


Рис. 3.21. Номограмма для расчета трансформатора автоколебательного инвертора. Allen Bradley Co.

Номограмма построена с учетом 70-процентного заполнения площади окна. Здесь также автоматически учтено, что половину площади окна занимает первичная обмотка, а другую половину — вторичная обмотка. Чтобы учесть изоляцию проводов, они выбираются большего диаметра, чем получены по номограмме. По этой причине выбран провод №24, поскольку это более надежно, чем «округление» до №25, но для графических построений провод №24 заменяется проводом №23 (точка *a*). Выбранный сердечник имеет типоразмер T0960H001A. Площадь окна равна 1,76 см² (точка *d*). Определенная по номограмме площадь окна составляет 1,55 см² (точка *c*). Следовательно, выбранный сердечник хорошо соответствует размещению 75 витков провода №24 в каждой половине первичной обмотки. Вторичная обмотка определена с использованием обычных правил для трансформатора. Пространство для размещения этой обмотки автоматически учтено в номограмме.

Выбор мощных транзисторов

Если имеется достаточно полная информация о транзисторах, то для достижения оптимального соотношения между надежностью и стоимостью при выборе мощных транзисторов для инверторов и преобразователей, можно воспользоваться строгой процедурой. Обычно ни профессионалы, ни любители не имеют возможности узнать значения необходимых параметров, относительно тепловых характеристик, индуктивности рассеяния трансформатора инвертора, кратковременных переходных процессов или различных отклонений транзисторов от нормативов. С другой стороны, выбор транзисторов с помощью «грубых» приближений часто приводит к недостаточной экономичности схемы и к снижению эксплуатационных качеств. Удовлетворительный метод состоит в применении эмпирических правил, но с ясным пониманием основных используемых моментов. Таким образом, «эмпирические правила» будет выглядеть как логические умозаключения, а не необоснованные соглашения.

Сначала следует уяснить важность понятия безопасная рабочая область (*SOA* — *safe-operating area*). *SOA* — это такие номинальные значения максимального тока, напряжения и мощности, которые не должны достигаться одновременно (некоторые изготовители используют другую терминологию, типа *SOC* — кривые безопасной работы и *SRO* — область безопасной работы). Кривые, показанные на рис. 3.22, определяют безопасные рабочие области для мощного транзистора RCA423. Если линия нагрузки инвертора или преобразователя лежит внутри площади, ограниченной изображенными линиями (то есть, линией постоянного тока или линией постоянного напряжения), то транзистор будет находиться в «безопасной области». Однако допустимо отклонение линии нагрузки за пределы этой площади, если время этого отклонения попадает в интервал, обозначенный на внешних (наклонных) линиях. *SOA* имеет четыре границы — по току, по мощности, по напряжению вторичного пробоя и по напряжению (первичного) пробоя.

Фактически, сказанное относится только к случаю, когда температура прибора равна 25°C . Поскольку реальные методы отвода тепла не способны поддерживать температуру прибора равной 25°C , следует воспользоваться кривыми, характеризующими ограничения допустимых значений (рис. 3.23), чтобы изменить границы SOA, полученные на основании рис. 3.22. В некоторых случаях, изготовители полупроводниковых приборов приводят характеристики SOA, не требующие никакого ограничения рабочих параметров до температур 75°C . Кроме того, для некоторых мощных транзисторов, требуется уменьшать только границу максимальной рассеиваемой мощности в зависимости от температуры.

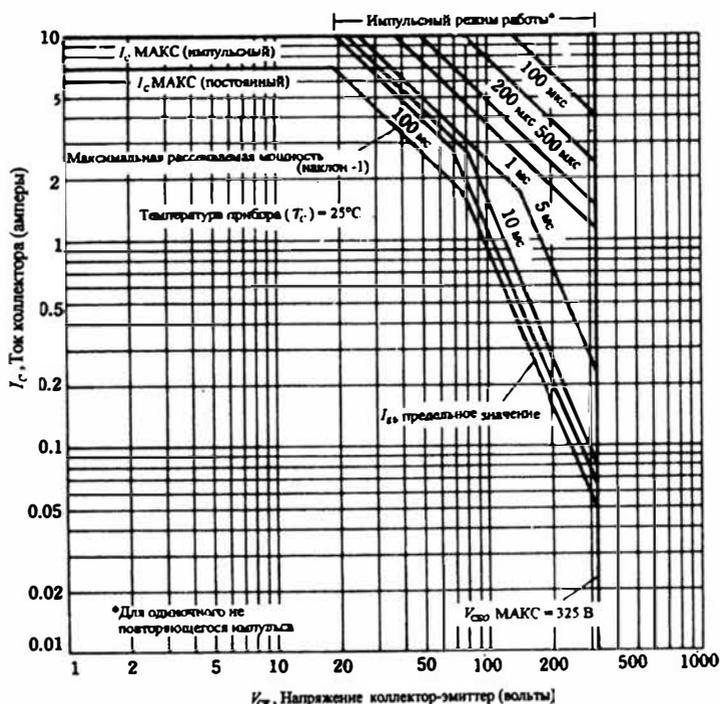
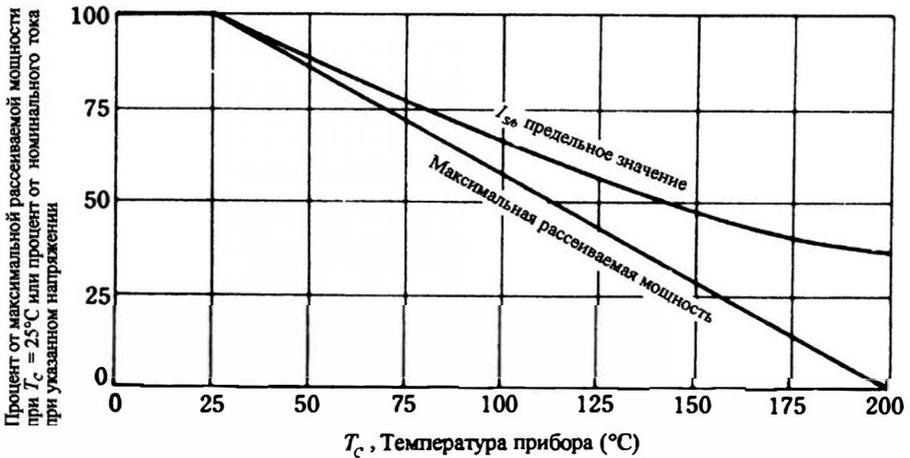


Рис. 3.22. Типичное семейство безопасных рабочих областей (SOA) для мощного транзистора. RCA Solid State Div.

Следует заметить, что если нет явления вторичного пробоя, то область безопасной работы (SOA) транзистора будет по существу подобна аналогичной области простого резистора. Обычно для резисторов указывается максимальный ток и напряжение, а между этими значениями пользуются критерием «максимальной рассеиваемой мощности». Обратите внимание, что участки характеристик на рис. 3.22, имеющие наклон 45° , представляют собой линии постоянной рассеиваемой мощности (поскольку характеристики представлены в двойном логарифмическом масштабе).



Примечание:

уменьшение допустимого значения тока при постоянном напряжении применимо только к части графика, соответствующей максимальной рассеиваемой мощности и к участку, определяющему предельное значение I_{sb} . Не уменьшается указанное значение I_c МАКС.

Рис. 3.23. Зависимости температурных ограничений допустимых значений.

Отметим, что вторичный пробой является дополнительным фактором, влияющим на SOA . Вторичный пробой — функция тока, напряжения и времени — то есть энергии. Температура оказывает меньшее влияние. Вторичный пробой (в точке X на рис. 3.24) вызывает сокращение площади перехода база-коллектора. Это ведет к очень высокой плотности тока и к тепловому разрушению транзистора, даже если средняя температура перехода остается в пределах нормы. Вторичный пробой разрушает транзистор с большей вероятностью, чем первичный, который связан с чрезмерным напряжением коллектор-эмиттер. Вообще, когда имеется энергия, достаточная, чтобы вызвать вторичный пробой, между эмиттером и коллектором транзистора имеет место короткое замыкание. Из характеристик не очевидно предположение, что вторичный пробой может происходить без пересечения линией нагрузки области первичного пробоя.

На рис. 3.25 показана обобщенная линия нагрузки для двух-трансформаторного инвертора. Пунктиром изображена линия нагрузки при отсутствии индуктивности рассеяния в выходном трансформаторе. Очевидно, что индуктивность рассеяния повышает вероятность выхода за границы SOA . В частности, становится более вероятным вторичный пробой в транзисторе. Помимо индуктивности рассеяния и другие факторы могут способствовать отклонению линии нагрузки от прямой. Например, отрицательно сказывается наличие разряженного конденсатора фильтра во время запуска преобразователя. Аналогичный эффект наблюдается и в инверторах, и в преобразователях при чрезмерно сильной обратной связи.



Рис. 3.24. Явление вторичного пробоя в транзисторах. Motorola Semiconductor Products, Inc.

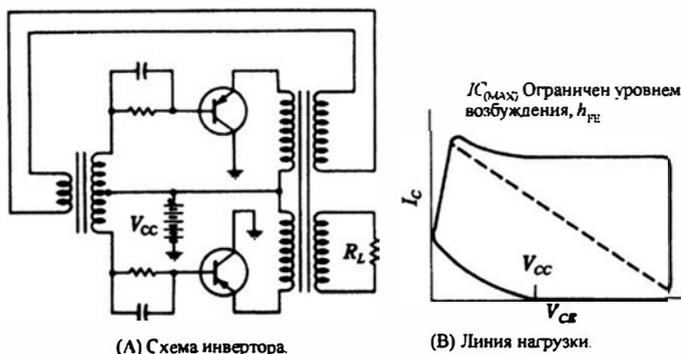


Рис. 3.25. Двухтрансформаторный инвертор и его линия нагрузки.

Хорошей представляется идея получить фотографию линии нагрузки с экрана осциллографа. Она полезна даже для тех, кто, имея данные о SOA, пытается получить количественные результаты, хотя помочь на начальном этапе расчета не может.

К счастью, обычно можно вполне успешно справиться с задачей, используя эмпирический подход. Первый вопрос, требующий решения величина номинального напряжения транзисторов. Если пренебречь индуктивностью рассеяния, то его можно определить из предположения, что к каждому транзистору приложено удвоенное напряжение питания. С учетом небольшого запаса, достаточно выбрать транзисторы с номинальным значением V_{CE0} приблизительно в 2,3 раза превышающим напряжение питания. Фактически, это вполне приемлемо для инверторов с внешним возбуждением, использующих выходные трансформаторы на тороидальном сердечнике. Для других инверторов и преобразователей, обычно лучше принять напряжение V_{CE0} от 2,5 до 3 раз выше напряжения питания.

Допустимый коллекторный ток транзистора должен быть не менее P/kE , где P – требуемая выходная мощность, k – ожидаемый к.п.д., а E – напряжение питания. Хотя часто можно рассчитывать на более высокий к.п.д., для k можно принять величину 75 процентов. Коэффициент усиления по току в должен быть высоким при выбранном значении тока. Для получения высокого к.п.д. желательно, чтобы коэффициент был более 20. Современные транзисторы, как правило, имеют коэффициент усиления по току больше 20, а у транзисторов, включенных по схеме Дарлингтона, обычной считается величина в равная нескольким сотням.

Хотя мощные транзисторы с высоким коэффициентом усиления по току действительно оказываются полезными для повышения к.п.д. и улучшения пусковых характеристик, не следует придавать чрезмерное значение тому или другому параметру транзистора. Это связано с тем, что существует взаимосвязь между всеми параметрами. Что-то выиграем в одном, потеряем в другом. Кроме того, часто самое лучшее оказывается нежелательным. Например, целесообразно найти транзистор с умеренным коэффициентом усиления по току, который снижается при максимальных значениях тока. Такой транзистор будет уменьшать амплитуду выбросов напряжения.

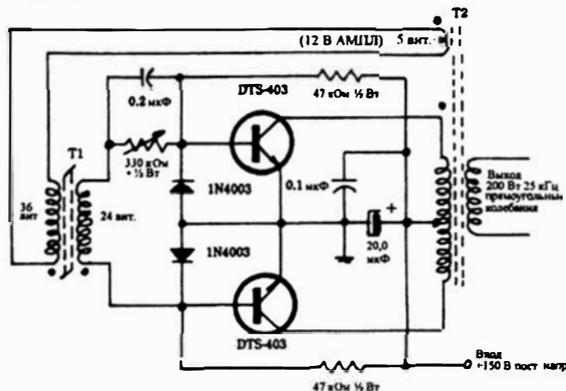
Другой пример – применение транзистора с очень высокой верхней граничной частотой f_c . Этот параметр тесно связан со скоростью переключения транзистора. В общем случае ошибочно считать, что выбор транзистора с номинальной частотой переключения 50 кГц предпочтительнее транзистора с частотой переключения 20 кГц для инвертора с рабочей частотой 25 кГц. Высокая граничная частота или малое время переключения достигаются за счет сокращения SOA . При прочих равных условиях обычно неразумно искать транзистор с частотными возможностями выше тех, с которыми он может работать «на пределе возможностей». Конечно, если допустить, что нашелся другой производитель, предложивший мощный транзистор, предназначенный для работы в инверторах с частотой 30 кГц, то такой прибор будет конечно заслуживать внимания.

Очень желательно, чтобы у мощных транзисторов было низкое коллекторное напряжение в режиме насыщения $V_{CE(SAT)}$. Акцентирование внимания на этом параметре является одной из главных причин того, что германиевые транзисторы не были полностью заменены кремниевыми. Чем ниже напряжение питания, тем ниже к.п.д. при высоком $V_{CE(SAT)}$. Однако необходимо убедиться в том, что повышение к.п.д., полученное за счет низкого $V_{CE(SAT)}$, не компенсируется высоким коллекторным током утечки, также обычным явлением у германиевых транзисторов. Положительным свойством германиевых транзисторов была относительно низкая стоимость. Это может быть, а может и не быть решающим фактором, когда принимаются во внимание менее благоприятные тепловые характеристики германиевых приборов. Да и мощные кремниевые транзисторы уже не столь дорогие, как раньше.

В заключение заметим что, большинство опубликованных кривых SOA относятся к работе транзистора в режиме прямого смещения. В инверторах

работа транзистора с обратным смещением в режиме отсечки делает его более подверженным вторичному пробое. Именно поэтому многие схемы инверторов имеют ограничивающий диод, включенный между базой и эмиттером. Кроме того, обмотки обратной связи следует рассчитать так, чтобы напряжение обратной связи, подаваемое на базу, не было чрезмерно большим. Мудрое решение состоит в том, чтобы использовать транзисторы, специально предназначенные для работы в инверторах. Изготовители транзисторов обращают особое внимание на надежность их работы в режиме переключения.

Практический пример инвертора, использующего некоторые из упомянутых выше соображений, показан на рис. 3.26. В этом 250-ваттном инверторе с номинальной частотой 25 кГц используется двухтрансформаторная схема с транзисторами, специально предназначенными для работы с высокой частотой. Оба трансформатора намотаны на тороидальных сердечниках, но в насыщение попадает только входной трансформатор. Обратите внимание на ограничивающие диоды между базой и эмиттером. Устанавливаемый опытным путем ток базы определяется единственным резистором, поскольку он ограничивает ток базы обоих транзисторов. Следует обратить внимание на фазировку трансформаторов, и первое включение проводить при пониженном напряжении питания (при неверном включении обмоток высокочастотные транзисторы могут генерировать в непредсказуемом режиме и выйти из строя).



Пояснения В

• Сопротивление резистора устанавливается по максимальной к.п.д. при полной нагрузке

T1 1-я обмотка: 36 вит. провод №30 AWG

2-я обмотка: 24 вит. провод №25 AWG

Сердечник: Ферритада
266 T 125-3E2A
Ферритовый тороид

T2 1-я обмотка: 126 вит. с отводом от 63 вит.,
провод индуксмет
40 жила №38 AWG

• 2-я обмотка: в данной модели 2,38 В/витом

Обмотка обратной связи: 5 вит. провод
№25 AWG

Сердечник: Ферритада (ферритовый тороид)
528 T 500-3C5

Рис. 3.26. 250-ваттный ультразвуковой инвертор с насыщаемым входным трансформатором. Благодаря высокой частоте работы достигнуты малые габариты. Delco Electronics.

4

Применение транзисторных инверторов и преобразователей

В настоящей главе рассматриваются наиболее распространенные схемы инверторов и преобразователей, использующих в качестве активных элементов мощные транзисторы. Ведущие компании при разработке этих схем использовали свой богатый опыт и вложили значительные материальные средства. Используя результаты этих исследований, можно избежать множества дорогостоящих экспериментов и возможных ошибок. И хотя реализация большинства специальных схем наверняка потребует дополнительных исследований и модификаций, зачастую оказывается выгоднее начать с проверенных моделей. Те же, кто желает разрабатывать новые схемы, могут преуспеть, если изначально правильно оценивают свои возможности.

По мере возможности приводятся параметры компонент для этих схем и систем. Несомненно, что для повышения к.п.д., уменьшения шумов, облегчения запуска и т.д. необходима доводка этих устройств. Подобные эксперименты неизбежно приводят к неумышленному разрушению дорогостоящих компонент. Следуя простым приемам, изложенным в этом пособии, вы можете воспользоваться результатами разработок, проведенных ранее в компаниях-производителях.

Простой инвертор, работающий на частоте 60 Гц

На рис. 4.1 изображен простой и недорогой инвертор, работающий на частоте 60 Гц. Однако он может оказать нам несколько весьма полезных услуг. Работая от автомобильного аккумулятора, он может обеспечить мощность до 50 ватт. Этого достаточно для работы таких приборов как радиоприемник, электробритва, люминесцентная лампа, паяльник, 40-ваттная лампа накаливания, магнитофон или переносной электропроигрыватель. Этот инвертор собран на основе накального трансформатора и двух обычных германиевых транзисторов. Поскольку это генератор с насыщаемым сердечником, то специальных обмоток обратной связи не требуется. Обратная связь осуществляется перекрестными соединениями как в мультивибраторе.

К.п.д. при полной нагрузке равен примерно 75%, а выходное напряжение около 106 В. Фильтр устраняет выбросы выходного напряжения и делает его форму близкой к трапецевидной, а не прямоугольной, как на выходе трансформатора. Это делает прибор более подходящим для применения совместно с радиоприемниками, магнитофонами и прочими электронными приборами.

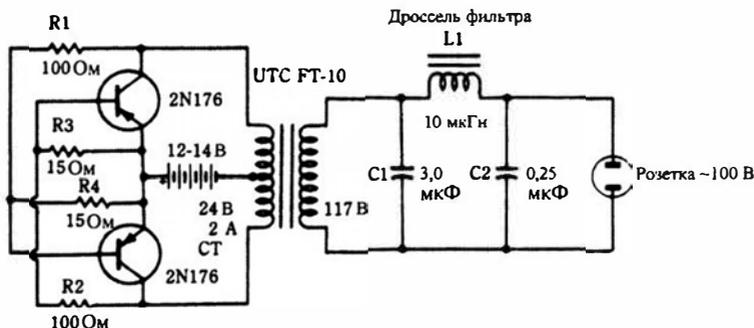


Рис. 4.1. Простой 60-Гц инвертор с перекрестными связями. Motorola Semiconductor Products, Inc.

В таких схемах к.п.д., частота, выходное напряжение и легкость запуска в значительной степени взаимосвязаны. Поэтому могут оказаться полезными небольшие эксперименты с подбором номиналов резисторов. Однако, судя по всему, необходимо подстраивать только один из них, например $R1$. Цепи обоих транзисторов должны быть максимально сбалансированы, иначе появляются такие недостатки, как несимметричная форма сигнала, неравные потери в транзисторах и другие.

Надежный инвертор, работающий на частоте 60 Гц

В случае если стоимость и время не являются определяющими факторами при конструировании 60-Гц инвертора, то схема, изображенная на рис. 4.2 заслуживает особого внимания. Подобные 110-ваттные источники переменного напряжения используются на автомобилях, кораблях и даже самолетах. Несмотря на то, что конструкцию можно назвать несколько устаревшей, она проверена временем и заслужила репутацию надежной и эффективной в работе. На основе этого подхода можно создать более мощные инверторы. Устройства, использующие соответствующие транзисторы и теплоотводы могут иметь на выходе переменное напряжение с частотой 60 Гц и мощностью до 0.5 кВт. Конструкция этого инвертора заметно лучше, чем рассмотренного ранее простого инвертора, изображенного на рис. 4.1. Тем не менее, он также довольно прост и занимает вторую позицию с точки зрения затрат.

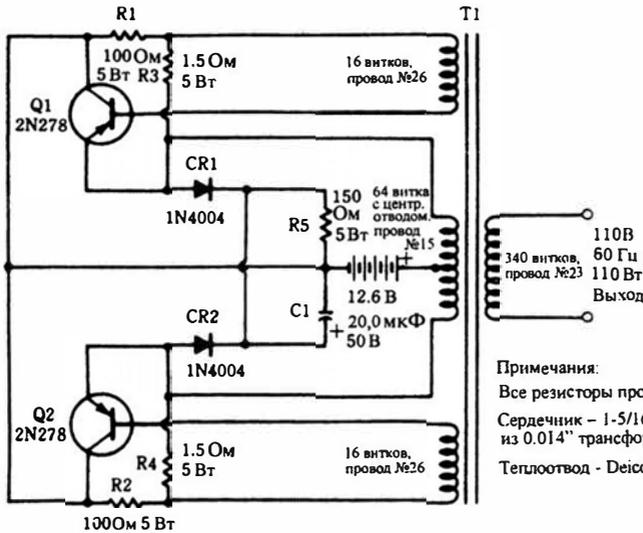


Рис. 4.2. 60-Гц инвертор с трансформатором из кремнистой стали и с электромагнитной обратной связью. DelcoElectronics.

В инверторе применено включение транзисторов с общим коллектором и с отдельными обмотками обратной связи в трансформаторе. В большинстве случаев это подразумевает, что транзисторы могут устанавливаться как на отдельных, так и на общем радиаторе. Этот способ позволяет избежать использования слюдяных или других изоляторов, что положительно сказывается на отводе тепла, особенно для мощных германиевых транзисторов. Малое падение напряжения между коллектором и эмиттером, присущее германиевым транзисторам, увеличивает к.п.д. и уменьшает подъем температуры. В данном инверторе используется достаточно массивный трансформатор, что и следует ожидать при работе на частоте 60 Гц. Сердечник состоит из старомодных пластин трансформаторной стали, однако, он вполне годится для нашей цели. Устранение выбросов напряжения выходного сигнала достигается благодаря применению диодов *CR1* и *CR2* совместно с демпфирующей цепью *R5* и *C1*.

На рис. 4.3 изображены характеристики инвертора, которые типичны для однострансформаторных инверторов с насыщаемыми сердечниками. Прямоугольная форма выходного напряжения вполне приемлема для большинства радио и телеприемников. Удовлетворительно будут работать и некоторые электродвигатели. Однако у ряда электродвигателей могут возникнуть проблемы из-за перегрева. Если необходимы большие стартовые токи, то данный инвертор также не может состязаться с электросетью.

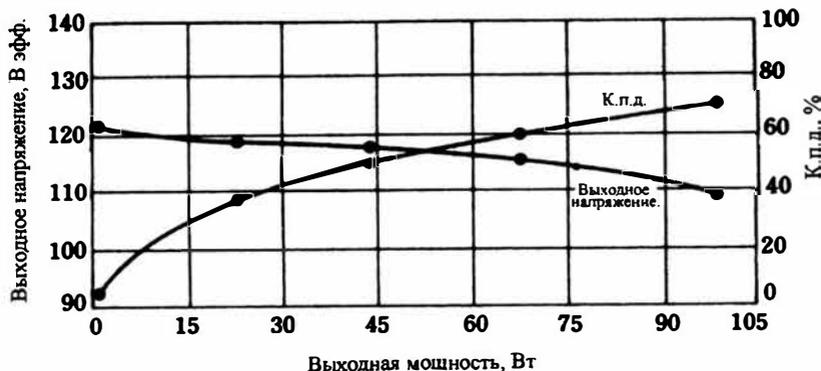


Рис. 4.3. Зависимость к.п.д. и выходного напряжения инвертора, показанного на рис. 4.2, от мощности. DelcoElectronics.

Универсальный 120-ваттный инвертор

Инвертор, изображенный на рис. 4.4, предназначался для работы в качестве одного из компонентов схемы или системы, поскольку он не вырабатывает напряжение с частотой 60 Гц, необходимые для большинства потребителей переменного тока. Хотя, безусловно, он может быть использован для паяльников, ламп накаливания, ламп дневного света и т.д. Тем не менее, он может быть использован в качестве отправной точки при разработке преобразователей, регулируемых источников постоянного напряжения или электронных систем зажигания. Высокая, около 2500 Гц, частота колебаний достаточна для того, чтобы получить хороший к.п.д. при использовании недорогих компонент. Габариты трансформатора значительно уменьшены по сравнению с 60-Гц моделью. Трансформаторы с ферритовым сердечником работают бесшумно, в отличие от трансформаторов со стальным сердечником, работающих на звуковых частотах, в которых для уменьшения уровня шума приходится использовать герметизацию компаундами. На частоте 2500 Гц эта проблема более существенна, чем при 60 Гц.

Обратите внимание на использование ограничительных диодов $CR1$ и $CR2$ в цепях база-эмиттер. Эти диоды ограничивают величину обратного смещения, которое может быть приложено к транзисторам. Это предохраняет транзисторы, поскольку диапазон безопасных токов базы транзистора при обратном смещении меньше, чем при прямом. Благодаря этим диодам, транзисторы можно довести до глубокого насыщения, при котором напряжение насыщения коллектор-эмиттер $V_{CE(SAT)}$, а, следовательно, и потери становятся малыми. В этой схеме выбросы коллекторного напряжения сглаживаются благодаря присутствию конденсаторов $C1$ и $C2$. Эти конденсаторы замедляют нарастание тока базы в тот момент, когда через насыщенный трансформатор может протекать очень большой ток коллектора.

душая схема, этот инвертор создавался как составная часть преобразователей, источников постоянного напряжения и т.д. Благодаря высокой номинальной рабочей частоте, 18 кГц, его можно использовать для управления ультразвуковыми преобразователями.

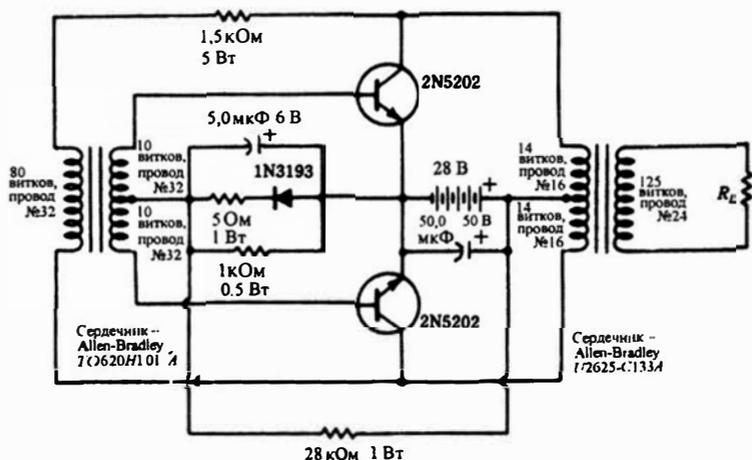


Рис. 4.5. 100-ваттный двухтрансформаторный инвертор. RCA Solid-State Div.

Для высокочастотных приложений, особенно таких как это, подходит мощный кремниевый эпитаксиальный транзистор 2N5202. Времена нарастания и спада сигнала у такого транзистора меньше 0,5 мкс, а время рассасывания накопленного заряда порядка 0,75 мкс.

Если провода, соединяющие источник постоянного напряжения с инвертором длиннее 15 см, то параллельно им внутри блока необходимо включить конденсатор емкостью 50 мкФ. В противном случае, индуктивность проводников может вызвать более длительные переходные процессы при переключениях, чем требуется. Эта особенность не упоминалась ранее из-за ее неактуальности на низких частотах. К тому же относительно большие выбросы выходного напряжения, которые генерируются в однострансформаторных инверторах, мало чувствительны к такому приему. Но на характеристики даже однострансформаторных низкочастотных инверторов сказывается влияние внутреннего сопротивления батареи, если оно недостаточно мало. Конденсатор большой емкости на входных клеммах питания инвертора будет полезен для большинства устройств. Если к такому конденсатору параллельно подключен керамический конденсатор небольшой емкости, то высокочастотные компоненты радиопомех, создаваемые инвертором, зачастую могут быть значительно снижены.

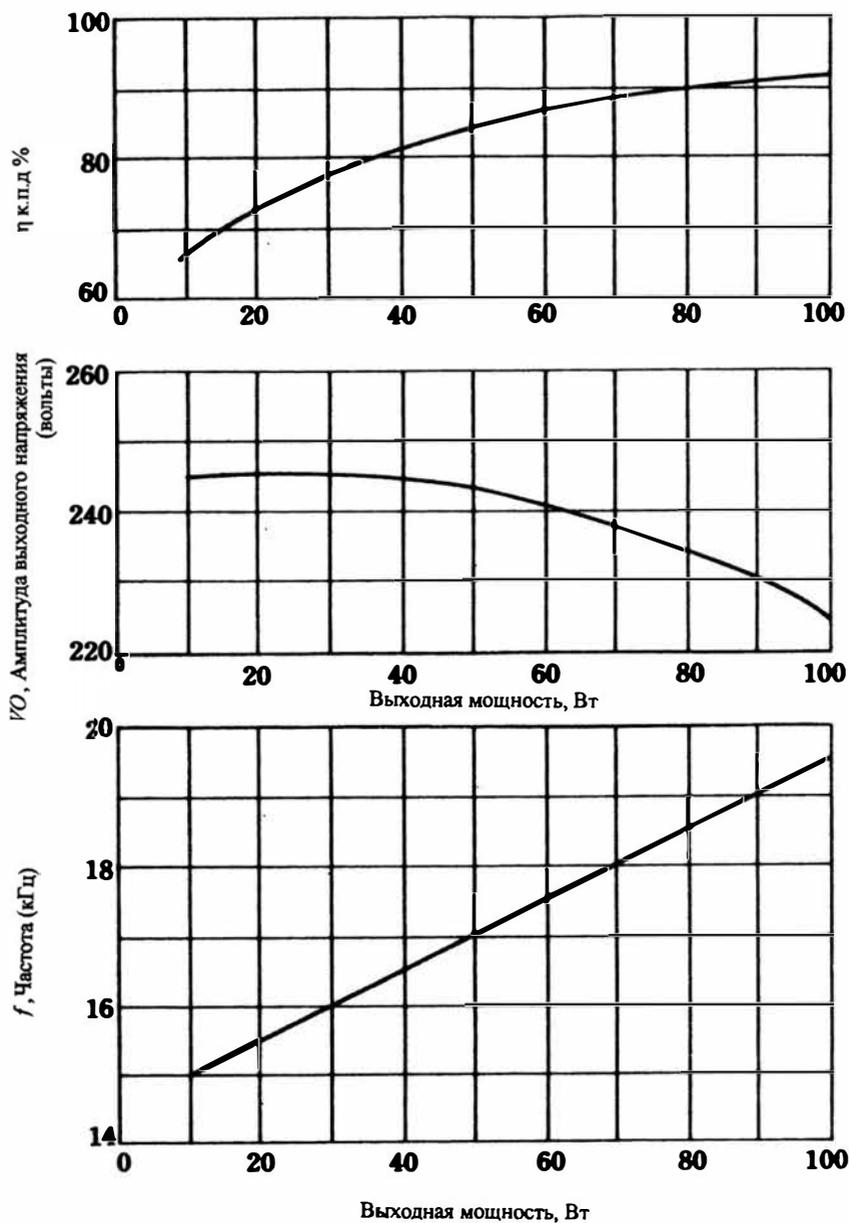


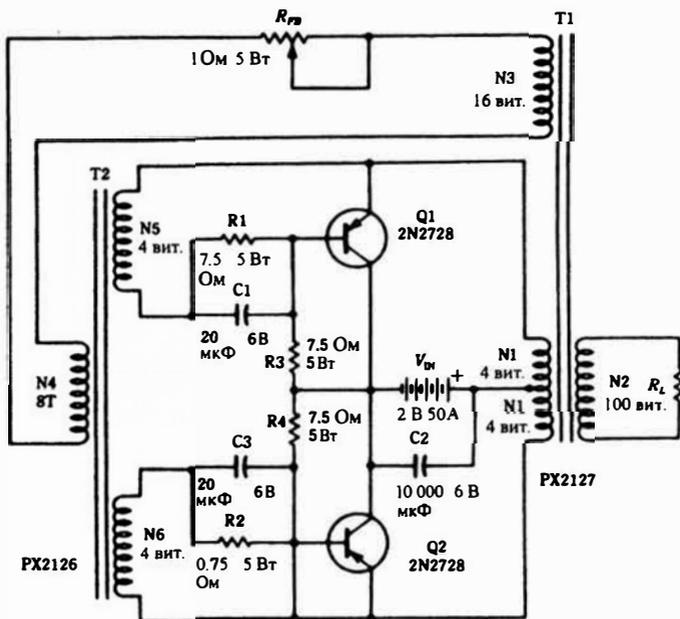
Рис. 4.6. Характеристики инвертора, изображенного на рис. 4.5.
RCA Solid-State Div.

Инвертор с низким входным напряжением

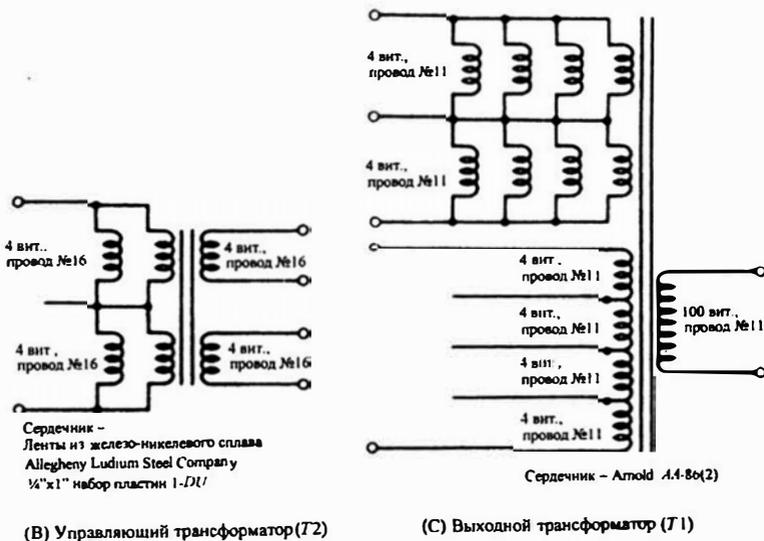
Поскольку мы уже рассмотрели несколько схем двух-транзисторных инверторов, с первого взгляда может показаться, что схема на рис. 4.7 всего лишь еще один вариант подобных схем. Однако этот инвертор демонстрирует уникальное свойство: он обеспечивает при соответствующей нагрузке мощность до 80 Вт, при напряжении батареи всего 2 вольта. С развитием солнечных элементов, термоэлектрических источников энергии и аккумуляторных батарей, это свойство приобретает практическую значимость. Недавно появились небольшие герметичные кислотно-свинцовые аккумуляторы с очень высокой мощностью на единицу массы. Одним из возможных применений подобных батарей могут быть источники бесперебойного питания, необходимые для ОЗУ компьютерных систем. Они недороги, могут перезаряжаться до 1000 раз и работают в любом положении. Эти аккумуляторы с выходным напряжением 2 В как будто специально созданы для инвертора, изображенного на рис. 4.7. Один такой аккумулятор, размером с батарею типа *D* для вспышки, легко дает ток 50 А в течение нескольких минут. Это превышает те десятки миллисекунд, которые могут обеспечить конденсаторы, традиционно используемые для защиты от сбоев.

Для эффективной работы 2-вольтового инвертора используются мощные германиевые транзисторы типа 2N2728. Напряжение насыщения между коллектором и эмиттером этих транзисторов порядка 0.1 В. Двухтрансформаторная схема здесь вполне уместна. С ее помощью потери на гистерезис в выходном трансформаторе сохраняются на низком уровне — насыщается лишь небольшой входной трансформатор. Частота колебаний около 1 кГц и может изменяться при помощи потенциометра R_{FB} .

Другой хитроумный прием, использованный в этой схеме ради достижения высокого к.п.д., заключается в параллельном соединении обмоток трансформатора. Этот прием использован для первичных обмоток обоих трансформаторов. Отсутствует средняя точка в первичной обмотке входного трансформатора и нет отводов у обмотки N3 выходного трансформатора. При значениях тока и напряжения, присутствующих в этом инверторе, омические потери в проводниках являются основным источником потерь мощности. Следует обратить внимание на соединительные провода между источником постоянного напряжения и инвертором. Например, падение напряжения между эмиттером и коллектором, возникающее, когда транзистор переводится в состояние насыщения, составляет 0.1 В, это соответствует сопротивлению меньше 0,002 Ом, которое примерно равно сопротивлению 30 см медного провода №12. Оба транзистора размещены на медной пластине 6.75см. × 2.5см. × 0.3см. без изоляторов.



(А) Схема инвертора



(В) Управляющий трансформатор (T2)

(С) Выходной трансформатор (T1)

Рис. 4.7. Низковольтный силовый инвертор. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Рабочие характеристики этого инвертора изображены на рис. 4.8. Важно отметить, что нагрузочное сопротивление (рис.4.8Б) должно быть не менее 20 Ом. При значениях менее 20 Ом, начинают нагреваться транзисторы, поскольку при этом они работают не в режиме насыщения.

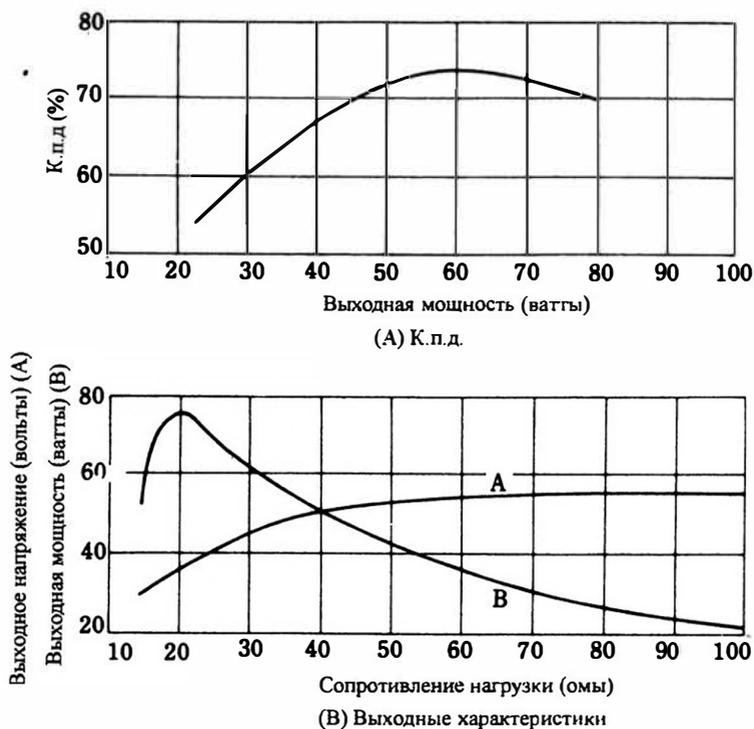


Рис. 4.8. Характеристики инвертора, приведенного на рис. 4.7. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Инвертор для бесколлекторных двигателей постоянного тока

Рис. 4.9 иллюстрирует интересный экспериментальный проект — двигатель с неравнозначными полюсами, работающий от постоянного тока. Подобные двигатели широко используются в приложениях, требующих низких стартовых моментов, таких как часы, вентиляторы и другие приборы. Отличительная черта показанного на рис. 4.9 устройства состоит в уменьшении радиопомех по сравнению с помехами от искрений и дуговых разрядов, сопровождающих работу коллекторного электродвигателя постоянного тока. Хотя и генератор с насыщаемым сердечником не без радиопомех, но спектр гармоник при сравнительно медленных переключениях, например от 30 до нескольких сотен герц, все же причиняет меньше неприятностей в радиочастотном диапазоне, чем хаотические помехи от щеток коллектора. Кроме того, в исходную схему можно ввести различные демпфирующие и сглаживающие цепи, уменьшающие скорость переключений, поскольку к.п.д. не самый важный параметр в таких случаях.

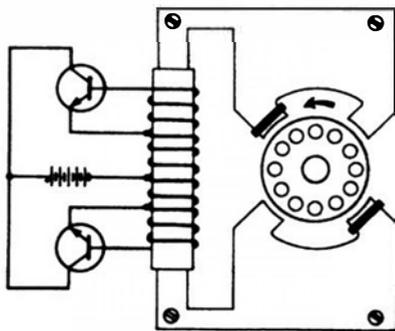


Рис. 4.9. Применение инвертора в бесколлекторном электродвигателе постоянного тока.

Наиболее сложным при создании такого бесколлекторного электродвигателя постоянного тока является одновременный учет особенностей инвертора и двигателя. Наиболее сложно разработать генератор, поскольку электродвигателю требуется частота точно 60 Гц. Здесь оказался бы полезен хорошо стабилизированный, но с перестраиваемым напряжением источник питания постоянного напряжения, так как в этом случае появляется возможность получить колебания с частотой вблизи 60 Гц: частота генерации определяется напряжением питания.

Для небольших вентиляторов частота вращения не очень важна и здесь появляется широкое поле для экспериментирования. Можно даже оставить первоначальную обмотку электромотора и попробовать использовать ее в схеме инвертора, не требующего отвода от середины обмотки. Обмотку обратной связи в этом случае можно просто намотать поверх обмотки двигателя. Можно также применить мостовые инверторы и двухтрансформаторные инверторы. В последнем случае проблема управления частотой никак не связана с обмоткой электродвигателя.

Это только малая часть рассматриваемой задачи: применение инверторов в больших электродвигателях. При помощи инверторов обычный асинхронный электродвигатель сможет обеспечить работу с переменной скоростью вращения в настоящее время доступную только для электродвигателей постоянного тока. Здесь устранена необходимость пропускать ток величиной сотни и тысячи ампер через скользящие контакты, что приносит неплохие дивиденды.

225-ваттный преобразователь сетевого напряжения в напряжение 15 вольт

Показанное на рис. 4.10 устройство, по сути, стабилизированный источник постоянного напряжения. Благодаря использованной схемотехнике удалось полностью устранить магнитные компоненты, работающие на частоте 60 Гц и получить кардинальное уменьшение веса и габаритов.

Например, этот преобразователь весит 900 грамм в отличие от 7 килограмм обычного источника питания, использующего входной трансформатор на 60 Гц. Уменьшение связано главным образом с тем, что используются магнитные компоненты, работающие на частоте 20 кГц, а не на частоте 60 Гц. Трансформатор, работающий на частоте 20 кГц гораздо компактнее, чем трансформатор, работающий на частоте 60 Гц при одной и той же передаваемой мощности. Пять составных частей этого стабилизированного преобразователя четко разделены на рис. 4.10:

- Мостовой выпрямитель напряжения сети
- Управляемый стабилизатор напряжения последовательного типа
- Двухтрансформаторный инвертор
- Выходной мостовой выпрямитель
- Усилитель обратной связи

В этой системе стабилизация является следствием воздействия сигнала рассогласования на управляемый стабилизатор. Если постоянное напряжение создаваемое на нагрузке R_L стремится увеличиться, то сигнал рассогласования попадает на базу транзистора $Q4$ и подаваемое на инвертор постоянное напряжение уменьшается. В том случае, когда напряжение на нагрузке стремится уменьшиться, возникает противоположная реакция. Стабилизация сопровождается сравнительно малым изменением частоты инвертора при неизменной скважности. (Эти факты приводятся по причине существования альтернативного варианта, называемого *широотно-импульсной модуляцией*, в котором регулируется именно скважность импульсов инвертора. Примерное постоянство частоты в схеме на рис. 4.10 имеет две положительные черты: относительная легкость фильтрации выходного сигнала и предсказуемость доли энергии содержащейся в высших гармониках. С другой стороны, общий к.п.д. систем с широко-импульсной модуляцией обычно выше.)

Выходной мостовой выпрямитель содержит четыре диода Шотки «на горячих носителях». Эти диоды имеют низкое прямое падение напряжения по сравнению с обычными диодами и высокое быстродействие.

Инвертор имеет обратную связь по току, но имеет еще дополнительную обмотку $M3$, которая добавляет слабую обратную связь по напряжению. Эта особенность позволяет инвертору генерировать колебания во всем диапазоне возможных нагрузок. (Инверторы только с обратной связью по току не генерируют колебания в отсутствие нагрузки и могут работать нестабильно при малых нагрузках). С инвертором связан релаксационный генератор, собранный на транзисторе $Q7$. Эта цепь вырабатывает стартовые импульсы для инвертора. После того как инвертор заработает, эта стартовая цепь не оказывает заметного воздействия.

Стабилитроны $Z2$ и $Z3$ ограничивают выходное напряжение стабилизатора последовательного типа в момент, когда преобразователь подключается к сети. В дальнейшем управление осуществляется усилителем обратной связи, и стабилитроны перестают проводить ток. В таблице 4.1 представлен перечень комплектующих изделий, а на рис. 4.11 показаны характеристики этого преобразователя.

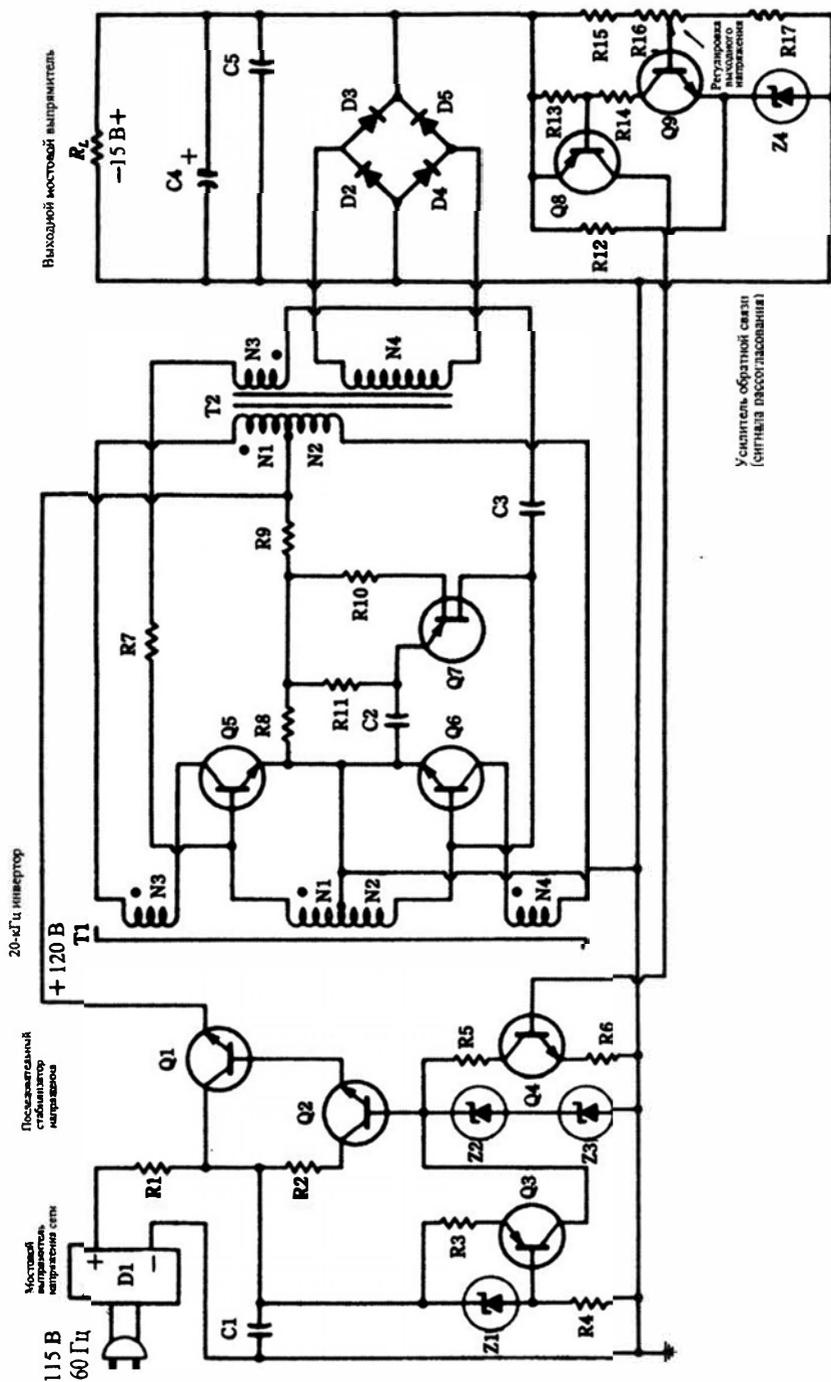


Рис. 4.10. 225-ваттный преобразователь сетевого напряжения в напряжение 15 вольт. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Таблица 4.1 Перечень комплектующих изделий.

C1 — 2500 мкФ, 350 В Электролитический	
C2 — 0,1 мкФ	
C3 — 0,1 мкФ	
C4 — 10 мкФ Электролитический	
C5 — 0,25 мкФ	
D1 — MDA-980-4 Мост выпрямительный	
D2, D3, D4, D5 — 1N5826, 20 В, 15 А	
Q1, Q5, Q6 — 2N6307	
Q2, Q4 — 2N5052	
Q3 — 2N5345	
Q7 — 2N4870	
Q8 — 2N3905	
Q9 — 2N3903	
R1 — 1 Ом, 10 Вт	R10 — 1 кОм
R2 — 100 Ом, 0,5 Вт	R11 — 10 кОм, 0,5 Вт
R3 — 82 Ом, 0,5 Вт	R12 — 270 Ом, 0,5 Вт
R4 — 22 кОм, 0,5 Вт	R13 — 1 кОм, 0,5 Вт
R5 — 1,5 кОм, 15 Вт	R14 — 7,5 кОм, 0,5 Вт
R6 — 200 Ом, 0,5 Вт	R15 — 2,5 кОм, 0,5 Вт
R7 — 15 Ом, 0,5 Вт	R16 — 5 кОм, 0,5 Вт
R8 — 4,7 кОм, 0,5 Вт	R17 — 3,5 кОм, 0,5 Вт
R9 — 51 Ом, 0,5 Вт	
T1 — Сердечник — Magnetics Inc. 80623-1/2 D-080	
N1, N2 — 20 витков каждая, провод № 30 AWG (Бифилярная намотка)	
N3, N4 — 3 витков каждая, провод № 20 AWG	
T2 — Сердечник — Arnold 6T5800 D1	
N1, N2 — 100 витков каждая, провод № 20 AWG (Бифилярная намотка)	
N3 — 7 витков, провод № 26 AWG	
N3 — 12 витков каждая, провод № 12 AWG (№16 AWG, 3 параллельно)	
Z1 — 1N4733, 5,1 В	
Z2, Z3 — 1N14760, 68 В	
Z4 — 1N4736	

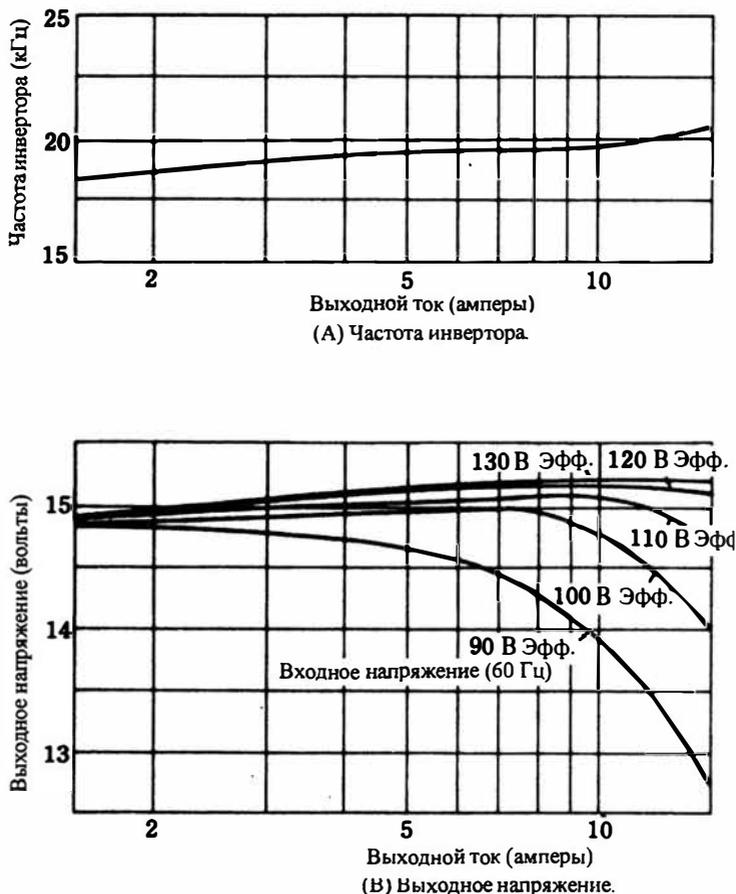


Рис. 4.11 Характеристики преобразователя, изображенного на рис. 4.10. Motorola Semiconductor Products, Inc.

500-ваттный стабилизированный преобразователь

Показанный на рис. 4.12 преобразователь осуществляет стабилизацию выходного напряжения, используя широтно-импульсную модуляцию. При прочих равных условиях этот метод управления выходным напряжением обладает наилучшими возможностями с точки зрения высокой эффективности преобразования среди всех рассмотренных до сих пор схем. Например, в то время как в преобразователе на рис. 4.10 управление достигается при помощи рассеяния мощности на включенном последовательно транзисторе, этот преобразователь не рассеивает мощности. Вместо этого, выходное напряжение регулируется посредством изменения длительности включенного состояния двухтактного каскада, содержаще-

го четыре мощных транзистора Дарлингтона типа *DST-712*. Выходной каскад, в свою очередь, управляется каскадом на транзисторах Дарлингтона, собранными в соответствующую конфигурацию, сохраняющую двухтактную структуру схемы. Видно, что в каждом из двух плеч этого каскада используются транзисторы Дарлингтона *DTS-2000* на входе и *DTS-1020* на выходе. Эти восемь упомянутых активных приборов и составляют *инвертор с внешним возбуждением*. Остальную часть системы составляют микросхемы, необходимые для создания импульсов, управляющих этим инвертором, а также для других функций, таких как выпрямление и фильтрация, измерение выходного напряжения, обратная связь и генерация опорной частоты.

Опорные колебания, генерируемые одной из четырех идентичных секций микросхемы *LM339*, которая работает как мультивибратор, имеют форму меандра с частотой 40 кГц. Это колебание поступает на *JK*-триггер на микросхеме *МС663*, который делит входную частоту на два и вырабатывает сигнал с частотой 20 кГц для управления инвертором. Очень важная функция, выполняемая этим триггером, состоит в формировании двух комплементарных сигналов на выходах Q и \bar{Q} , что обеспечивает условия, необходимые для управления двухтактным инвертором.

Видно, что два вырабатываемых триггером комплементарных сигнала с частотой 20 кГц управляют инвертором через элементы И-НЕ, каждый из которых является секцией микросхемы *LM339*. Именно с помощью элементов И-НЕ и получается широтно-импульсная модуляция. Чтобы понять, как это происходит, следует обратить внимание на компаратор (это тоже секция микросхемы *LM339*). А именно, нужно разобраться со структурой сигналов, подающихся на его входы, и выходного сигнала, который и управляет состоянием элементов И-НЕ.

Благодаря интегрирующей *RC*-цепи на выходе генератора прямоугольных колебаний 40 кГц, на один из входов компаратора подается сигнал треугольной формы. На другой вход компаратора подается постоянное напряжение, определяемое выходным напряжением, прошедшим через усилитель ошибки. Благодаря такой схеме, элементы И-НЕ в каждом цикле включаются раньше или позже в зависимости от амплитуды и полярности сигнала ошибки. Суть такого управления состоит в формировании сигнала, открывающего транзисторы с частотой 20 кГц, который имеет такую скважность, чтобы на нагрузке было постоянное напряжение. В случае повышения выходного напряжения, скважность сигнала, управляющего инвертором, должна уменьшиться ровно настолько, чтобы восстановить выходное напряжение. Если выходное напряжение начнет понижаться, то наблюдается противоположная последовательность событий. Важно, что во время таких управляющих воздействий, мощный выходной каскад инвертора всегда либо включен, либо выключен и никогда не находится в линейном режиме. В идеале, такой метод управления должен обеспечивать к.п.д. почти 100%; на практике, к.п.д. действительно достаточно высок.

ний, где квалифицированный персонал ознакомлен с опасностью, связанной с отсутствием изоляции между входом и выходом, либо весь блок помещен в закрытый корпус или встроен внутрь оборудования таким образом, что при обычном использовании оператор не подвергается опасности поражения электрическим током. Такая опасность существует из-за возможной неопределенности в разводке сетевого трехфазного напряжения. Этот преобразователь нельзя эксплуатировать до тех пор, пока вы не разберетесь где «земля», «нейтральный провод», «общий провод» в вашей трехфазной сети переменного напряжения.

Преобразователь может безопасно эксплуатироваться, если этим вопросам было уделено должное внимание. Все же лучше обеспечить безопасную работу преобразователя при любых вариантах заземления сети переменного напряжения, осуществив одно из следующих изменений:

1. Вставить оптрон в цепь обратной связи в точке обозначенной X на рис. 4.12. Обычно это требует дополнительного усиления, например, при помощи операционного усилителя. Этот метод зачастую используется для получения очень эффективной изоляции выходной цепи от сети переменного напряжения.

2. Схема сохраняется, только напряжение обратной связи берется с дополнительной обмотки (и маломощного выпрямителя) выходного трансформатора. Стабильность может несколько ухудшиться, но обычно работоспособность сохраняется. Зато полностью реализуются изолирующие свойства выходного трансформатора.

3. В промышленности можно использовать изолирующий трехфазный трансформатор (привлекательная черта такого преобразователя для многих применений состоит в возможности равномерного распределения нагрузки по фазам).

Для каскадов управления и логических схем необходим источник питания обеспечивающий ток 3 А при напряжении 15 В. Подходящий источник питания для выходного каскада преобразователя представлен на рис. 4.13. Трехфазный мостовой выпрямитель выдает напряжение с частотой пульсаций $6f$, или 360 Гц для сети с частотой 60 Гц. Эффективное значение напряжения этих пульсаций составляет всего лишь 4,2% от среднего значения выходного напряжения. Поэтому, если и необходима, то совсем небольшая фильтрация (эффективное значение напряжения пульсаций обычного однофазного двухполупериодного выпрямителя составляет 48% от среднего значения выходного напряжения). Конденсатор C полезен для ослабления переходных процессов в сети.

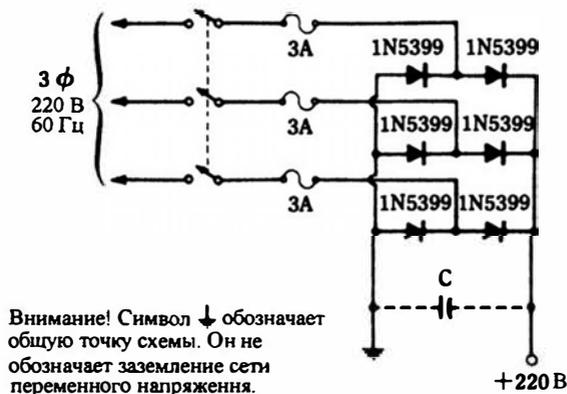


Рис. 4.13 Трехфазный выпрямитель для преобразователя на рис. 4.12.

Преобразователь обратного хода с внешним возбуждением

Показанный на рис. 4.14 преобразователь обратного хода с внешним возбуждением вырабатывает два напряжения ± 15 В от источника питания +5 В. Необходимость такого преобразования уровней постоянного напряжения часто встречается в цифровых схемах, где цифровые микросхемы питаются от основного источника напряжения 5 В, но различные периферийные и вспомогательные блоки требуют напряжения питания 15 В. Например, для питания операционных усилителей и компараторов обычно требуются источники положительного и отрицательного напряжения 15 В при потребляемых токах от нескольких миллиампер до нескольких десятков миллиампер.

В качестве указанной на рисунке микросхемы можно использовать SG1524, SG2524 или SG3524 из семейства широтно-импульсных модуляторов фирмы Silicon General. Инвертор обратного хода с внешним возбуждением использует *pnp*-транзистор SVT 60-5. Этот транзистор включается и выключается сигналом широтно-импульсного модулятора. Обратите внимание на цепь обратной связи от выхода +15 В через резистор с сопротивлением 25 кОм на инвертирующий вход широтно-импульсного модулятора. Таким образом, происходит сравнение выходного напряжения со стабильным источником опорного напряжения. Получаемый сигнал ошибки управляет скважностью внутреннего генератора таким образом, что поддерживает инвертор обратного хода включенным дольше, если требуется увеличить выходное напряжение. Наоборот, если выходное напряжение необходимо уменьшить, то скважность импульсов внутреннего генератора уменьшается, и уменьшается время включенного состояния инвертора обратного хода.

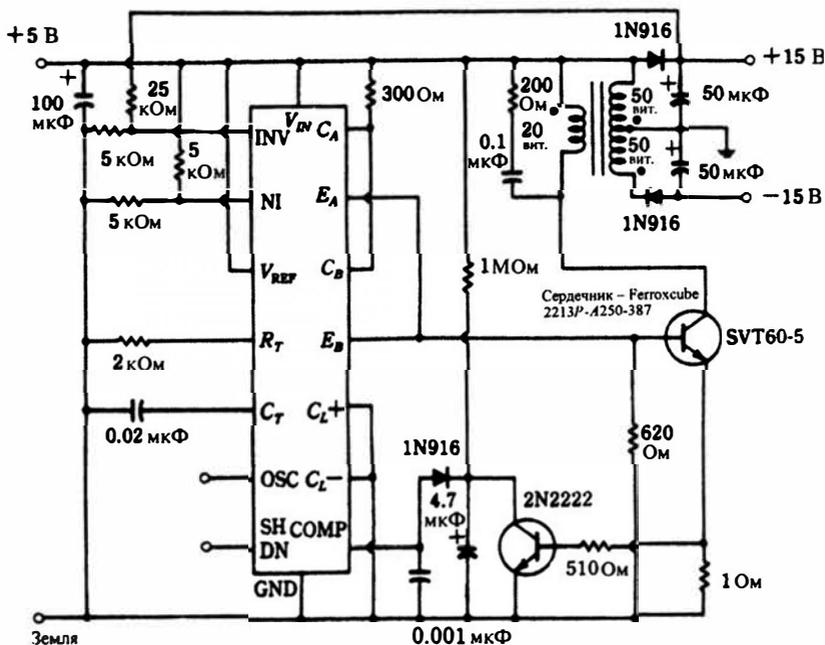


Рис. 4.14. Преобразователь обратного хода с внешним возбуждением. Silicon General Inc.

Стабилизация обеспечивается благодаря тому, что энергия, запасенная в первичной обмотке трансформатора пропорциональна времени протекания по ней тока. А чем больше энергии, тем больше напряжение, индуцируемое во вторичной обмотке инвертора, когда транзистор выключается.

Транзистор 2N2222 и связанные с ним компоненты образуют цепь защиты от перегрузки по току. Если через дополнительный резистор с сопротивлением 1 Ом будет протекать чрезмерный ток, то этот транзистор откроется, и управляющий сигнал широтно-импульсного модулятора будет заблокирован. Защита устроена так, что пытается восстановить нормальную работу с частотой, определяемой конденсатором емкостью 4,7 мкФ. До тех пор, пока перегрузка не устранена, такие попытки будут приводить к выключению управляющего импульса. Но, как только неисправность устранена, нормальная работа возобновляется автоматически. Диод 1N916 защищает вывод *COMP* от влияния конденсатора емкостью 4,7 мкФ на внутреннюю частотную коррекцию.

Следует отметить, что выходной выпрямитель состоит из двух противоположно включенных однополупериодных выпрямителей. Такая конфигурация объясняется природой импульса обратного хода, и ее не следует путать с более привычной схемой двухполупериодного выпрямителя с отводом от середины обмотки, на которую она похожа.

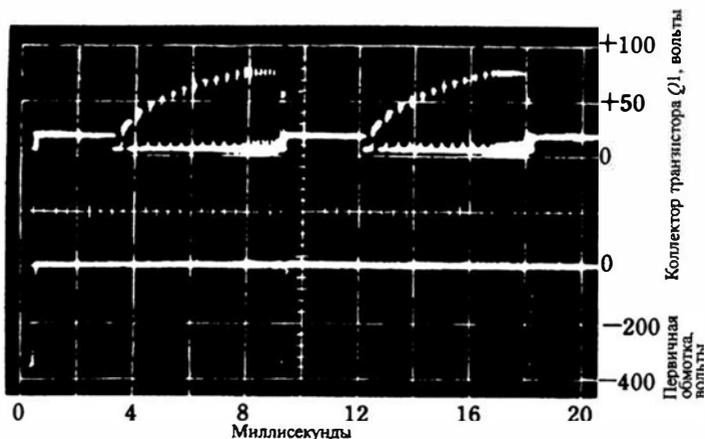
Бесконтактное зажигание на основе инвертора обратного хода

Показанная на рис. 4.15 система зажигания, использующая разряд конденсатора, основана на синхронизируемом автоколебательном инверторе обратного хода, который образован на основе транзисторов $Q1$ и $Q2$. В действительности выходной каскад использует транзистор $Q1$, но он связан с эмиттерным повторителем на транзисторе $Q2$, что облегчает управление. Отличительная черта инвертора обратного хода — это удерживающий диод, обычно связанный с вторичной обмоткой трансформатора. Здесь диод $D2$ выполняет функцию разгрузки трансформатора, в то время как энергия запасается в его обмотке. Частота собственных колебаний цепи $Q1/Q2/T1$ значительно больше, чем максимальная частота вспышек свечи зажигания. Это связано с тем, что необходимо несколько импульсов обратного хода, чтобы полностью зарядить конденсатор $C2$, от которого возбуждается первичная обмотка катушки зажигания.

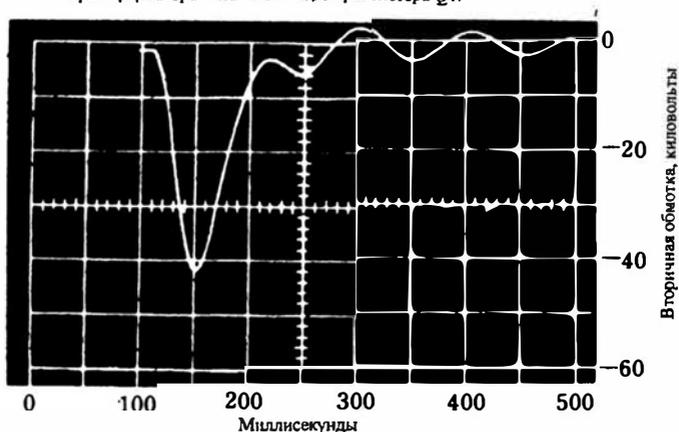
Тиристор $Q5$ является управляемым ключом и используется для переноса энергии, запасенной в конденсаторе $C2$ в первичную обмотку катушки зажигания, когда свеча должна гореть. Тиристор, в свою очередь, управляется эмиттерным повторителем на транзисторе $Q4$. Транзистор $Q3$ служит синхронизирующим каскадом для инвертора обратного хода. Одна из функций транзистора $Q3$ состоит в запрете работы инвертора в то время, когда включен тиристор. Таким образом, инвертор никогда не работает на короткозамкнутую нагрузку. Такая синхронизация осуществляется через резистор $R7$, который проводит ток в базу транзистора $Q3$ из цепи первоначально разомкнутого контакта прерывателя, который синхронизован с включенным состоянием тиристора.

Другая функция каскада управления на транзисторе $Q3$ состоит в «измерении» импульсов инвертора таким образом, что на конденсаторе $C2$ поддерживается желаемое напряжение (обычно 350 В) в момент, предшествующий зажиганию свечи. Измерительная цепь, состоящая из резисторов $R8$, $R6$ и стабилитрона $D4$, соединяет накопительный конденсатор $C2$ с базой транзистора $Q3$. Благодаря этой связи транзистор $Q3$ начинает проводить, когда на конденсаторе $C2$ появляется достаточное напряжение. Когда это происходит, часть базового тока транзистора $Q2$, а вследствие этого и часть базового тока транзистора $Q1$ отводятся на землю. Это вынуждает инвертор генерировать сигнал меньшей амплитуды, чем ранее, хотя и на более высокой частоте. Поэтому заряд конденсатора $C2$ поддерживается на заданном уровне до момента зажигания свечи. Это стабилизирующее действие ясно видно на верхней осциллограмме на рис. 4.16А. Выходные импульсы зажигания изображены на рис. 4.16 В и 4.16 С. Осциллограммы на рис. 4.16 соответствуют 8-ми клапанному двигателю, работающему на частоте 2000 оборотов в минуту.

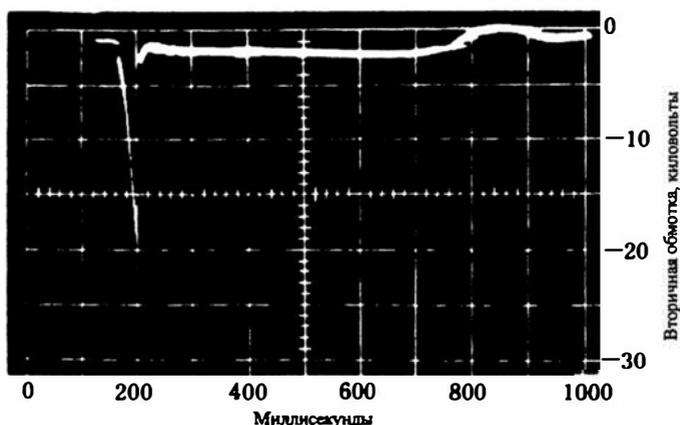
Тиристор включается, когда накопительный конденсатор разряжается через первичную обмотку катушки зажигания. Диод $D3$ предохраняет тиристор от ложного включения или переключения под воздействием имеющегося в схеме «звона». Большое значение в коммутации тиристора имеет также описанное ранее выключение инвертора при помощи управляющего транзистора $Q3$. После выключения тиристора начинается следующий цикл работы инвертора с замкнутыми контактами прерывателя. Заметим, что при замкнутых контактах прерывателя на базу транзистора $Q4$ также подается нулевой потенциал, так что тиристор не может быть включен. В течение времени, когда контакты прерывателя замкнуты, происходят события, показанные на рис. 4.16А.



(А) Напряжения на первичной обмотке трансформатора и на коллекторе транзистора $Q1$.



(В) Напряжение на вторичной обмотке катушки в режиме холостого хода.



(С) Напряжение на вторичной обмотке катушки при работе со свечой зажигания, имеющей оптимальный зазор.

Рис. 4-16. Продолжение.

Все необходимые для схемы на рис. 4.15 детали, за исключением трансформатора $T1$, приведены в таблице 4.2. Трансформатор $T1$ изготовлен следующим образом: используется 1/2 дюймовая катушка и Ш-образный с зазором сердечник из трансформаторной стали. Первыми намотаны 150 витков провода N28 на катушку и маркированы метками $S1$ и $F1$. Затем бифилярно намотаны 50 витков провода N24 и N30 и маркированы метками $S2$ и $F2$. Последними намотаны 150 витков провода N28, промаркированные метками $S3$ и $F3$. Все обмотки намотаны в одном и том же направлении. Размер воздушного зазора в сердечнике составляет 70 миллидюймов (1,8 мм). Соединения обмоток указаны на рис. 4.17.

Таблица 4.2. Перечень деталей схемы на рис. 4.15.

Q1	— 2N3055
Q2	— 2N3053
Q3	— 2N3241
Q4	— 2N3241
Q5	— RCA 40657
D1	— 1N3193
D2	— 1N3195
D3	— 1N1763A
D4	— 12 В, 1/4 Вт
C1	— 0,25 мкФ, 200 В
C2	— 1 мкФ, 400 В
C3	— 1 мкФ, 25 В
C4	— 0,25 мкФ, 25 В
F	— 5 А

Таблица 4.2. Продолжение.

L1 — 10 мкГн, 100 витков провода N28, намотанных на резисторе мощностью 2 Вт (сопротивление не менее 100 Ом)

R1 — 1000 Ом, 1/2 Вт

R2 — 35 Ом, 5 Вт

R3 — 22 кОм, 1/2 Вт

R4 — 1000 Ом, 1/2 Вт

R5 — 18 кОм, 1/2 Вт

R6 — 15 кОм, 1/2 Вт

R7 — 8,2 кОм, 1/2 Вт

R8 — 390 кОм, 1/2 Вт

R9 — 220 Ом, 1/2 Вт

R10 — 1000 Ом, 1/2 Вт

R11 — 68 Ом, 1/2 Вт

R12 — 4,7 кОм, 1/2 Вт

R13 — 27 кОм, 1/2 Вт

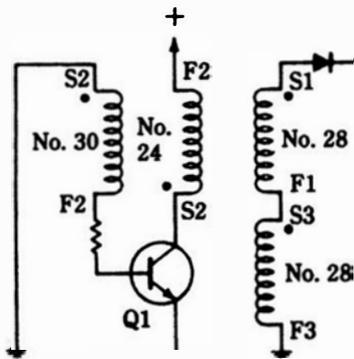


Рис. 4.17. Детали трансформатора инвертора на рис. 4.15.
RCA Solid State Div.

Фотовспышка с зарядом конденсатора, использующая инвертор с внешним возбуждением

Показанная на рис. 4.18 схема для лампы-вспышки позволяет заряжать конденсатор емкостью 480 мкФ до напряжения 500 В за 15 секунд. Необходимая для лампы энергия составляет:

$$\frac{1}{2} CV^2 = \frac{(480 \times 10^{-6})(500)^2}{2} = 60 \text{ Дж.}$$

Это приличный уровень энергии, который может привести к смертельному исходу, при неосторожном обращении и сделанном на скорую руку монтаже. Вас может ввести в заблуждение тот факт, что это устройство работает от двух крошечных батареек емкостью 500 миллиампер-час, но именно комбинация 60 Дж и 500 В позволяет считать заряженный конденсатор опасным для жизни. Тем не менее, систему можно создать надежной и она будет безопасной в работе. Важно обеспечить безопасность в экспериментах и при эксплуатации оборудования такого типа.

Сердцем этой схемы является управляемый выходной каскад на транзисторе $Q4$ и блокинг-генератор на транзисторе $Q3$. Каскады на транзисторах $Q1$ и $Q2$ участвуют в управлении блокинг-генератором. Управление это таково, что при номинальной частоте блокинг-генератора 20 кГц, время выключенного состояния блокинг-генератора велико, пока конденсатор слабо заряжен, но это время уменьшается по мере того, как конденсатор заряжается. Посредством такого источника заряда с широтно-импульсной модуляцией, конденсатор может получить свои 60 Дж энергии за минимальное время. Это важное достоинство с точки зрения фотографа.

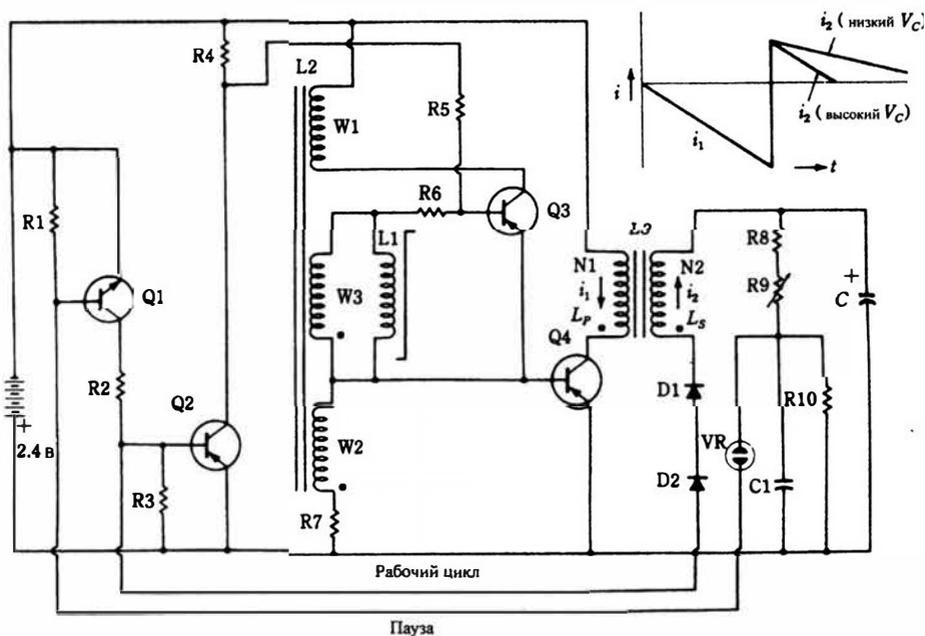


Рис. 4.18. Устройство заряда конденсатора фотовспышки. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Схема блокинг-генератор на транзисторе $Q3$ и связанных с ним компонентах несколько необычна из-за наличия индуктивности $L1$ с насыща-

емым сердечником. Обычно характеристики такой схемы однозначно определяются трансформатором блокинг-генератора, в нашем случае $L2$. В этой схеме быстрое насыщение $L1$ прерывает включенное состояние генератора. Поведение этой схемы аналогично работе несимметричного мультивибратора; то есть генерируются импульсы постоянной ширины. Ширина импульса определяется из следующего трансформаторного уравнения Фарадея:

$$T = \frac{2NAB_{SAT} \times 10^{-8}}{E_{W3}},$$

где:

T — время включенного состояния в секундах,

N — число витков $L1$,

A — площадь поперечного сечения сердечника $L1$ в квадратных сантиметрах,

B_{SAT} — индукция насыщения материала сердечника $L1$,

E_{W3} — пиковое напряжение, подаваемое на $L1$ от обмотки $W3$ трансформатора $L2$.

Из-за особенности использования индуктивности $L1$ в этом уравнении появляется множитель 2, вместо обычного 4.

В то время как длительность включенного состояния блокинг-генератора постоянна, длительность выключенного состояния управляется каскадом на транзисторе $Q2$. Это управление достигается путем изменения тока базы этого транзистора. Точнее говоря, происходит следующее: ток, который индуцируется во вторичной обмотке трансформатора $L3$ проходит через $D1$, $D2$ и $R3$; он зависит от количества заряда, запасенного в накопительном конденсаторе C . Если C разряжен, то ему требуется сравнительно большое время чтобы поглотить энергию, запасенную в $L3$. Соответственно, зарядный ток через $R3$ вынуждает каскад на транзисторе $Q2$ отбирать ток от базы транзистора $Q3$. В течение этого времени транзистор $Q3$ остается обесточенным. Только после того, как накопительный конденсатор заберет значительную часть энергии импульса обратного хода, транзистор $Q3$ сможет сформировать следующий импульс. Таким образом, рабочий цикл блокинг-генератора изменяется в соответствии с необходимым временем для переноса энергии от $L3$ в накопительный конденсатор. Вследствие этого частота колебаний плавно увеличивается от низкой к более высокой по мере того, как накопительный конденсатор заряжается. Диапазон частот составляет от одного до нескольких килогерц.

Ранее было показано, что система удовлетворительно работает от силовой сети переменного тока. Однако было бы желательно получить максимальное количество вспышек от одной батареи питания. Чтобы добиться этого, введена дополнительная цепь, которая выключает блокинг-генератор, когда накопительный конденсатор полностью заряжен. Датчик напряжения в виде цепочки $R8$, $R9$, $R10$, VR и $C1$ присоединена к накопительному конденсатору C . Соппротивления подобраны так, что

цепь может работать в двух режимах. До тех пор, пока накопительный конденсатор заряжен, неоновая лампа *VR* периодически вспыхивает (обратите внимание, что датчик напряжения по существу представляет собой релаксационный генератор). Когда накопительный конденсатор полностью заряжен, неоновая лампа постоянно проводит ток, поскольку условия более не соответствуют периодическому разряду в лампе («зашелкнутое» состояние, которое обычно доставляет неприятности в релаксационных генераторах такого типа, намеренно используется в данном случае).

Ток, проходящий через неоновую лампу, когда она светится, воздействует на длительность выключенного состояния аналогично описанному выше изменению длительности рабочего цикла, за исключением того, что эффект выражен сильнее за счет дополнительного усиления, обеспечиваемого каскадом на транзисторе *Q1*. Если лампа *VR* мигает, то инвертор переходит в нерабочее состояние на более длительное время, чем это возможно при модуляции только рабочего цикла. Когда *VR* переходит во включенное состояние, базовый ток блокинг-генератора равен нулю, и инвертор выключается. Работа полностью восстанавливается после того, как накопительный конденсатор теряет заряд из-за утечек или срабатывания лампы-вспышки. Заметим, что в дополнение к своим основным функциям неоновая лампа индицирует готовность фотовспышки к работе.

Перечень использованных компонент приведен в таблице 4.3А, точные данные в таблице 4.3В.

Таблица 4.3А. Перечень деталей схемы на рис. 4.18.

<i>C1</i> – 0.2 мкФ ±20%, 100 В
<i>C</i> (накопительный конденсатор) – 480 мкФ, 500 В
<i>D1, D2</i> – <i>MR814</i> (диод с малым временем восстановления)
<i>Q1</i> – <i>MPS6520</i> (отобранный)
<i>Q1</i> – <i>MPS6563</i> (отобранный)
<i>Q1</i> – <i>MPS6562</i> (отобранный)
<i>Q1</i> – <i>MPS3613</i> (отобранный)
<i>VR</i> – Неоновая лампа (отобранная)
<i>R1</i> – 39 кОм
<i>R2</i> – 100 Ом
<i>R3</i> – 1 кОм
<i>R4</i> – 120 Ом
<i>R5</i> – 150 Ом
<i>R6</i> – 270 Ом, ±5%
<i>R7</i> – 7,5 Ом, ±5%
<i>R8</i> – 1 МОм
<i>R9</i> – 2 МОм
<i>R10</i> – 390 кОм, ±5%

Примечание: Все резисторы ±10%, 1/4 Вт, если не указано дополнительно.

Таблица 4.3В. Намоточные изделия схемы на рис. 4.18.

L1: Временядающая катушка индуктивности

Сердечник: Феррохcube 266T125-3E2A

Обмотка: 145 витков, провод N36

L2: Трансформатор генератора

Сердечник: Феррохcube 18/11PL00-3B7

Катушка: Феррохcube 18/11F2D

Зазор: 0,005 дюйма

Обмотки: W1: 40 витков, провод N28

W2: 20 витков, провод N30

W3: 140 витков, провод N36

L3: Выходной трансформатор

Сердечник: Феррохcube 26/16PL00-3B7

Катушка: Феррохcube 26/16F2D

Зазор: 0,03 дюйма

Обмотки: N1: 11 витков, провод N18

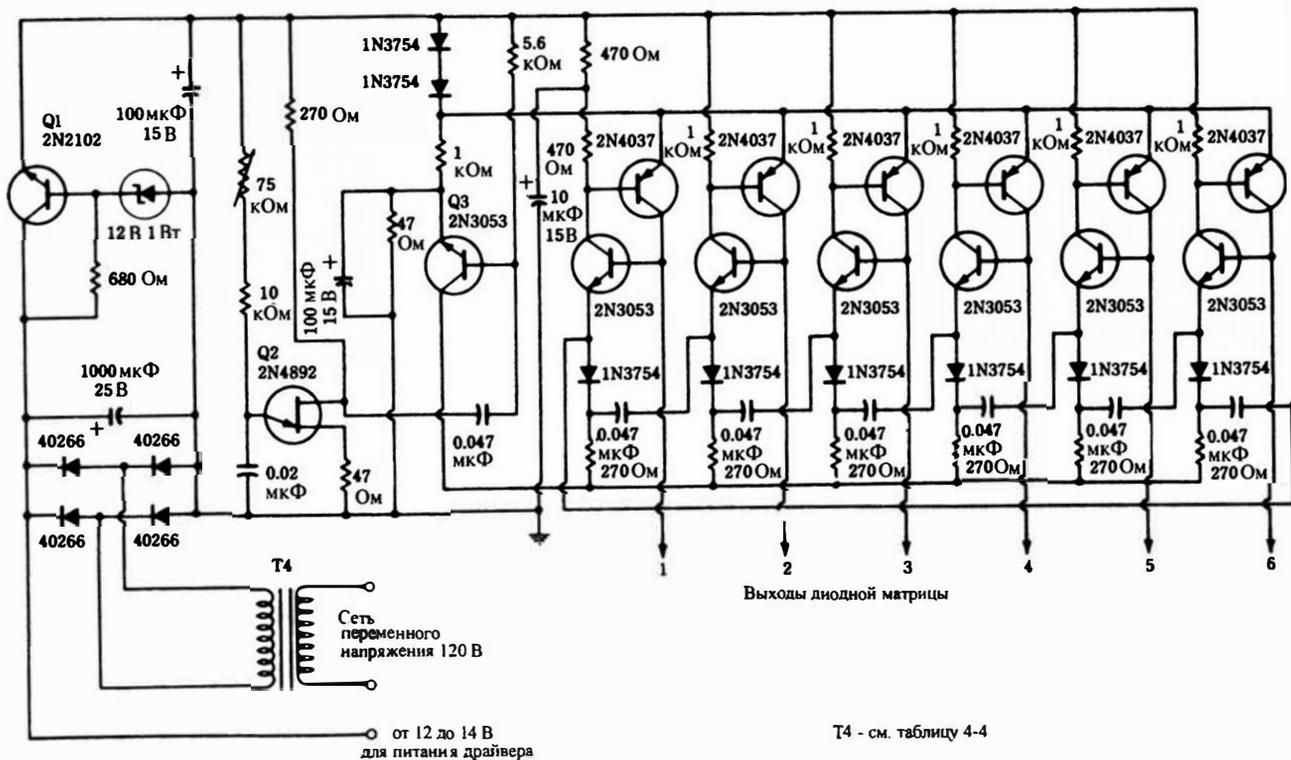
N2: 1100 витков, провод N38

750-ваттный инвертор

Инвертор или преобразователь частоты, показанный на рис.4.19 демонстрирует, чего можно достичь применяя современные мощные транзисторы и новейшие схемные решения. Эта схема представляет собой инвертор с внешним возбуждением; постоянное напряжение, образуемое путем выпрямления переменного напряжения сети, используется для формирования трехфазного напряжения с частотой, определяемой логической схемой. Инвертор может работать как от однофазной, так и от трехфазной сети с напряжением как 120 В, так и 208 В. Более того, частота сети может изменяться от 47 до 1250 Гц. Частота выходного трехфазного напряжения может изменяться от 380 до 1250 Гц независимо от частоты входного напряжения. Выходное напряжение может быть либо 120, либо 208 В. Форма выходного напряжения ступенчатая и приближается к синусоидальной, а вовсе не меандр.

Этот инвертор может использоваться для 400 Гц электропитания самолета, или для имитации в лаборатории электрической сети самолета. Он может использоваться для питания асинхронного электродвигателя с переменной скоростью, но в этом случае необходимо предусмотреть изменение напряжения на двигателе прямо пропорциональное частоте. То есть на двигатель, работающий при напряжении 110 В и частоте 400 Гц, необходимо подавать 220 В при удвоенной частоте 800 Гц. Если инвертор используется для электропитания двигателей, необходимо предусмотреть условия пуска таким образом, чтобы он не подвергался чрезмерным перегрузкам при больших пусковых токах.

Рис. 4.20. Переграживаемый генератор и шестикаскадный кольцевой счетчик.
RCA Solid State Div.



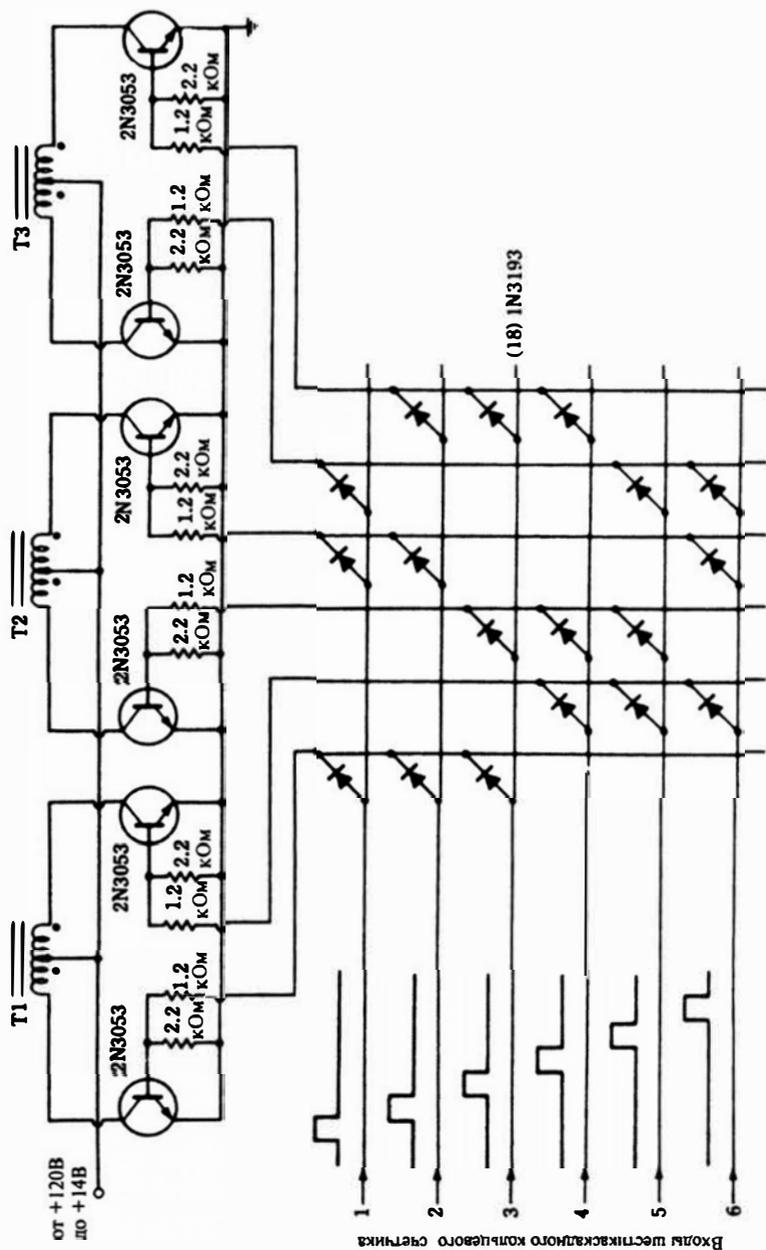


Рис. 4.21. Матрица диодов и драйвер 750 Вт инвертора.
RCA Solid State Div.

Схема на рис 4.19 включает выпрямитель напряжения сети, переключающие транзисторы, входные трансформаторы (Т1, Т2 и Т3) и выходной

трансформатор (Т5). Ввиду того, что выходная цепь трехфазная, основная проблема состоит в формировании сигналов необходимой формы на входных трансформаторах. Логические элементы, необходимые для выполнения этой цели, будут рассмотрены в последующих абзацах. Заметим, что выполнены необходимые условия для работы как от трехфазной, так и от однофазной сети. Емкость фильтрующего конденсатора 11000 мкФ достаточна для работы при любом варианте.

Логическая часть схемы начинается с перестраиваемого генератора на однопереходном транзисторе Q2 (рис. 4.20). Переменный резистор с сопротивлением 75 кОм в эмиттерной цепи позволяет перестраивать частоту выходного сигнала инвертора в диапазоне от 380 до 1250 Гц. На транзисторе 2N3053 (Q3) сформирован буферный каскад. Последующая матрица транзисторов представляет собой шестикаскадный кольцевой счетчик. Выходные импульсы кольцевого счетчика появляются на выводах с 1 по 6.

Обе части логической схемы и та, что показана на рис. 4.21, получают питание от небольшого стабилизированного блока питания, включающего трансформатор Т4, транзистор 2N2102 (Q1), стабилизирующий напряжение, и ряд других компонент. Диапазон частот сети, в котором может работать инвертор, в значительной мере ограничивается небольшим трансформатором Т4.

Часть логической схемы, показанная на рис. 4.21, содержит матрицу диодов, пару транзисторов 2N3053 в качестве драйверов для каждой из трех фаз и первичные обмотки входных трансформаторов Т1, Т2 и Т3 (каждый из этих трансформаторов имеет по две вторичные обмотки, как показано на рис. 4.19). Назначение матрицы диодов состоит в том, чтобы распределить на управляющие каскады входящую последовательность импульсов таким образом, чтобы сформировать последовательность трехфазных импульсов на входных трансформаторах (Т1, Т2 и Т3).

Информация о трансформаторах дана в таблице 4.4. Чрезвычайно важна полярность или фазировка обмоток входных и выходного трансформаторов, поэтому следует соблюдать порядок включения, обозначенный точками на рис. 4.19 и 4.21. Обозначения обмоток можно легко перепутать во время намотки, поэтому настоятельно рекомендуется проверить правильность фазировки обмоток при низком напряжении питания, прежде чем пытаться подключать устройство к силовой сети.

Таблица 4.4. Данные трансформаторов 750 Вт трехфазного инвертора.

Т1, Т2, Т3, — Трансформаторы драйвера

Сердечник	- 21E1 Microsil (0.006) Magnetic Metals Co. 21E13306
Первичная обмотка	- 14 Вольт, 140 витков, провод N29, бифилярная намотка 20 витков на слой, 7 слоев

Вторичная обмотка - 4 Вольт,
52 витка, провод N29, бифилярная намотка
13 витков на слой,
4 слоя

T4 - Понижающий изолирующий трансформатор для питания логических схем

Сердечник - 75EI Microsil
(0.006) Magnetic Metals Co.
75EI3306

Первичная обмотка - 120 Вольт,
1200 витков, провод N32
100 витков на слой,
12 слоев

Вторичная обмотка - 12 Вольт,
128 витков, провод N22
32 витка на слой,
4 слоя

T5 - Выходной трансформатор

Сердечник - 1.2EI3Ø Microsil
(0.006) Magnetic Metals Co.
1.2EI3Ø3306

Первичная обмотка (треугольник) - 120 Вольт,
188 витков, провод N17
47 витков на слой,
4 слоя

или

- 208 Вольт,
325 витков, провод N19
55 витков на слой,
6 слоев

Вторичная обмотка (звезда) - 120/208 Вольт,
200 витков, провод N17
50 витков на слой,
4 слоя

Осциллограмма выходного напряжения одной из фаз показана на рис. 4.22. Чувствительность осциллографа составляет 200 вольт на деление. Ступенчатая форма сигнала аппроксимирует синусоидальную волну с достаточной для большинства применений точностью и имеет коэффициент нелинейных искажений 14%. Если необходимо иметь более гладкую форму сигнала, то осуществить фильтрацию в этом случае будет гораздо легче, чем фильтровать прямоугольный сигнал, как у обычного инвертора.

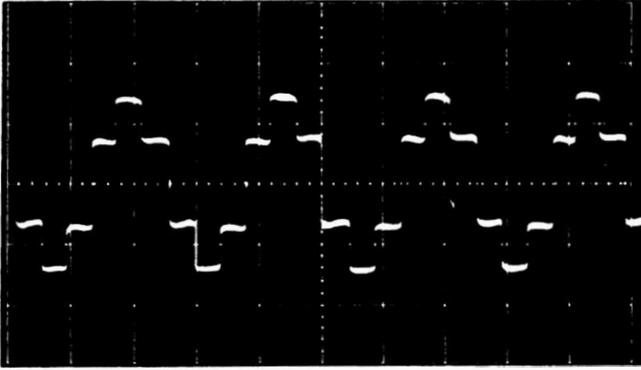


Рис. 4.22. Форма выходного напряжения одной из фаз 750 Вт трехфазного инвертора.

Характеристики инвертора показаны на рис. 4.23. Они получены при питании инвертора от трехфазной сети 208 В, при чисто резистивной нагрузке инвертора и при частоте выходного сигнала 400 Гц. При номинальной нагрузке выходное напряжение составляет 208 В, а ток нагрузки равен $750/(1.732 \times 208)$ или 2.08 А.

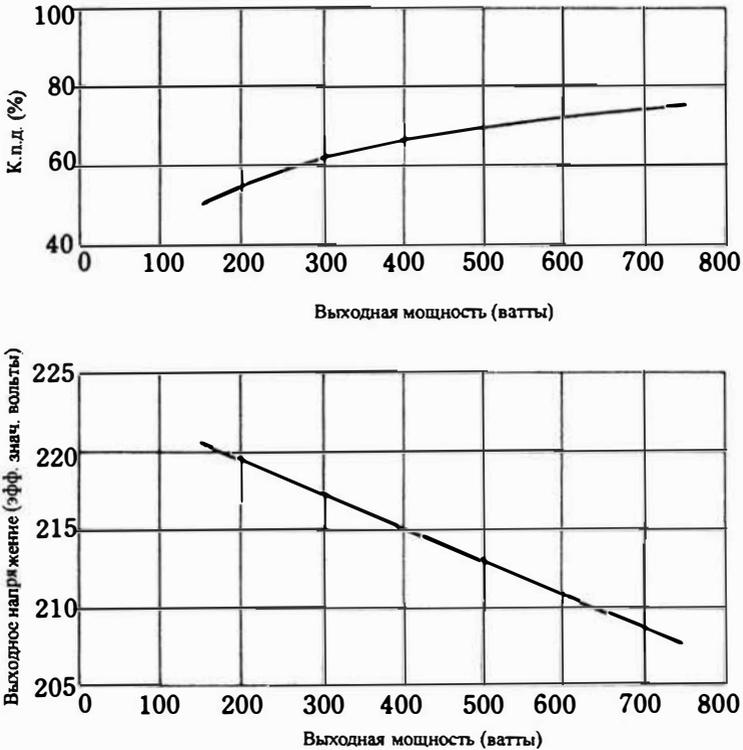


Рис. 4.23. Характеристики 750 Вт трехфазного инвертора.

Инвертор с цифровым управлением ШИМ

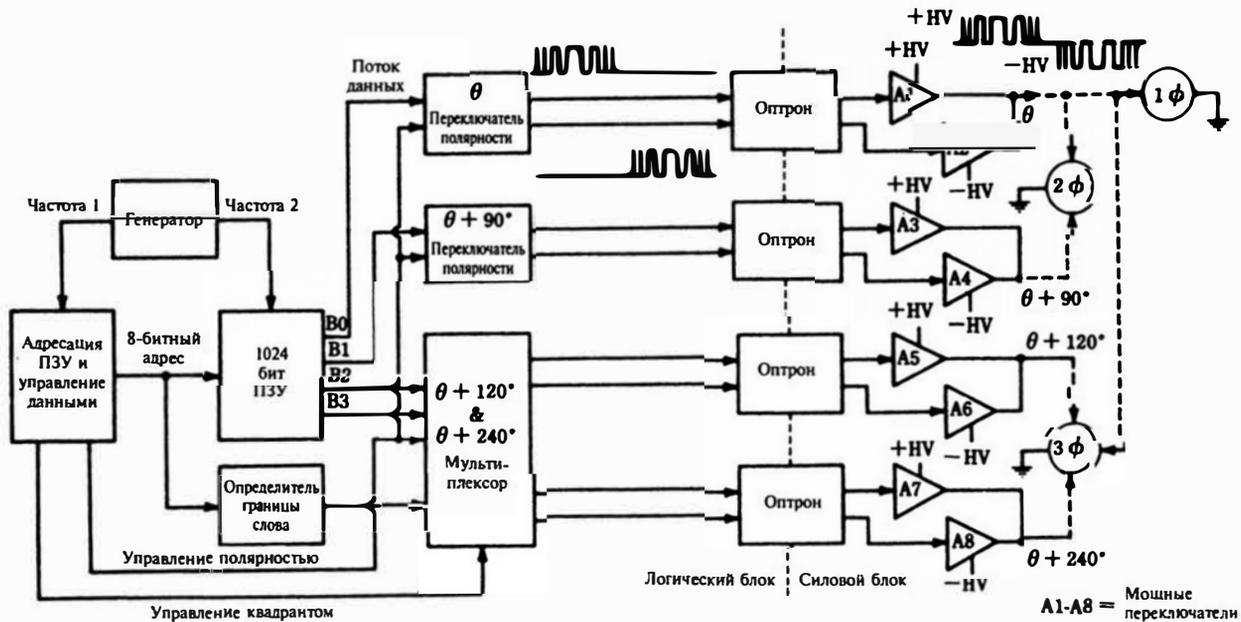
Инвертор, к рассмотрению которого мы приступаем, сильно отличается от ранее рассмотренных самовозбуждающихся и управляемых инверторов. Его выходной сигнал состоит из последовательности дискретных импульсов постоянной амплитуды, но переменной длительности. Энергия, содержащаяся в последовательности таких импульсов такова, что имитирует воздействие на нагрузку синусоидального напряжения. Если же нагрузка содержит хоть небольшую индуктивную составляющую, то импульсы интегрируются и ток нагрузки имеет форму довольно близкую к синусоидальной. Так как этот инвертор предназначен для управления двигателями переменного тока с изменяемой частотой вращения, то такая «синтезированная» форма тока получается благодаря индуктивному характеру импеданса двигателя. Электромагнитный вращающий момент мотора определяется величиной тока, поэтому изменение длительности прикладываемых импульсов напряжения является средством управления скоростью вращения. Блок-схема этого инвертора показана на рис. 4.24. Заметим, что он имеет выходы для работы с однофазными, двухфазными и трехфазными моторами.

Основу схемы составляет постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) емкостью 1024 бита. Изготовленная с использованием КМОП технологии, память выводит четыре последовательных слова длительностью 256 бит каждое. Чередование инкрементной и декрементной адресации позволяет формировать на основании извлеченной из памяти информации полное синусоидальное колебание, хотя в памяти содержится информация только о четверти периода этого сигнала. Формат кодирования ПЗУ показан на рис. 4.25. Формирование модуля синусоидального напряжения путем адресации памяти продемонстрировано на рис. 4.26; в точках, соответствующих 180° и 360° полярность сигнала инвертируется. Таблица программирования ПЗУ масочного типа представлена на рис. 4.27. ПЗУ имеет организацию 256×4 бита.

Принципиальная схема инвертора представлена на рис. 4.28 (перечень интегральных схем дан в таблице 4.5). Выходные усилители на рис. 4.28 не показаны. Видно, что схема была бы проще, если бы можно было ограничиться однофазным выходом. Однако дополнительная гибкость и полнота системы достигается сравнительно недорого, в данном случае путем добавления еще нескольких интегральных схем. На рис. 4.28 потенциометр регулировки частоты генератора обозначен как «Обороты» (частота вращения асинхронного электродвигателя пропорциональна частоте).

Однофазный мощный каскад изображен на рис. 4.29. Показанный на входе этой схемы оптрон 2N26 имеется и на выходе схемы на рис. 4.28. Мощность однофазного двигателя составляет $1/50$ л.с. при 1725 оборотах в минуту (60 Гц). Плавная регулировка скорости сохраняется вплоть до 90 оборотов в минуту.

Рис. 4.24. Блок-схема инвертора с цифровым ШИМ.
 Motorola Semiconductor Products, Inc.



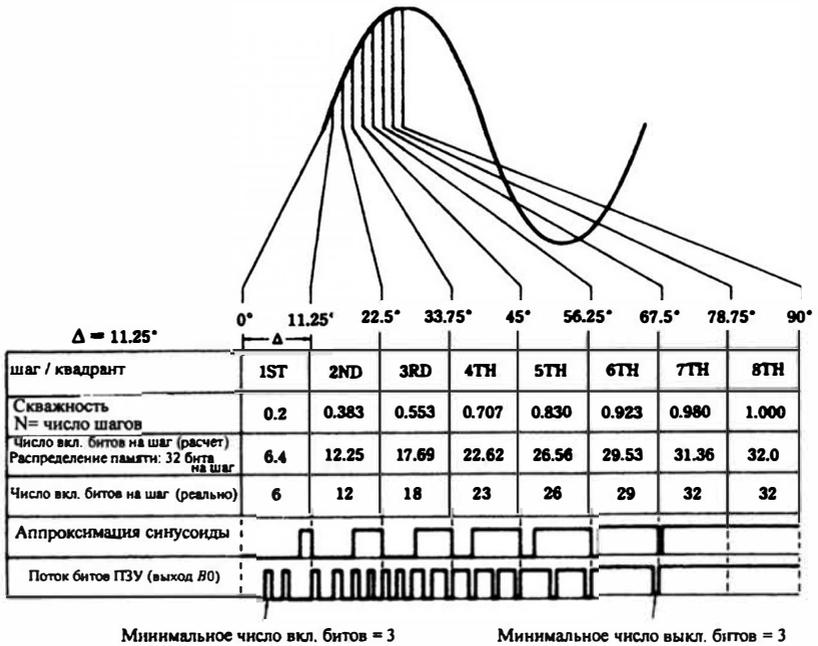


Рис. 4.25. Формат кодирования ПЗУ. Motorola Semiconductor Products, Inc.

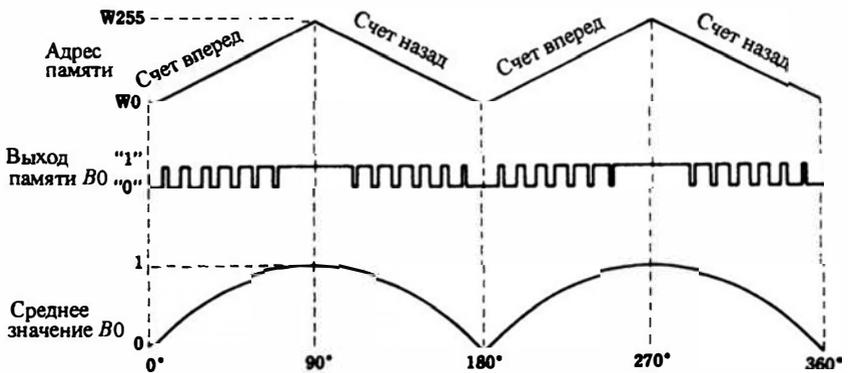


Рис. 4.26. Последовательность импульсов, формируемых на основе данных, считываемых из памяти. Motorola Semiconductor Products, Inc.

адрес ПЗУ (8-бит)				
B3 Мультиплексирование для генерации				
B2 $\Theta + 120^\circ$ и $\Theta + 240^\circ$ выходы				
B1 Генерирует $\Theta + 90^\circ$ выход				
B0 Генерирует Θ выход				

Word	3	2	1	0
0	1	1	1	0
1	1	1	1	0
2	1	1	1	0
3	1	1	1	0
4	1	1	1	0
5	1	1	1	0
6	1	1	1	0
7	1	1	1	0
8	1	1	1	0
9	1	1	1	1
10	1	0	1	1
11	1	0	1	1
12	1	0	1	0
13	1	1	1	0
14	1	1	1	0
15	1	1	1	0
16	1	1	1	0
17	1	1	1	0
18	0	1	1	0
19	0	1	1	0
20	0	1	1	0
21	1	1	1	1
22	1	1	1	1
23	1	1	1	1
24	1	1	1	0
25	1	1	1	0
26	1	0	1	0
27	1	0	1	0
28	1	0	1	0
29	1	1	1	0
30	1	1	1	0
31	1	1	1	0
32	1	1	1	1
33	1	1	1	1
34	1	1	1	1
35	1	1	1	0
36	1	1	1	0
37	1	1	1	0
38	1	1	1	0
39	1	1	1	0
40	1	1	1	1
41	1	1	1	1
42	1	0	1	1
43	1	0	1	0
44	1	0	1	0
45	1	1	1	0
46	1	1	1	0
47	1	1	1	0
48	1	1	1	1
49	1	1	1	1
50	1	1	1	1

Word	3	2	1	0
51	1	1	1	0
52	1	1	1	0
53	1	0	1	0
54	1	0	1	0
55	1	0	1	0
56	1	1	1	1
57	1	1	1	1
58	1	1	1	1
59	1	1	1	0
60	1	1	1	0
61	1	1	1	0
62	1	1	1	0
63	1	1	1	0
64	1	0	0	1
65	1	0	0	1
66	1	0	0	1
67	1	1	1	1
68	1	1	1	0
69	1	1	1	0
70	1	1	1	0
71	1	1	1	0
72	1	1	1	1
73	1	1	1	1
74	1	0	1	1
75	1	0	1	1
76	1	0	1	0
77	1	1	1	0
78	1	1	1	0
79	1	1	1	0
80	1	1	1	1
81	1	1	1	1
82	1	0	1	1
83	1	0	1	1
84	1	0	1	1
85	1	1	1	0
86	1	1	1	0
87	1	1	1	0
88	1	1	1	1
89	1	1	1	1
90	1	0	1	1
91	1	0	1	1
92	1	0	1	1
93	1	0	1	0
94	1	1	1	0
95	1	1	1	0
96	1	1	0	1
97	1	1	0	1
98	1	0	0	1
99	1	0	1	1
100	1	0	1	1
101	1	0	1	1

Word	3	2	1	0
102	1	1	1	1
103	1	1	1	0
104	1	1	1	0
105	1	1	1	0
106	1	0	1	1
107	1	0	1	1
108	1	0	1	1
109	1	0	1	1
110	1	0	1	1
111	1	1	1	1
112	1	1	0	1
113	1	1	0	1
114	1	0	0	0
115	1	0	1	0
116	1	0	1	0
117	1	0	1	1
118	1	0	1	1
119	1	1	1	1
120	1	1	1	1
121	1	1	1	1
122	1	0	1	1
123	1	0	1	1
124	1	0	1	1
125	1	0	1	0
126	1	0	1	0
127	1	1	1	0
128	1	1	0	1
129	1	1	0	1
130	1	0	0	1
131	1	0	1	1
132	1	0	1	1
133	1	0	1	1
134	1	0	1	1
135	1	1	1	1
136	1	1	1	1
137	1	1	1	1
138	1	0	1	1
139	1	0	0	1
140	1	0	0	1
141	1	0	0	0
142	1	0	1	0
143	1	0	1	0
144	1	0	1	1
145	1	0	1	1
146	1	1	1	1
147	1	1	1	1
148	0	1	1	1
149	0	0	1	1
150	0	0	0	1
151	0	0	0	1
152	1	0	0	1

Word	3	2	1	0
153	1	0	1	1
154	1	0	1	1
155	1	0	1	1
156	1	0	1	1
157	1	0	1	0
158	1	1	1	0
159	1	1	1	0
160	1	1	0	1
161	1	0	0	1
162	1	0	0	1
163	1	0	1	1
164	1	0	1	1
165	1	0	1	1
166	1	0	1	1
167	1	0	1	1
168	1	0	0	1
169	1	0	0	1
170	1	0	0	1
171	1	0	1	1
172	1	0	1	1
173	1	0	1	1
174	1	0	1	1
175	1	0	1	1
176	1	0	0	1
177	1	0	0	1
178	1	0	0	1
179	1	1	0	1
180	1	1	1	1
181	0	1	1	1
182	0	0	1	1
183	0	0	1	1
184	1	0	0	1
185	1	0	0	1
186	1	0	0	1
187	1	0	0	1
188	1	0	1	1
189	1	0	1	0
190	1	0	1	0
191	1	1	1	0
192	1	1	0	1
193	1	1	0	1
194	1	0	0	1
195	1	0	0	1
196	1	0	0	1
197	0	0	1	1
198	0	0	1	1
199	0	0	1	1
200	1	0	0	1
201	1	0	0	1
202	1	1	0	1
203	1	1	0	1

Word	3	2	1	0
204	1	1	0	1
206	1	0	1	1
207	1	0	1	1
208	1	0	0	1
209	1	0	0	1
210	1	1	0	1
211	1	1	0	1
212	1	1	0	1
213	0	0	1	1
214	0	0	1	1
215	0	0	1	1
216	1	0	0	1
217	1	0	0	1
218	1	1	0	1
219	1	1	0	1
220	1	1	0	1
221	1	0	1	1
222	1	0	1	1
223	1	0	1	1
224	0	0	0	1
225	0	0	0	1
226	0	1	0	1
227	1	1	0	1
228	1	1	0	1
229	1	0	0	1
230	1	0	0	1
231	1	0	0	1
232	1	0	1	1
233	1	0	1	1
234	1	1	1	1
235	0	1	0	1
236	0	1	0	1
237	0	1	0	1
238	1	1	0	1
239	1	0	0	1
240	1	0	0	1
241	1	0	0	1
242	1	1	0	1
243	1	1	0	1
244	1	1	1	1
245	0	1	1	1
246	0	1	1	1
247	0	0	0	1
248	1	0	0	1
249	1	0	0	1
250	1	1	0	1
251	1	1	0	1
252	1	1	0	1
253	0	1	0	1
254	0	1	0	1
255	0	0	0	1

Рис. 4.27. Таблица программирования ПЗУ масочного типа. Motorola Semiconductor Products, Inc.

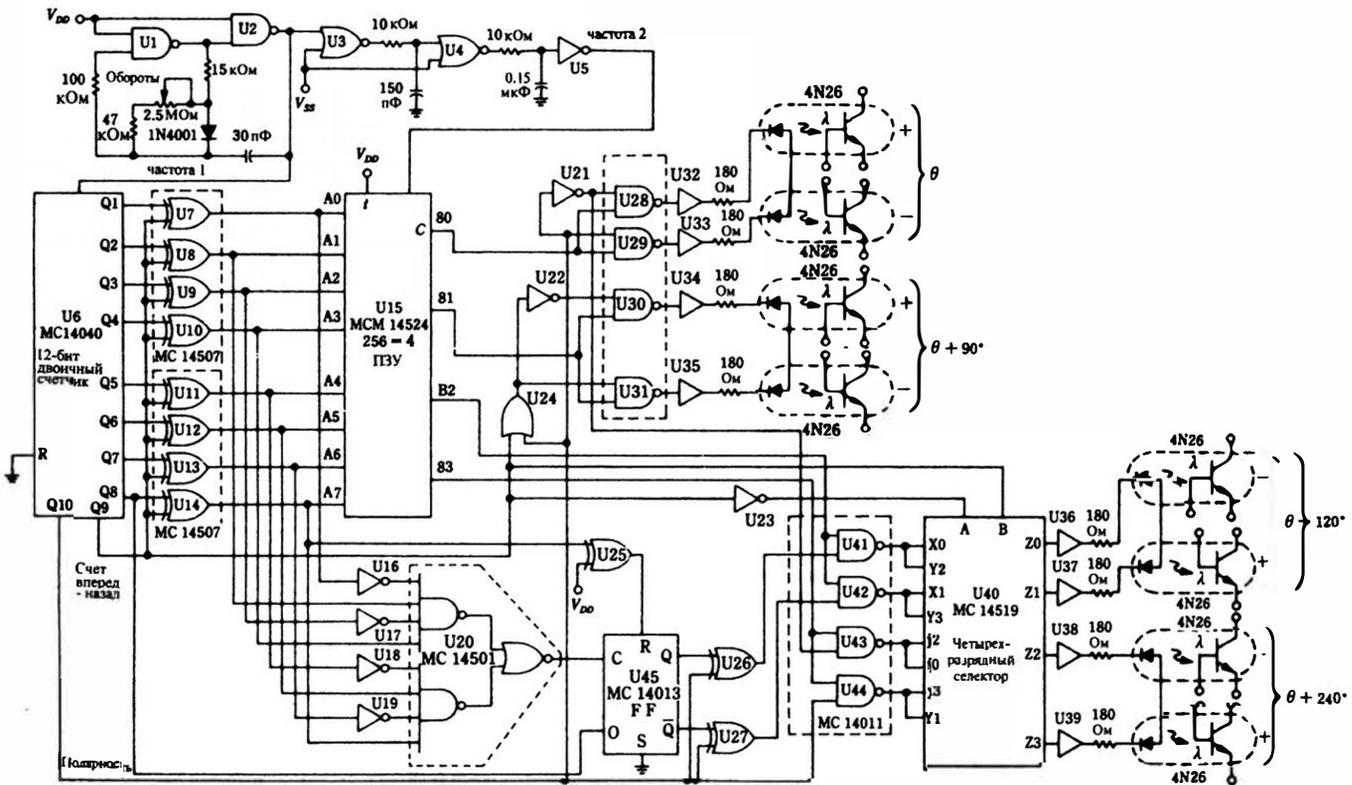


Рис. 4.28. Принципиальная схема инвертора. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Таблица 4.5. Перечень интегральных микросхем схемы на рис.4.28.

Обозначение микросхемы	Наименование	Номер в каталоге фирмы Motorola
U1, 3, 16, 17, 18, 19	Шесть элементов (1 элемент 2И-НЕ, 1 элемент 2ИЛИ-НЕ, 4 инвертора)	MC14572
U2, 4, 5, 21, 22, 23	Шесть элементов	MC14572
U6	12 разрядный двоичный счетчик	MC14040
U7, 8, 9, 10	4 элемента исключающее ИЛИ	MC14507
U11, 12, 13, 14	4 элемента исключающее ИЛИ	MC14507
U15	1024 бит ПЗУ	MCM14524
U20	Логический элемент 8И	MC14040
U24, 25, 26, 27	4 элемента исключающее ИЛИ	MC14507
U28, 29, 30, 31	4 элемента 2И-НЕ	MC14011
U32, 33, 34, 35, 36, 37	6 неинвертирующих буферов 6 неинвертирующих буферов	MC14050 MC14050
U38, 39	Четырехразрядный селектор 2-1	MC14040
U40	4 элемента 2И-НЕ	MC14011
U41, 42, 43, 44	два D триггера	MC14013
U45		

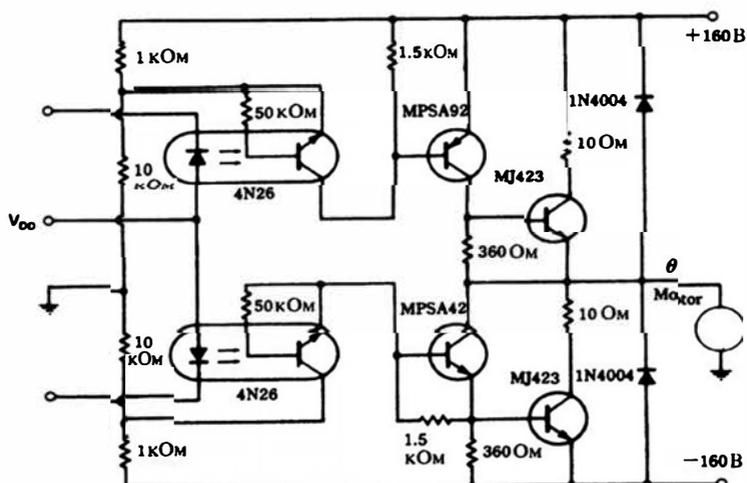


Рис. 4.29. Однофазный мощный выходной каскад. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Транзисторы $Q1$ и $Q2$ образуют входной дифференциальный каскад. В драйвере используется транзистор $Q3$, а двухтактный выходной каскад собран на комплементарных транзисторах $Q4$ и $Q5$. Основное усиление напряжения осуществляется в каскаде на транзисторе $Q3$. Данные отклоняющей катушки приведены для используемой в последних моделях телевизоров отклоняющей системы тороидального типа. Индуктивная и активная составляющие импеданса катушки составляют 2,5 мГн и 3 Ома соответственно. Резистор $R8$ (0,5 Ом) используется для того, чтобы получить напряжение обратной связи, пропорциональное выходному току усилителя, протекающему через катушку. Полученное напряжение попадает на вход транзистора $Q2$ дифференциального усилителя. Это приводит к высокой линейности нарастания тока в отклоняющей катушке.

Заметим, что в этой схеме удалось избавиться от громоздкого электролитического конденсатора, которые обычно используются в выходных цепях. Общий коэффициент усиления по напряжению составляет около 40. Через мощный *pnp*-транзистор протекает пиковый ток 3,4 А. Пиковый ток, протекающий через мощный *pnp*-транзистор, составляет около 4 А. Для этих транзисторов необходимы алюминиевые радиаторы площадью примерно 4,5 кв. дюйма.

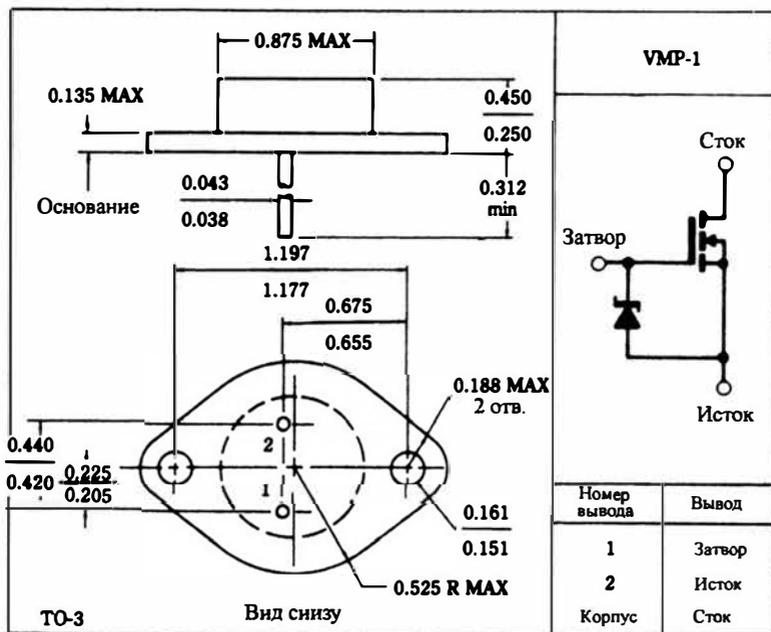
Мощный МОП транзистор

До последнего времени считалось, что полевые транзисторы по своей природе могут применяться только в схемах с малыми уровнями мощности. В настоящее время разработан новый тип полевого транзистора, который работает при сравнительно больших уровнях мощности. Производитель нового прибора Siliconix Inc. назвал его MOSPOWER FET (мощный МОП-транзистор). Отличительные черты нового прибора следующие:

1. Отсутствие вторичного пробоя
2. С повышением температуры характеристики не ухудшаются
3. Очень высокая скорость переключения, например, 5 наносекунд при токе 1 А.
4. Незначительная мощность, потребляемая по входу, например, им может управлять обычный логический элемент.

По сравнению с тиристорами мощные МОП-транзисторы имеют преимущество, состоящее в том, что отсутствует необходимая для выключения тиристором перекоммутация, а также в высокой частоте переключения вплоть до нескольких МГц и выше. Кроме того, для повышения суммарной мощности эти приборы могут включаться параллельно.

Основные параметры мощного МОП-транзистора *VMP-1* фирмы Siliconix представлены на рис. 4.31. Характеристики этого транзистора изображены на рис. 4.32. Из этих кривых можно увидеть, что сопротивление между стоком и истоком становится очень малым, когда напряжение затвор-исток находится в диапазоне от 5 до 10 В. Это позволяет использовать прибор с управляющими логическими элементами типа КМОП.



ПРЕДЕЛЬНО ДОПУСТИМЫЕ ЗНАЧЕНИЯ

Максимальное напряжение сток-исток	60 В
Максимальное напряжение сток-затвор	60 В
Максимальный ток стока	2.0 А
Максимальный ток затвора (стабилитрон)	10 мА
Максимальное напряжение затвора (стабилитрон)	
Максимальная рассеиваемая мощность при температуре корпуса 250С	35 Вт
Тепловое сопротивление переход-корпус	3.5 ОС/Вт
Диапазон температур (работы и хранения)	от -55 до +150 ОС

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ (при 25 ОС, если не указана другая температура)

	Параметры	Мин.	Тип.	Мак.	Ед. изм.	Условия измерения
1	V_{DS} Пробой сток-исток	60			В	$V_{GS} = 0В; I_D$
2	$V_{GS(TH)}$ Пороговое напряжение затвор-исток	0.8		20	В	$V_{DS} = V_{GS}; I_D = 1 мА$
3	I_{GSM} Ток утечки затвора			0.5	мкА	$V_{GS} = 15В; V_{DS} = 0В$
4	I_{SSD} Остаточный ток стока			0.5	мкА	$V_{GS} = 0В; V_{DS} = 24В$
5	$I_{D(SM)}$ Прямой ток стока *	1			А	$V_{GS} = 10В; V_{DS} = 24В$
6	$I_{D(SM)}$ Прямой ток стока *	0.3		1.2	А	$V_{GS} = 5В; V_{DS} = 24В$
7	$r_{DS(on)}$ Сопротивление сток-исток *		1.9	2.5	Ом	$V_{GS} = 10В; I_D = 1А$
8	g_{DS} Проводимость сток-исток *	200			мСм	$V_{DS} = 24В; I_D = 1А$
9	C_{iss} Входная емкость		38		пФ	$V_{GS} = 0В; V_{DS} = 24В$
10	C_{oss} Проходная емкость		7		пФ	$V_{GS} = 0В; V_{DS} = 24В$
11	C_{iss} Выходная емкость в режиме с общим истоком		33		пФ	$V_{GS} = 0В; V_{DS} = 24В$

* Импульсные измерения

Рис. 4.31. Параметры мощного МОП-транзистора VMP-1 фирмы Siliconix. Более поздние мощные МОП-транзисторы обходятся без защиты затвора стабилитроном. Siliconix Inc.



(А) Семейство выходных характеристик



(В) Проходная характеристика



(С) Сопротивление сток-исток

Рис. 4.32. Характеристики мощного МОП-транзистора *VMP-1* фирмы Siliconix. Хотя последующие мощные МОП-транзисторы превосходят транзистор *VMP-1*, эти характеристики типичны для всех приборов этого типа. Siliconix Inc.

Затвор прибора защищен встроенным стабилитроном. Это обеспечивает защиту от электрического пробоя, возможного при касаниях рукой, пайке, переходных процессах в схемах. Однако вход не имеет такой электрической защищенности как у биполярных транзисторов или тиристоров. Соответственно, необходимо соблюдать предосторожность как при обращении с прибором, так и при его эксплуатации.

Простой инвертор, использующий мощный МОП-транзистор, показан на рис. 4.33. Частота генерируемого прямоугольного колебания составляет 10 кГц при емкости конденсатора C 100 пФ.

На рис. 4.34 представлена двухтактная схема. Она работает в классе В на МОП-транзисторах и может использоваться для формирования выходного напряжения как синусоидальной, так и прямоугольной формы. Бестрансформаторный выход усиливает впечатление простоты этой схемы.

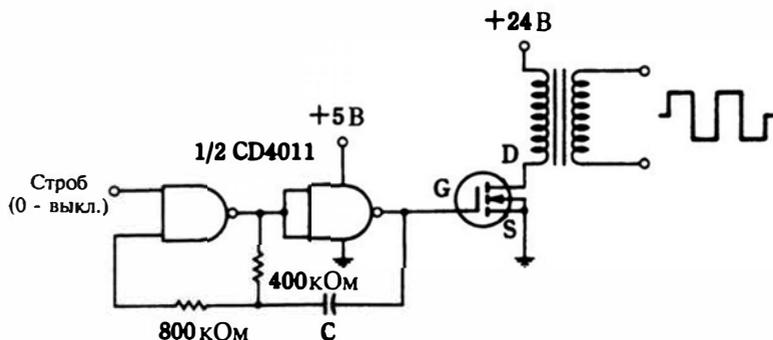


Рис. 4.33. Простой инвертор на мощных МОП-транзисторах.

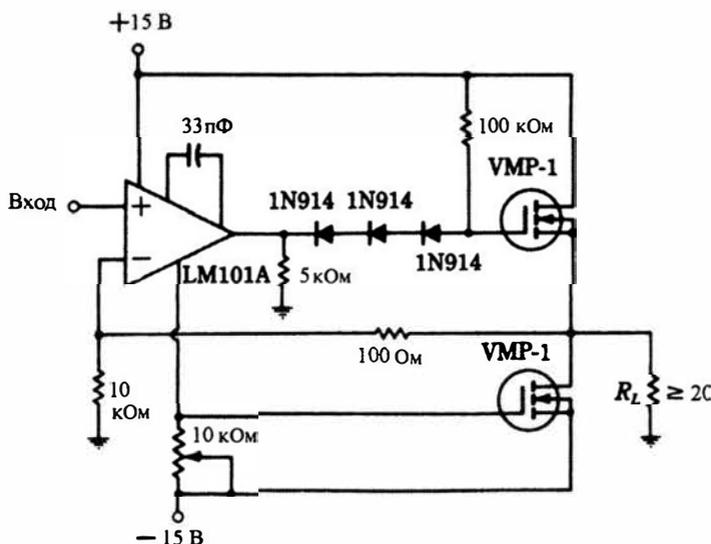


Рис. 4.34. Двухтактный усилитель, используемый как инвертор с внешним возбуждением. Siliconix Inc.

С появлением мощных транзисторов инверторы стали успешно использоваться в источниках питания и в схемах управления электродвигателями. Как мы видели, большинство инверторов на транзисторах формируют на нагрузке напряжение прямоугольной формы. Возникает вопрос о соотношении выходного напряжения инвертора и номинального напряжения питания электродвигателя. Большинство электродвигателей рассчитаны на работу от синусоидального напряжения и на шильдике электродвигателя указывается номинальное эффективное напряжение. Расчет показывает, что напряжение прямоугольной формы должно на 10 процентов превышать эф-

фективное значение напряжения синусоидальной формы. То есть, электродвигатель с номинальным напряжением 115 В должен, по теории, питаться от напряжения 126,5 В прямоугольной формы. На практике эффекты от вихревых токов, гистерезиса, индуктивности, влияние гармоник на вращательный момент приводит к необходимости проведения экспериментов в каждом случае. Некоторые электродвигатели при питании напряжением прямоугольной формы с амплитудой 110% от номинального значения перегреваются, поэтому напряжение их питания следует несколько уменьшить.

Использование усилителя звуковой частоты в качестве инвертора с внешним возбуждением

Инверторы часто оказываются полезны в автомобилях и на катерах. Обычно их основная задача состоит в преобразовании напряжения питания аккумулятора в переменное напряжение 120 В с частотой 60 Гц, чтобы можно было пользоваться различными приборами, такими как электродрель, телевизоры и радиоприемники, лампы дневного света и многие другие. Такие инверторы весьма полезны, если они могут обеспечить мощность в диапазоне от 20 до 100 Ватт. Это предполагает использование укомплектованного подходящим выходным трансформатором усилителя звуковой частоты, на вход которого поступает напряжение с частотой 60 Гц от генератора. Эта идея особенно привлекательна, поскольку усилители можно очень дешево купить на радиорынках и толкучках.

После того, как усилитель звуковой частоты подвергнут предлагаемой нами переделке, он становится инвертором с внешним возбуждением. Следует отчетливо осознавать, что в нашем случае имеется много возможностей для экспериментирования. Дело в том, что хотя использование усилителя в этом режиме представляется делом простым и ясным, в действительности мы очень мало знаем о реальной мощности купленного усилителя. Это обусловлено тем, что окончательная доводка его «конструкции» делается в процессе предпродажной подготовки, а не в исследовательской лаборатории. Поэтому так называемый 100-ваттный усилитель может обеспечивать 100 Ватт выходной мощности только в течение коротких и не часто повторяющихся пиках мощности в музыкальном сигнале. Попытка получить от такого усилителя мощность 100 Ватт в течение некоторого времени может оказаться прелюдией к дорогостоящей замене мощных транзисторов и других испорченных радиодеталей. С другой стороны, некоторые более качественные усилители, возможно, способны выдавать 100 Вт номинальной мощности в течение длительного времени, а если и нет, то они могут быть доведены до заявленных характеристик путем небольших изменений, таких как усиление охлаждения и замена нескольких пассивных радиодеталей.

Далее следует подобрать выходной трансформатор, первичная обмотка которого заменяет звуковую катушку громкоговорителя (большинство современных усилителей имеет либо прямое подключение громкоговорителя, либо через выходной конденсатор большой емкости). Здесь можно сделать предположение, которое хорошо оправдывается на практике. Оно состоит в том, что проще всего использовать «накальный трансформатор», который обеспечит необходимый импеданс и отношение напряжений для удовлетворительного решения этой задачи. Имеется широкий выбор таких трансформаторов с напряжением вторичной обмотки 5, 6,3, 7,5, 10, 12,6, 24, 36 и 48 В. Так как вторичная обмотка часто имеет отвод от средней точки, а первичные обмотки могут иметь несколько отводов, то экспериментатор может насладиться широкими возможностями при выборе оптимального отношения числа витков. Заметим, что вторичная обмотка накального трансформатора становится первичной, когда он используется как выходной трансформатор инвертора. Не повредит выбрать более мощный трансформатор, чем рассчитанная номинальная мощность. Нагрев, пропорциональный мощности PR , не представляет проблемы, но насыщение магнитного сердечника может составить проблему, если используется выходное напряжение в форме меандра.

На рис.4.35 приведена схема часто встречающегося усилителя звуковой частоты, предназначенного для работы от автомобильного аккумулятора. Многие подобные усилители имеют простую конструкцию благодаря использованию специализированных мощных интегральных схем вместо набора дискретных транзисторов. Основной схемой на рис. 4.35 является мостовой усилитель. Мостовой усилитель состоит из двух двухтактных усилителей, управляемых таким образом, что их выходы последовательно-согласованы: В то время как на один конец нагрузки подано положительное напряжение, на другой конец нагрузки подается отрицательное напряжение (для стереоусилителей необходимо два таких канала, то есть, две пары двухтактных усилителей). Для реализации инвертора, достаточно иметь один такой канал. Экспериментатор может удвоить мощность, используя два канала, не забывая при этом обратить внимание на правильную фазировку и балансировку.

Одноканальный усилитель на рис. 4.35 может выдать около 100 Ватт на нагрузку, имеющую сопротивление 4 ома. Обратим внимание на соединения входов и обратной связи двух ИС фирмы Sprague. Из теории операционных усилителей следует, что каждый каскад на ИС имеет коэффициент усиления 100. Входное напряжение подается на левый усилитель, который не инвертирует сигнал. Выходное напряжение этого каскада делится в 100 раз и подается на правый усилитель, который инвертирует полярность сигнала. Благодаря такому соединению на два вывода нагрузки подается одновременно и положительное и отрицательное напряжения. Мощность в нагрузке в два раза больше, чем в случае одной ИС. Подстроечный резистор предназначен для получения

Показанный на рис 4.36 генератор звуковой частоты годится для управления инвертором. Он позволяет выбрать прямоугольную или синусоидальную форму напряжения. Синусоидальная форма весьма далека от «чистой» синусоиды с точки зрения меломанов, но вполне годится для нашей цели.

$$f = \frac{1 \times 10^6}{2(RC)} \text{ Гц}$$

R выражено в Ом.
 C выражено в мкФ

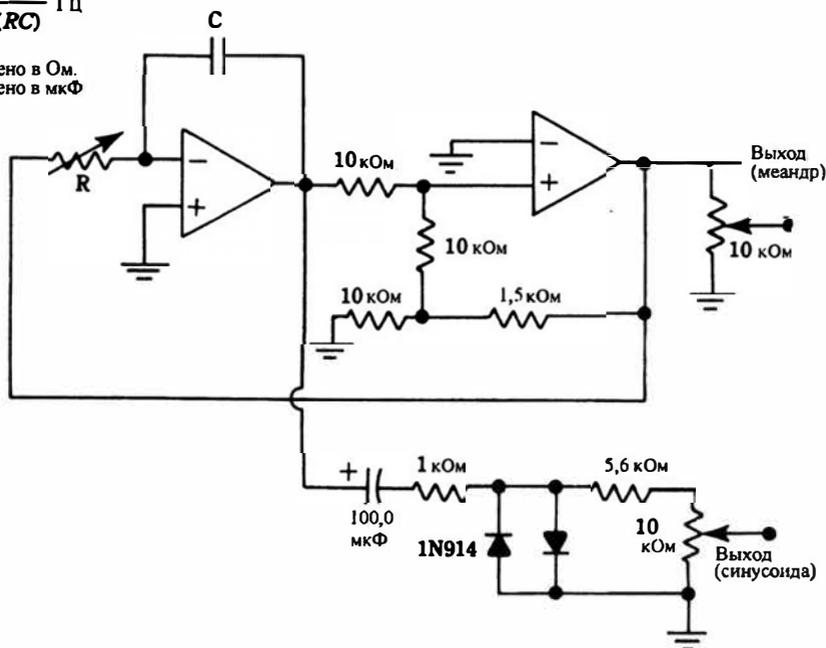


Рис. 4.36. Генератор сигнала для усилителя звуковой частоты, используемого в качестве инвертора с внешним возбуждением.

Подходящая комбинация для RC -цепочки, определяющей частоту, состоит из переменного резистора с сопротивлением 10 кОм и конденсатора емкостью 1 мкФ. Частота колебаний равна 60 Гц при сопротивлении переменного резистора около 8 кОм. Предполагается, что все предварительные эксперименты проводятся с синусоидальным сигналом частотой 100 Гц. Это делается для того, чтобы избежать непреднамеренного насыщения трансформатора. Кроме того, разумно вначале тщательно проверить работу инвертора на мощности 50 Вт, прежде чем достигать уровня 100 Вт. Это, конечно, определяется амплитудой напряжения генератора. Во время испытаний следует использовать резистивную нагрузку.

Если включить десятичный счетчик между источником напряжения в виде меандра и инвертором, то при частоте генератора 240 Гц и коэффициенте деления счетчика 4 получается очень интересный режим работы инвертора. Сигнал ступенчатой формы на выходе счетчика с частотой 60 Гц обладает уникальным свойством, состоящим в том, что его пиковое и среднеквадратичное значение такие же, как для соответствующего сигнала синусоидальной формы. Такой сигнал может формиро-

ваться десятичным счетчиком типа 4017 совместно с небольшим трансформатором, имеющим обмотку с центральным отводом. Эта схема показана на рис. 4.37. В этом случае нагрузка «чувствует» почти синусоидальную форму напряжения. Такая форма напряжения обычно вызывает меньшую перегрузку транзисторов инвертора, чем традиционная форма в виде меандра со скважностью 50%.

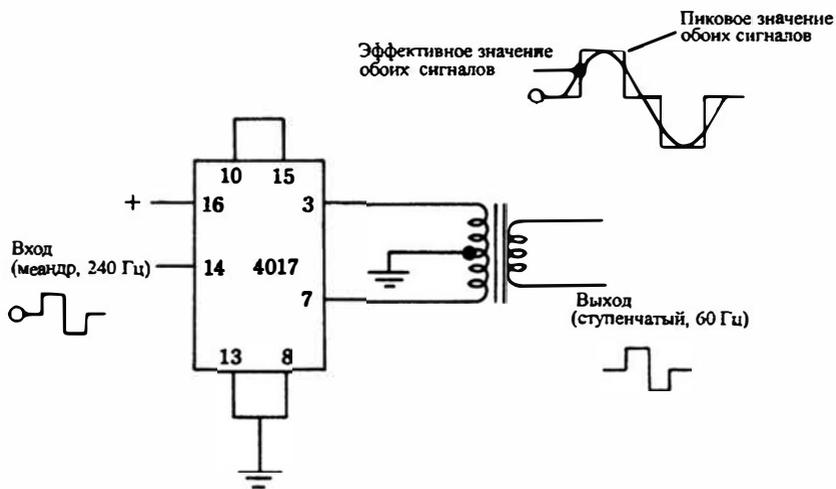


Рис. 4.37. Уникальная форма ступенчатого сигнала, воздействие которого эквивалентно синусоиде.

Какая бы форма сигнала не была выбрана, все же лучше использовать частоту 90 или 100 Гц вместо 60 Гц. Обычно при повышении частоты выходная мощность немного увеличивается, а большинство приборов ведут себя так же, как и на частоте 60 Гц. Некоторые электрические бритвы повышают скорость, что обычно приветствуется.

Применение тиристорных инверторов и преобразователей

Возможность современных тиристорных инверторов работать с большими мощностями часто вызывает удивление у тех, кто не следит за последними достижениями полупроводниковой техники. Современные тиристоры, способны работать одновременно с напряжениями несколько тысяч вольт и с токами тысячи ампер. Достаточно увидеть несколько таких тиристорных инверторов, размером с круглую дверную ручку, решающих задачи, которые раньше требовали применения массивных приборов, чтобы оценить возможности технического прогресса.

К сожалению, наряду с высокими номинальными значениями напряжения и тока, тиристоры имеют некоторые недостатки. Наиболее важный из них — необходимость в коммутации, то есть потребность в некотором способе выключить его. Это совсем не похоже на включение и выключение транзисторов. В отличие от транзисторов, тиристор не может управляться напряжением, подаваемым на управляющий электрод, после того, как он был переведен в состояние проводимости. Единственным способом выключить тиристор является прерывание протекающего тока. (С появлением тиристорных инверторов, которые *могут* быть выключены соответствующими управляющими сигналами, был достигнут некоторый прогресс. У таких тиристорных инверторов большие возможности, но пока они могут работать только с низкими и умеренными уровнями мощности. Эти тиристоры могут составить конкуренцию мощным транзисторам.)

Неправильная коммутация может приводить не только к плохим рабочим характеристикам. Она часто ведет к разрушению не только некоммутируемого тиристора, но также связанных с ним тиристорных инверторов и других компонент. С неправильным выключением тесно связано ложное включение. Не всегда просто защититься от этих двух режимов неправильной работы; необходимо предвидеть общий характер переходных процессов и поведения линии нагрузки как при обычных, так и при необычных ситуациях.

Несмотря на дополнительные сложности, возникающие при создании схем, а часто и при их использовании, применение тиристорных инверторов и преобразователей постоянно расширяется. Кроме того, что разработчиков привлекают номинальные и рабочие параметры тиристорных инверторов, значительно возросло доверие к схемотехнике, обеспечивающей их надежную работу. К тому же, производители повысили предсказуемость параметров тиристорных инверторов.

Замена тиратрона тиристором

Для образовательных и учебных целей, тиристор часто сравнивается с тиратроном. Очень похожие, если не те же самые, процессы, очевидно, происходят как в газообразных, так и в полупроводниковых структурах. Однако на практике эти приборы невозможно свободно заменять, потому что характеристики тиристорov обычно не полностью совместимы со схемами, созданными для тиратрона.

Хотя прямая замена тиратрона тиристором не реальна, его можно заменить, используя комбинацию тиристорov. Схема, показанная в рис. 5.1 является примером полупроводникового «синтезированного» тиратрона. Она специально предназначена для прямой замены тиратрона *C3J*, который часто использовался в схемах инверторов и преобразователей.

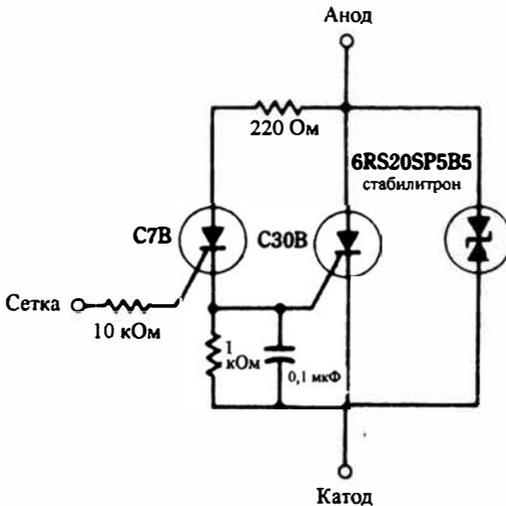


Рис. 5.1. Полупроводниковый «синтезированный тиратрон».
General Electric Semiconductor Products Dept.

Поскольку для тиратронов характерно высокое входное сопротивление и большой коэффициент усиления мощности, то имитирующая схема использует каскадную структуру с маломощным тиристором, который возбуждает тиристор *C30B*, рассчитанный на средние токи. В схему включены конденсатор емкостью $0,1\text{ мкФ}$ и стабилитрон, чтобы уменьшить возможность нежелательного переключения из-за переходных процессов или высокой скорости изменения напряжения. Схему можно соединить с цоколем старой лампы *C3J* и просто вставить в панельку, предназначенную для тиратрона.

Коэффициент усиления мощности этой схемы намного выше, чем обычно имеет тиристор, работающий с такими значениями тока, как ти-

ристор С30В. Например, моделируемый тиратрон запускается при токе «сетки» меньше 20 мкА. Отрицательное входное напряжение, присутствующее у старого тиратронного инвертора или преобразователя, вполне подходит для данной схемы. Это отрицательное напряжение обеспечит дополнительную защиту от ложного запуска.

Бестрансформаторный источник постоянного напряжения

При попытке классифицировать схему, показанную на рис. 5.2, как преобразователь, она попадает в некоторую промежуточную область. К этой схеме подводится переменное напряжение из сети, она выпрямляет его, коммутирует и в заключение преобразует в стабилизированное постоянное напряжение для питания маломощных приборов, требующих напряжение от 10 до 15 В при токе около 100 мА. Такая последовательность операций соответствует функциям, выполняемым стандартными источниками питания, использующими преобразователь. Эта схема уникальна в том плане, что не требуется никаких сердечников. Хотя пульсации напряжения, зависящие в основном от емкости конденсатора фильтра С1 относительно велики, к.п.д. схемы может приближаться к 80 процентам. Интересно рассмотреть достоинства этой схемы для приложений, в которых стоимость, размер и вес являются более важными, чем стабильность напряжения.

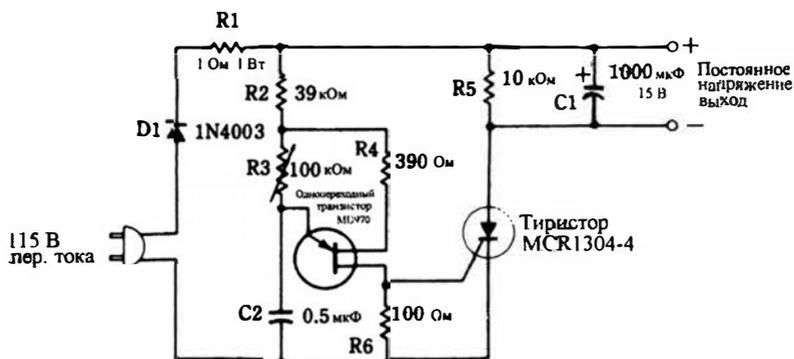


Рис. 5.2. Бестрансформаторный источник постоянного напряжения. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Генератор на однопереходном транзисторе (*UJT*-транзистор) синхронизирован с частотой сети 60 Гц благодаря однополупериодному выпрямителю, использующему диод *D1*. Следовательно, схема генерирует импульсы с частотой 60 Гц, несмотря на наличие в эмиттере цепи *RC*-цепи. Эта цепь управляет временным положением импульсов относительно момента прохождения входного напряжения через нуль. Таким

образом, сопротивление резистора $R3$ определяет, в какой момент входного периодического колебания тиристор переходит в проводящее состояние. При раннем запуске, благодаря интегрированию на конденсаторе фильтра $C1$, появляется высокое среднее постоянное выходное напряжение. Справедливо и обратное утверждение, когда $R3$ изменяется с целью осуществления более позднего запуска тиристора. Можно считать, что при таком методе преобразования напряжения отсутствует рассеяние энергии, так как тиристор или полностью включен, или полностью выключен.

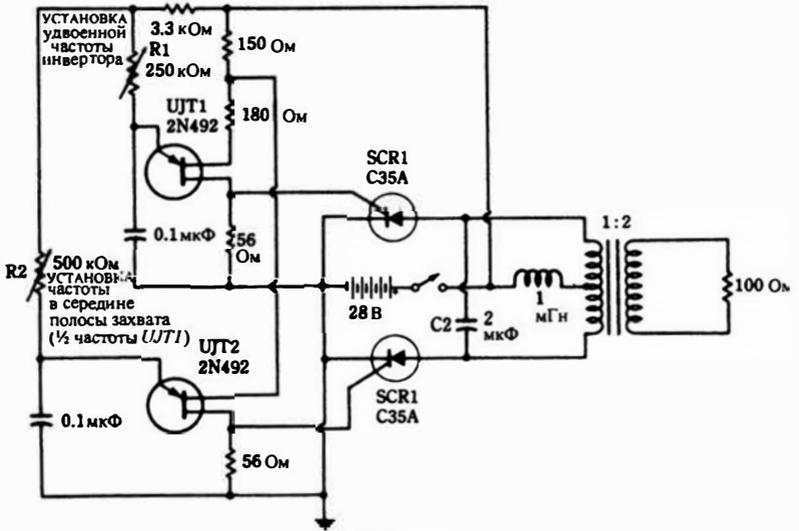
Выключение тиристора осуществляется благодаря внутренним свойствам схемы, однополупериодное выпрямление обеспечивает наличие нулевого напряжения и, соответственно, времени восстановления в течение полупериода входного колебания. При частоте 60 Гц не должно наблюдаться никаких проблем с переключением или неправильным запуском. Эта схема обладает интересными возможностями при более высоких частотах, где необходимую фильтрацию и стабилизацию легко выполнить с выходными конденсаторами, имеющими разумные габариты. Недостатком этой схемы в некоторых случаях может быть то, что нет никакой изоляции от сети переменного тока.

Параллельный тиристорный инвертор с внешним возбуждением

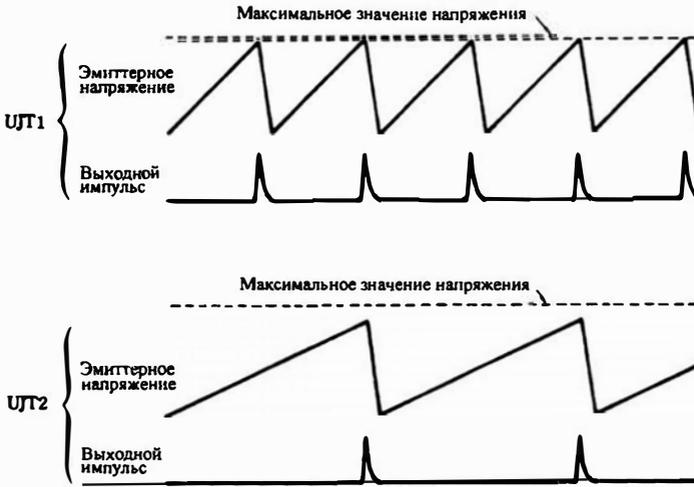
Тиристорный инвертор, показанный на рис. 5.3, называется инвертором с внешним возбуждением в том смысле, что он не самовозбуждающийся. Однако в отличие от случая транзисторных инверторов с внешним возбуждением, входной сигнал представляет собой узкий запускающий импульс. Как только на управляющем электроде тиристора появляется сигнал запуска, он регенеративно переходит из состояния «выключено» в состояние «включено». Последующие сигналы запуска (если они возможны) не могут оказать никакого влияния. Тиристор остается в проводящем состоянии, пока не будет выключен импульсом, поступающим через переключающий конденсатор $C2$, когда включается другой тиристор. Все это выглядит достаточно просто, однако в работе этого 60 Гц 112 Вт инвертора имеются тонкости, не видимые с первого взгляда.

Очевидно, что два синхронизированных генератора на однопереходных транзисторах играют роль источников запускающих сигналов для тиристоров. Обратите внимание, что частота колебаний генератора на транзисторе $УТ1$ вдвое выше частоты колебаний генератора на транзисторе $УТ2$. В частности, генератор на транзисторе $УТ1$ имеет частоту повторения импульсов 120 Гц, затем в генераторе на транзисторе $УТ2$ частота делится на два и выдаются импульсы с частотой повторения 60 Гц. Поверхностный взгляд на эту ситуацию может привести к выводу, что тиристоры будут работать неправильно или неустойчиво пытаясь среагировать на два различных сигнала запуска. К счастью дело обстоит

не так; устойчивая работа с частотой выходного сигнала 60 Гц является одной из наиболее ярких характеристик этого уникального варианта инвертора.



(А) Схема.



(В) Форма сигналов.

Рис. 5.3. Параллельный тиристорный инвертор с внешним возбуждением. General Electric Semiconductor Products Dept.

Благодаря делению на два частоты запускающих сигналов, получаются соответствующим образом расположенные во времени сигналы, обеспечивающие работу инвертора в двухтактном режиме с частотой 60 Гц. Действительно, каждый второй 120-герцовый запускающий им-

пульс не оказывает никакого влияния. Он появляется на управляющем электроде $SCR1$ примерно в тоже время, когда этот тиристор получает переключающий импульс от $SCR2$, который включается именно импульсами с частотой 60 Гц. Переключающий импульс имеет приоритет, поскольку в этот момент лишает тиристор $SCR1$ прямого напряжения между анодом и катодом. Итак, относительно состояния тиристора $SCR1$ нет никаких сомнений — он выключен. Следующий 120-герцный запускающий импульс, появляющийся на управляющем электроде тиристора $SCR1$, включит его (и одновременно выключит тиристор $SCR2$ через переключающий конденсатор $C2$). Подведем итог: тиристор $SCR1$ включается каждый вторым 120-герцным запускающим импульсом с транзистора $UJT1$, а тиристор $SCR2$ включается каждым 60-герцным запускающим импульсом с транзистора $UJT2$. Каждый тиристор переключается в состояние «выключен», когда другой переходит в состояние «включен». Теперь очевидно, что этот метод деления частоты дает точную временную привязку запускающих импульсов, обеспечивая на выходе инвертора прямоугольный сигнал с частотой 60 Гц.

Фактически, частота генератора на транзисторе $UJT1$ устанавливается равной 120 Гц, а «собственная» частота генератора на транзисторе $UJT2$ с помощью резистора $R2$ выставляется примерно на 10 процентов ниже 60 Гц. В этой ситуации генератор на транзисторе $UJT2$ войдет в синхронизм с колебанием, имеющим частоту 120 Гц, и поэтому будет выдавать точно половину синхронизирующих сигналов, или 60 запускающих импульсов в секунду. Общий к.п.д. схемы достигает 90 процентов, и это без насыщения в трансформаторе.

Система зажигания, использующая разряды конденсатора, с тиристорным переключателем

Схема, приведенная на рис. 5.4, является второй полупроводниковой системой зажигания, которую мы рассмотрим. В схеме зажигания, изображенной на рис. 4.15, внимание было обращено на транзисторный инвертор.

В этой схеме главное внимание естественно будет направлено на тиристорный переключатель. Обратите внимание, что обе схемы используют транзисторные инверторы и в обеих применяются тиристоры, чтобы передать энергию, запасенную в конденсаторе в первичную обмотку катушки зажигания. Однако схемы совершенно разные.

Схема на рис. 5.4 использует простой двухтранзисторный инвертор с насыщаемым сердечником (объединение инвертора на транзисторах $Q1$ и $Q2$ с мостовым выпрямителем можно также назвать преобразователем). На конденсаторе $C1$ образуется постоянное напряжение величиной около 175 В, но оно является лишь косвенным источником электростатической

энергии, которая «сбрасывается» в катушку зажигания. При работе схемы дроссель $L1$ с конденсатором $C2$ образуют колебательный контур. Однако из-за диода $CR1$ невозможны ни непрерывные, ни затухающие колебания. Вместо этого может появиться только первая четверть периода начинающегося колебания. Этого достаточно, чтобы удвоить напряжение на конденсаторе $C2$ и получить напряжение 350 В. Так как диод $CR1$ закрывается, этот заряд хранится в $C2$. Когда контакты прерывателя разомкнуты, конденсатор $C4$ может заряжаться от аккумулятора; именно этот зарядный ток вызывает появление импульса, запускающего тиристор. Когда тиристор открыт, энергия накопленная в конденсаторе $C2$ поступает в первичную обмотку катушки зажигания. В соответствующей свече зажигания, определяемой работой распределителя, который присутствует в традиционных системах зажигания, происходит разряд. Эта последовательность событий на первый взгляд может показаться немного необычной. Однако такой метод прост и не нов. Те, кто знаком с основами радиолокации, могут увидеть здесь схему резонансного заряда, используемую в модуляторах радиолокационных станций. Характерной особенностью этого метода удвоения напряжения является возможность его использования в очень широком диапазоне изменения частоты повторения, что хотелось бы иметь и в радиолокаторе, и в системе зажигания. Когда контакты прерывателя разомкнуты, тиристор остается открытым достаточно долго, чтобы «зажечь» свечу зажигания. Однако тиристор является частью резонансного контура, образованного конденсатором $C2$ и индуктивностью первичной обмотки катушки зажигания. При первом броске обратного напряжения на этом резонансном контуре тиристор выключается. Таким образом, коммутация является следствием свойств самой схемы.

Тиристорный последовательный инвертор в индукционной плите

Явление индукционного нагрева металлов не ново; оно используется в десятках промышленных процессов, таких как закалка шестерен и других частей машины. До настоящего времени, однако, индукционный нагрев для приготовления пищи практически не применялся из-за высокой стоимости, больших габаритов и невысокой надежности. Такие преобразователи как вращающиеся машины, тиратроны, игнитроны или электронные лампы могут устанавливаться и использоваться в промышленности, но едва ли подходят для дома. А мощные транзисторы до сих пор остаются слишком дорогими для этой цели.

Схема индукционной печи, показанная на рис. 5.5, является экспериментальной, но пригодна для практических целей. С функциональной точки зрения ее можно представить в виде трех блоков. Первым является последовательный тиристорный инвертор, на тиристоре $SCR2$. При периодическом включении и выключении тиристора в последовательном колебательном контуре $L1C4$ возникают колебания ударного возбужде-

ния. Колебание не продолжается непрерывно, а имеет вид однократных «вспышек» (как показано на рис. 5.6). Частота переключения тиристора, около 18 кГц, едва превышает порог слышимого звука. Резонансная частота колебательного контура $L1C4$ выбирается вблизи 35 кГц. Разность между частотой возбуждения и резонансной частотой LC -контура необходима для того, чтобы обеспечить надежную коммутацию тиристора.

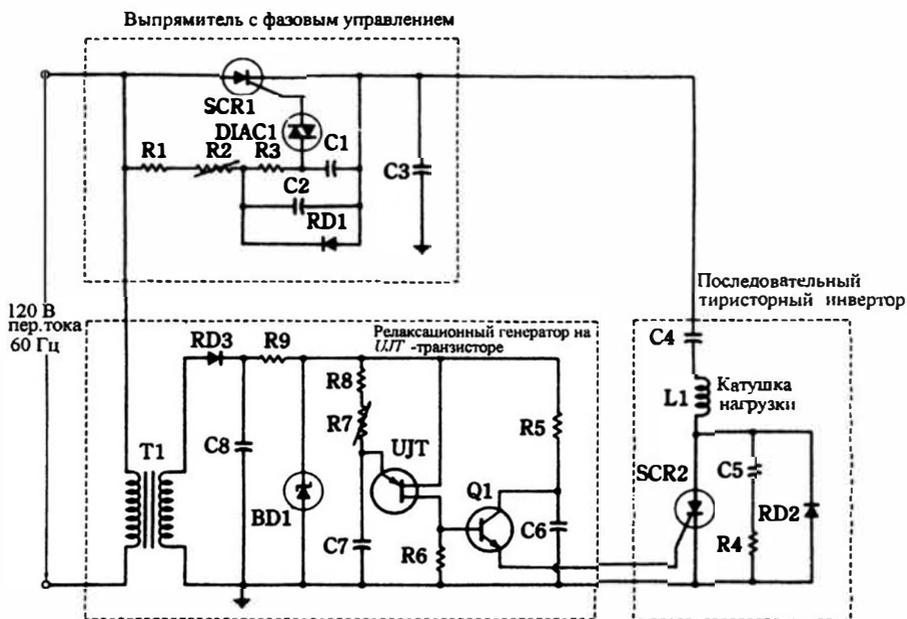


Рис. 5.5. Схема индукционной печи с тиристорным инвертором последовательного типа. International Rectifier Corp.

Катушка индуктивности $L1$ фактически является преобразователем. Она представляет собой медную спираль, индуктивность которой равна 6 мкГн. Металлическая кастрюля помещается над этой катушкой и нагревается вихревыми токами. Если кастрюля железная или стальная, то гистерезис также вносит вклад в нагревание. Медные витки катушки остаются относительно холодными. Емкость конденсатора $C4$ выбрана равной 3,45 мкФ, чтобы с катушкой $L1$ получить резонанс на частоте 35 кГц.

На рис. 5.6 первая, или положительная, половина каждого отдельного цикла вызвана протеканием тока через резонансный LC -контур и тиристор $SCR2$. Однако как только ток изменяет направление, тиристор выключается. Продолжительность отрицательной части цикла определяется током, протекающим через $C4/L1$ и диод $RD2$. Таким образом, $SCR2$ и $RD2$ вместе участвуют в формировании одного полного цикла. До появления следующего импульса запуска, тиристор имеет достаточное время для восстановления, что гарантирует надежную коммутацию. Именно поэтому, как видно на рис. 5.6, между двумя циклами имеется пауза.

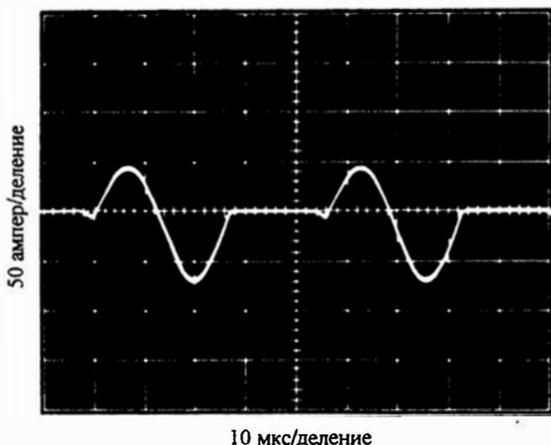


Рис. 5.6. Форма тока в колебательном контуре схемы, изображенной на рис. 5.5. International Rectifier Corp.

Резистор $R4$ и конденсатор $C5$ образуют демпфирующую цепь, которая уменьшает скорость изменения напряжения на тиристоре. Это повышает надежность коммутации и предупреждает ложный запуск.

Второй блок индукционной плиты представляет собой генератор на однопереходном транзисторе. В его функции входит формирование последовательности запускающих импульсов, поступающих на управляющий электрод $SCR2$. Частота повторения импульсов равна примерно 18 кГц. Эту частоту можно получить, используя времязадающий конденсатор $C7$ емкостью 0,01 мкФ. Сопротивления резисторов $R7$ и $R8$ в этом случае будут равны 10 Ом и 1 Ом соответственно. Эмиттерный повторитель на транзисторе $Q1$ обеспечивает усиление импульсов по току. Для этой цели подходят транзисторы общего применения типа 2N697 или 2N3565. Источник питания для генератора импульсов состоит из 25-вольтового трансформатора накала $T1$ и однополупериодного выпрямителя, содержащего диод $RD3$, конденсатор фильтра $C8$ емкостью 1000 мкФ и стабилитрон. Стабилитрон имеет следующие параметры: напряжение стабилизации 25 В, рассеиваемая мощность 3 Вт. Проволочный резистор $R9$ имеет сопротивление 150 Ом и мощность рассеяния 5 Вт.

Третий блок индукционной печи — основной источник питания — представляет собой выпрямитель с фазовым управлением, который позволяет осуществлять плавное регулирование выходного напряжения практически от нуля до 130 В. Таким образом, маломощным переменным резистором $R2$ можно регулировать количество тепла, выделяемого в кастрюле. Однополупериодное выпрямление и управление выходной мощностью выполняются тиристором $SCR1$, а однополярные выходные импульсы сглаживаются конденсатором фильтра $C3$. Полученное таким образом постоянное напряжение используется при ударном возбуждении резонансного контура. Применяемый выпрямитель с фазовым управлением использует

схему запуска с двумя времязадающими RC -цепями, чтобы гарантировать стабильность рабочих характеристик, предъявляемую к оборудованию для тепловой обработки продуктов. Например, печь должна быть свободна от раздражающего «гистерезиса», которым страдают схемы запуска с одной времязадающей цепью. (Ранее недорогие регуляторы силы света часто обладали этим свойством — установка регулятора в одно и то же положение не всегда давала одну и ту же интенсивность света.) Кроме того, применение «двойной постоянной времени» позволяет получить более широкий диапазон регулировки — почти от нуля до максимальной мощности.

Ради эксперимента можно применить двухполупериодный выпрямитель вместе с регулируемым автотрансформатором. Применение такого устройства можно оправдать с точки зрения улучшения характеристик, но оно не будет конкурентоспособно с приведенной схемой по стоимости.

Тиристорная система горизонтальной развертки телевизоров

Система горизонтальной развертки телевизора является одновременно инвертором и преобразователем. Как инвертор она преобразует энергию низковольтного источника постоянного напряжения в пилообразный ток строго определенного вида, необходимый для осуществления горизонтального движения электронного луча в кинескопе. Как преобразователь она является источником высоковольтного постоянного напряжения для ускоряющего и фокусирующего электродов кинескопа. Система горизонтальной развертки более или менее тесно связана с другими важными функциональными блоками телевизора, такими как схема сходимости лучей, устройство выключения блока цветности при монохромном сигнале, усилитель синхроимпульсов и блок АРУ. Высокое качество воспроизведения телевизионного изображения на экране кинескопа в значительной степени зависит от характеристик системы горизонтальной развертки. Кроме того, известно, что из-за относительно больших уровней мощности при высоких пиковых значениях токов и напряжений, надежность телевизора в значительной степени зависит от надежности системы горизонтальной развертки.

До недавнего времени полупроводниковые варианты схем развертки по существу создавались по принципу простой замены ламп транзисторами. Это был естественный подход, который привел к появлению мощных транзисторов с хорошо развитой технологией производства и низкой стоимостью. Однако теперь ясно, что исходный вариант, ориентированный на копирование свойств ламповой системы, обладал присущим ему дефектом — форма тока, втекающего в отклоняющую катушку, сильно зависела от работы активных элементов. Именно поэтому даже дешевая модель черно-белого телевизора имела так много регулировок на задней стороне приемника.

Система горизонтальной развертки, показанная на рис. 5.7, использует тиристоры вместо мощных транзисторов, и формирует отклоняю-

щий ток, форма и временная привязка которого зависят главным образом от пассивных компонент. Активными элементами являются *ITR* (Integrated Thyristor and Rectifier), комбинация тиристора и диода. Они были созданы после того, как анализ тиристорных инверторов показал необходимость использования диода, ограничивающего обратный выброс в таких схемах. Появление такого прибора привело не только к сокращению производственных издержек при изготовлении телевизоров, но также уменьшило вредные последствия индуктивности соединительных проводов. (Схему, изображенную на рис. 5.7, можно реализовать, используя отдельные тиристоры и диоды с малым временем восстановления, если соединительные провода сделать короткими. Именно так были сделаны многие телевизоры до появления *ITR*.)

Мы не будем раскрывать многие тонкости работы этой схемы; если хотите узнать больше подробностей, то Вам следует обратиться к специализированным монографиям по телевизионной технике. Тем не менее, основные моменты, характеризующие работу этой системы развертки, будут рассмотрены. Одной из интересных особенностей схемы на рис. 5.7 является ее простота по сравнению с прошлыми системами горизонтальной развертки.

Чтобы яснее представить, что происходит в схеме, обратимся к упрощенному варианту, показанному на рис. 5.8. Его можно представить или с отдельными тиристорами и выпрямительными диодами, или с *ITR* приборами. Одна комбинация тиристор-диод обозначена как *коммутационный переключатель*, а другая подобная комбинация названа *переключателем прямого хода*. Переключатель прямого хода формирует ток пилообразной формы, который перемещает электронный луч горизонтально вдоль экрана кинескопа. Как можно понять из названия, коммутационный переключатель участвует в формировании состояния «выключено», то есть длительности обратного хода.

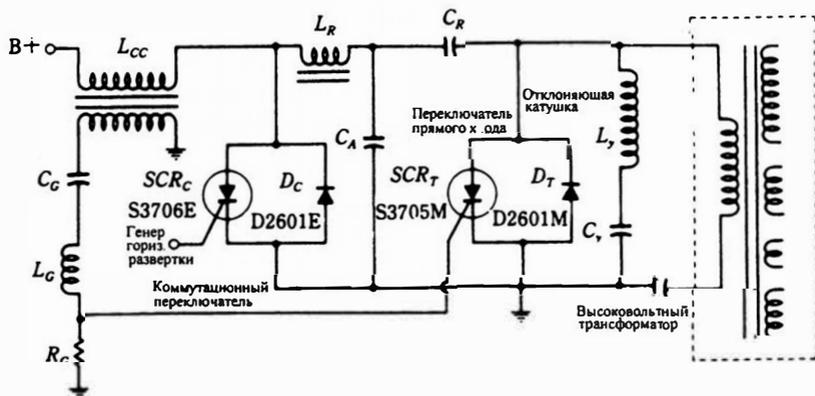


Рис. 5.8. Упрощенная схема блока горизонтальной развертки. RCA Solid State Div.

Последовательность событий, протекающих в катушке горизонтальной развертки, показана на рис. 5.9. Изображены только те элементы схемы, которые участвуют в формировании каждой части сигнала. Пилообразный ток, приводящий в движение световое пятно вдоль экрана, обозначен через i_y . Этот сигнал должен быть линейен и иметь определенную скорость нарастания. Частота повторения пилообразных сигналов определяется частотой импульсов, поступающих от генератора горизонтальной развертки (15750 Гц для черно-белого телевизора, 15734 Гц для цветного).

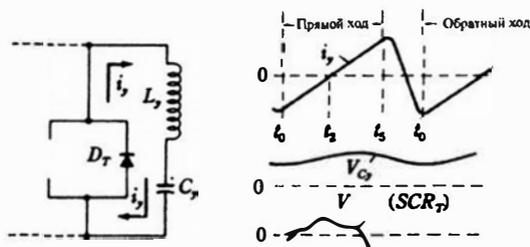
При анализе схемы следует помнить, что диоды становятся проводящими, когда к ним приложено напряжение прямого смещения и, что тоже самое, справедливо для тиристоров при условии, что на управляющий электрод подан запускающий импульс. Обратите внимание, что стрелки направления тока на рис. 5.9 указывают техническое направление тока, от плюса к минусу.

Пилообразный участок, соответствующий прямому ходу луча, является результатом колебания в контуре, образованном катушкой индуктивности L_y и конденсатором C_y . Участок обратного хода пилообразного сигнала является, прежде всего, результатом колебательного процесса в контуре, состоящем из катушки индуктивности L_R и конденсатора C_R . Оба колебательных процесса ограничены начальной частью цикла, то есть не предусмотрена возможность появления незатухающих колебаний.

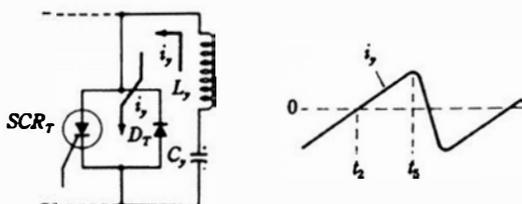
Как часто бывает, когда действие причинно-следственных связей приводит к некоторому результату, удобно считать, что схема уже работает. Если это так, то первая половина пилообразного сигнала, определяющего прямой ход, то есть от t_0 до t_2 , вызвана проводимостью диода D_T в переключателе прямого хода. Это показано на рис. 5.9А, где тиристор SCR_T удален, потому что между его анодом и катодом приложено обратное напряжение и, следовательно, он не пропускает ток.

В связи с прохождением сигнала в момент времени t_2 через нуль, естественно принять, что вторая половина пилообразного сигнала прямого хода является результатом протекания тока через тиристор SCR_T (рис. 5.9В). Однако это не совсем так. Если бы это было справедливо, то диод D_T был бы удален из этой схемы. До достижения момента времени t_3 происходит дополнительное событие. Из-за него в заключительный период пилообразного сигнала ток отводится в цепь тиристора SCR_C , и диод D_T снова проводит. Однако на этот раз диод D_T не обеспечивает путь току через катушку.

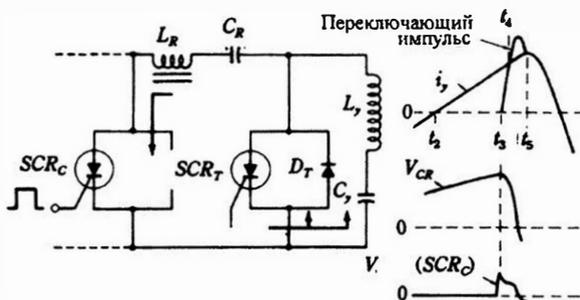
Эта ситуация поясняется рисунком 5.9С, где показан путь тока в течение временного интервала $t_3 - t_5$. «Событие», упоминавшееся в предыдущем абзаце, является запуском тиристора SCR_C сигналом от генератора горизонтальной развертки. Цель этого запуска состоит в том, чтобы переключить (закрыть) тиристор SCR_T . Естественно, что переключающий импульс должен появиться в момент времени t_3 , то есть до окончания пилообразного сигнала в момент времени t_5 . Это мера необходима для того, чтобы



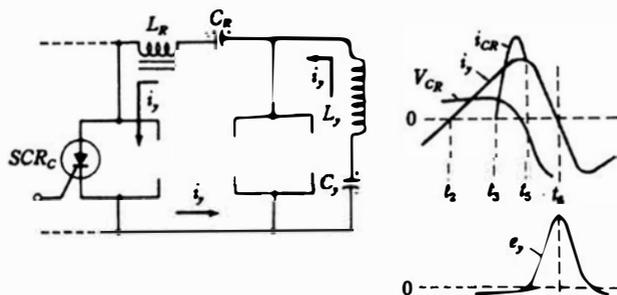
(A) Первая половина прямого хода развертки



(B) Вторая половина прямого хода развертки

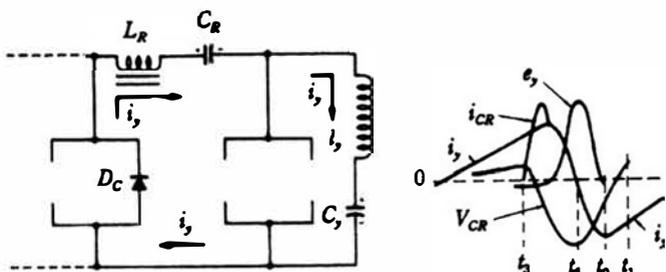


(C) Запуск процесса обратного хода развертки



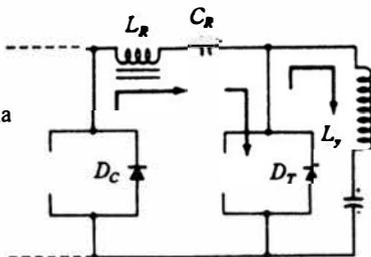
(D) Первая половина обратного хода развертки

Рис. 5.9. Эквивалентные схемы и формы колебаний для схемы горизонтальной развертки. RCA Solid State Div.

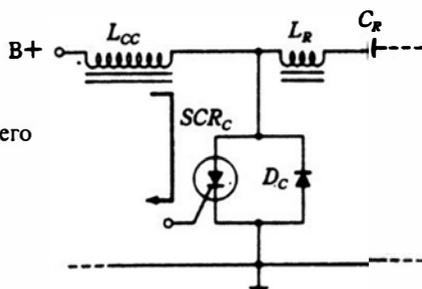


(E) Последняя половина обратного хода развертки

(F) Переход от обратного хода развертки к прямому



(G) Путь тока, протекающего через дроссель



(H) Восстановление тиристора SCR_T, перезаряд конденсатора C_R

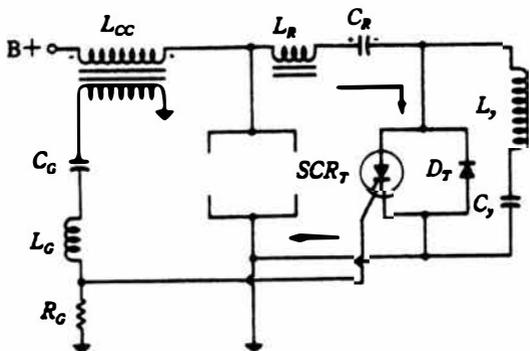


Рис. 5.9. (продолжение) Эквивалентные схемы и формы колебаний для схемы горизонтальной развертки. RCA Solid State Div.

обеспечить время, необходимое для восстановления тиристора прежде, чем на него снова будет подано прямое напряжение. И оказывается, что ток прямого хода развертки от момента t_0 до момента t_3 достаточно линеен и точен, несмотря на «заключительное» изменение пути тока.

Последовательность событий, описанных выше, приводит к коммутации тиристора SCR_T вместе с откачкой энергии, запасенной в катушке индуктивности. Теперь начинается обратный ход. Первая половина обратного хода (интервал от t_3 до t_6) происходит так, как показано на рис. 5.9D. Тиристор в коммутирующем переключателе SCR_C , предварительно включенный в момент времени t_3 , остается проводящим, обеспечивая изображенный путь тока. Теперь длительность пилообразного сигнала определяет резонансной частотой колебательного контура, состоящего из L_R , C_R и L_y . Соответственно, интервал от t_3 до t_6 намного короче чем, например, длительность пилообразного сигнала прямого хода от t_0 до t_3 . (Это связано с тем, что емкость конденсатора C_y намного больше, чем емкость конденсатора C_R и влияние C_y на частоту последовательного резонанса пренебрежимо мало.)

Вторая половина цикла обратного хода (рис. 5.9E) протекает в интервале между t_6 и t_0 . Показанная ситуация может рассматриваться как продолжение процесса, начало которого показано на рис. 5.9D. Когда в момент времени t_6 сигнал обратного хода пересекает уровень нуля, путь тока изменяется, он течет теперь не через SCR_C , а через D_C . Это происходит из-за изменения полярности, при котором к тиристоры SCR_C оказывается приложенным обратное смещение, а к диоду D_C — прямое смещение.

Поскольку участок пилообразного сигнала обратного хода от t_6 до t_0 завершает отклонение луча, имеет место ситуация, показанная на рис. 5.9F. В момент времени t_0 происходит переключение обратного хода на прямой. В течение относительно короткого времени проводят оба диода и D_C , и D_T . Затем, то есть в начале пилообразного сигнала прямого хода от t_0 до t_2 ситуация снова возвращается к состоянию, описанному ранее (рис. 5.9A).

События, разбитые на четыре временных интервала и изображенные на рис. 5.9, объясняют формирование пилообразного тока. Каждый интервал, как мы видели, характеризуется уникальной комбинацией проводящих и непроводящих переключающих элементов. Однако система не является автоколебательной. Чтобы установить циклический характер работы, в дополнение к рассмотренным цепям необходимо рассмотреть и другие цепи.

На рис. 5.9D, 5.9E и 5.9F можно увидеть, что через дроссель L_R в течение всего интервала обратного хода (от t_3 до t_0) течет ток. В течение одной половины этого временного интервала ток дросселя L_R течет через SCR_C , а в течение второй половины — через D_C . В результате энергия хранится в виде магнитного поля дросселя L_R . Когда в момент времени t_0 пилообразный сигнал обратного хода завершается, коммутационный переключатель (тиристор SCR_C и диод D_C) выключается. Магнитное поле дросселя L_R исчезает, вызывая напряжение противоэдс, которое заряжает конденсатор C_R . Этот процесс заряда продолжается в течение прямого хода до момента t_4 . Таким образом, энергия, необходимая для форми-

рования нового пилообразного сигнала обратного хода от t_5 до t_0 , заранее накоплена в конденсаторе C_R . Если бы этой энергии не было, то работа схемы просто прекратилась бы в конце пилообразного сигнала прямого хода в момент времени t_5 .

Чтобы объяснить формирование периодически повторяющегося тока пилообразной формы следует описать еще один механизм работы схемы. На рис. 5.9Н цепь управляющего электрода тиристора SCR_T показана соединенной с вторичной обмоткой заряжающей катушки индуктивности L_{CC} . Благодаря этому соединению, тиристор SCR_T подготовлен для включения в тот момент времени t_2 , когда между анодом и катодом появляется прямое напряжение. Это ситуация поясняется рисунками 5.9А и 5.9В. В частности сигнал, присутствующий на управляющем электроде V_{GATE} , показан на рис. 5.9А. Без этого возвращения тиристора SCR_T в исходное состояние работа схемы прекратилась бы в момент t_2 .

Формирование высоковольтного постоянного напряжения основано на использовании кратковременного пилообразного сигнала обратного хода развертки от момента t_5 до момента t_0 . Импульсы наведенной противо-эдс, появляющиеся на вторичной обмотке высоковольтного трансформатора имеют намного более высокий уровень напряжения, чем он был бы в случае возбуждения первичной обмотки синусоидальным сигналом. Как показано на рис. 5.7, еще больший уровень достигается с помощью умножителя постоянного напряжения, в данном случае утроителем напряжения. Система горизонтальной развертки, описанная выше, в той мере, в какой это касается высоковольтной цепи постоянного тока, является в прямом смысле преобразователем напряжения обратного хода. Часто высоковольтная цепь постоянного тока связана со стабилизатором напряжения, чтобы стабилизировать размер и яркость изображения при изменении таких переменных факторов как температура и напряжение сети.

Проблесковая лампа с регулируемым временем свечения и паузы

Примером удачного применения инверторов являются проблесковые лампы, которые широко используются в автомобилях, самолетах и на морском транспорте в качестве сигналов, предупреждающих об опасности. Схема, показанная на рис. 5.10, универсальна, поскольку время включения и выключения можно регулировать независимо. Триггер с конденсаторным переключением, выполненный на тиристорах $SCR1$ и $SCR2$, по существу является инвертором с внешним возбуждением. Возбуждение осуществляется запускающими импульсами, снимаемые с резистора $R5$, которые генерируются с помощью однопереходного транзистора $Q1$. Хотя такой тиристорный триггер, управляемый RC генератором, может показаться простым, даже примитивным, схема переключения этой мигающей лампы имеет некоторые интересные тонкости и сложности.

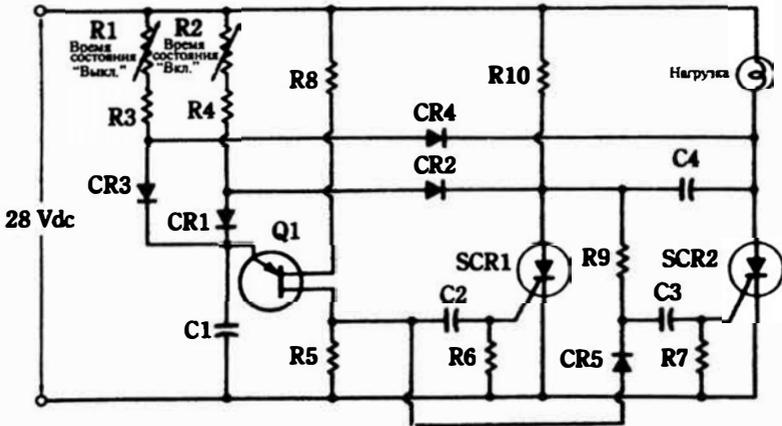


Рис. 5.10. Проблесковая лампа с регулируемым временем свечения и паузы. General Electric Semiconductor Products Dept.

Например, необходимо, чтобы при включении проблесковой лампы запускаясь только один тиристор. Это требование обеспечивается цепью, составленной из $R9$, $C3$ и $CR5$. Без нее вначале мог бы включиться или один или оба тиристора. Однако когда включается постоянное напряжение, положительным становится напряжение на аноде тиристора $SCR1$ и на катоде диода $CR5$ (через $R9$). Таким образом, диод $CR5$ смещен в обратном направлении и не пропускает запускающие импульсы к тиристорам $SCR2$. С другой стороны, в момент появления первого импульса, сформированного транзистором $Q1$, существуют благоприятные условия для запуска тиристора $SCR1$. Следовательно, $SCR1$ включается, заряжая при этом конденсатор $C4$ через лампу. Обратите внимание, что пластина конденсатора $C4$, подключенная к аноду тиристора $SCR2$, становится положительно заряженной, в то время как другая пластина имеет потенциал почти равный нулю. Это состояние предшествует переключению тиристора $SCR1$, которое происходит с включением тиристора $SCR2$.

Включение тиристора $SCR1$ изменяет состояние двух других цепей: снимается обратное смещение диода $CR5$, и невозможен заряд конденсатора $C1$ через резисторы $R2$ и $R4$, поскольку диод $CR2$ смещен в прямом направлении. Следовательно, конденсатор $C1$ начинает свой цикл заряда через $R1$, $R3$, $CR3$. Задержка, или время «выключенного» состояния (пока напряжение на конденсаторе $C1$ не достигнет величины, необходимой для запуска генератора на транзисторе $Q1$) устанавливается с помощью резистора $R1$. Когда генератор формирует следующий импульс, состояние триггера способствует запуску тиристора $SCR2$. При включенном тиристором $SCR2$ происходит разряд переключающего конденсатора $C4$ через тиристор $SCR1$, вследствие чего он выключается. В свою очередь образуется новый путь заряда времязадающего конденсатора $C1$: диод $CR4$, смещенный теперь в прямом направлении, шунтирует цепь

заряда через $R1$ и $R3$, а конденсатор $C1$ заряжается через $R2$, $R4$, и $CR1$. Время «включенного» состояния устанавливается резистором $R2$.

Следующий запускающий импульс меняет проводящее состояние тиристорного триггера, и описанный порядок действия периодически повторяется. Список параметров элементов для этой схемы приведен в таблице 5.1.

Таблица 5.1. Список элементов для схемы на рис. 5.10.

$R1, R2$ — 500 кОм линейный потенциометр
$R3, R4$ — 750 кОм, 1/2 Вт
$R5$ — 100 Ом, 1/2 Вт
$R6, R7$ — 1 кОм, 1/2 Вт
$R8$ — 270 Ом, 1/2 Вт
$R9$ — 4,7 кОм, 1/2 Вт
$R10$ — 250 Ом, 1/2 Вт
$C1$ — 0,47 мкФ, 50 В
$C2, C3$ — 0,22 мкФ, 50 В
$C4$ — 4 мкФ, 50 В неполярный
$Q1$ — GE 2N2646 однопереходный транзистор
$SCR1, SCR2$ — GE A14F
Нагрузка — GE 50 С 1,4 А лампа

Проблесковая лампа, использующая тиристор с управляемым выключением

Тиристоры с управляемым выключением существуют уже несколько лет. Однако их применение было несколько ограничено из-за малой мощности и некоторого недоверия к их надежности. Наличие управляемого выключения желательно потому, что оно придает инверторам и сопутствующим схемам коммутации такие свойства, как простота, дешевизна, гибкость в работе, и освобождает от проблем, связанных с процессом коммутации.

Полупроводниковая технология добивается все больших и больших успехов в развитии этих приборов. Еще несколько лет назад их мощности были более или менее ограничены, а теперь имеются тиристоры с управляемым выключением (*GTO*-тиристоры), которые могут переключить мощность больше киловатта, имея КПД выше 95 процентов при частоте 20 кГц. Эти приборы включаются так же, как стандартные тиристоры. Однако воздействие отрицательного управляющего импульса, имеющего амплитуду 70 В относительно катода, закрывает их. В этих приборах устанавливается как включенное, так и выключенное состояние.

Хорошим способом поближе познакомиться с этим прибором являются эксперименты со схемой проблесковой лампы, показанной на рис.

5.11. Эта схема может управлять 1-киловаттной лампой накаливания, работающей от источника постоянного напряжения 220 В. Оценить надежность этих приборов можно представляя величину начального броска тока, сопровождающего подачу напряжения на такую нагрузку.

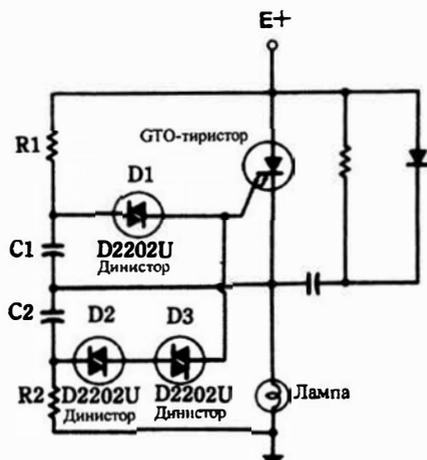


Рис. 5.11. Проблесковая лампа, использующая тиристор с управляемым выключением. RCA Solid State Div.

Эту мигающую лампу хорошо использовать для таких целей как реклама и демонстрации. Так как лампа, работающая с таким уровнем мощности, дает интенсивное освещение, вероятно, ее целесообразно использовать в качестве лампы аварийной сигнализации при опасных ситуациях.

Когда схема подключается к источнику постоянного напряжения, времязадающий конденсатор $C1$ начинает заряжаться. Когда напряжение достигает уровня пробоя динистора $D1$, GTO -тиристор открывается, и лампа, играющая роль нагрузки, оказывается под напряжением. Теперь напряжение на конденсаторе $C2$ повышается до тех пор, пока не достигнет величины напряжения пробоя динисторов $D2$ и $D3$. Результирующее напряжение импульса, прикладываемого вследствие этого к управляющему электроду относительно катода GTO -тиристора, равно примерно -70 В. При этом тиристор выключается и ток через нагрузку не течет. Затем цикл повторяется. Емкость конденсаторов $C1$ и $C2$ может быть примерно равна $0,47$ мкФ, сопротивления резисторов $R1$ и $R2$ можно первоначально принять около $6,8$ МОм. В демпфирующей цепи используется резистор 100 Ом и конденсатор $0,1$ мкФ.

Схема «бегущий огонь» с независимыми задержками в каскадах

Лампы «бегущий огонь» отличаются от мигающей лампы тем, что одна из ламп в цепочке остается включенной до тех пор, пока не включится

следующая лампа. Когда гасится последняя лампа, цепь готова для повторения последовательных включений. В световой рекламе это создает эффект движения символа или изображения. Автомобильные указатели поворота, использующие лампы «бегущий огонь», способны привлечь больше внимания, чем простые мигающие лампы. Раньше «бегущий огонь» реализовывался механическими методами коммутации. Такие устройства были достаточно просты, но отличались низкой надежностью. Переключать «холодные» лампы накаливания через короткие интервалы времени не всегда просто. Эти трудности можно преодолеть, используя полупроводниковую электронную схему.

На рис. 5.12 изображен простой, но эффективный способ соединения любого числа каскадов для построения схемы «бегущий огонь» с автоматической установкой в исходное состояние. Каждый каскад состоит из программируемого однопереходного транзистора (*POT*-транзистор) и тиристора. *POT*-транзистор работает подобно однопереходному транзистору (*UJT*), но имеет важное преимущество перед ним состоящее в том, что его собственное напряжение выключения, в отличие от однопереходного транзистора, устанавливается с помощью пары резисторов. На рис. 5.12 показано такое соединение резисторов, имеющих сопротивления 100 кОм и 200 кОм, подключенных к анодному управляющему электроду первого транзистора *D13T1*. Можно сказать, что резисторы определяют пиковое напряжение V_p этого транзистора. Следует напомнить, что V_p является «эмиттерным» напряжением, при котором переключается однопереходный транзистор.

Несмотря на аналогию между двумя приборами, по своей структуре *POT*-транзистор полностью отличается от однопереходного транзистора. *POT*-транзистор это фактически тиристор, в котором в качестве управляющего используется анодный управляющий электрод, вместо катодного управляющего электрода. Удивительно, что *POT*-транзистор обычно можно заменить однопереходным транзистором, не забывая при этом, что их внутренние структуры различны. Например, *POT*-транзисторы на рис. 5.12 включены в схемы релаксационных генераторов. В каждом каскаде *RC*-цепь аналогична цепи заряда стандартных генераторов на однопереходных транзисторах и состоит из резистора *R* и конденсатора емкостью 0,1 мкФ.

Предположим, что на схему подано напряжение 12 В от батареи. Конденсатор емкостью 0,1 мкФ в первом каскаде начинает заряжаться и, когда напряжение на нем достигает достаточной величины, *POT*-транзистор *D13T1* включается. В результате этого включается тиристор *C106F*, и лампа накаливания первого каскада начинает светить. С этого момента начинается заряд конденсатора емкостью 0,1 мкФ второго каскада. Соответственно, второй каскад, в конце концов, становится активным также, как это описано для первого каскада. Процесс развивается от одного каскада к другому. Обратите внимание, что последний каскад вместо лампы включает реле *K1*. Когда включается последний каскад, то реле на мгновение разрывает цепь источника постоянного напряжения, вследствие чего все каскады возвращаются в состояние «выключено». Из-за этого реле *K1* выключается само, и через нормально замкнутые

контакты постоянное напряжение батареи снова появляется на схеме. Затем конденсатор емкостью 0,1 мкФ первого каскада начинает новый цикл заряда, и вся последовательность событий повторяется.

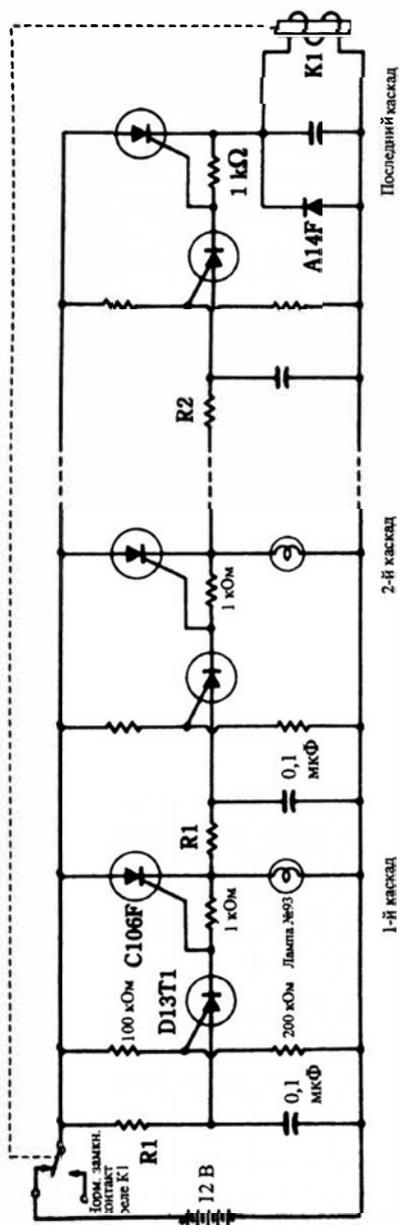


Рис. 5.12. Схема «бегущий огонь» с независимыми задержками в каскадах.

Обратите внимание, что включение одного каскада не влияет на состояние предыдущего каскада. Если требуется, то временной интервал каждого каскада можно выбрать независимо. Другим свойством этой схемы является по существу независимость временного интервала от напряжения батареи. Это связано с тем, что напряжение запуска *PUT*-транзистора равно фиксированной части напряжения, приложенного к транзистору. В частности, эти приборы включаются при напряжении V_p , определяемом выражением:

$$V_p = \frac{E \times R_A}{R_A + R_B},$$

где:

V_p — пиковое напряжение (включения),

E — постоянное напряжение, приложенное к резисторам цепи запуска,

R_A и R_B — резисторы в цепи запуска.

На рис. 5.12 $R_A = 220$ кОм, $R_B = 100$ кОм и $E = 12$ В.

Тиристорный инвертор синусоидальных колебаний

Тиристорный инвертор, показанный на рис. 5.13, способен генерировать синусоидальные колебания высокой мощности. Современные тиристоры позволяют работать на частотах до 30 кГц и выше. Если преобладает активная нагрузка, то коммутация становится надежной. Генератор на однопереходном транзисторе регулируется так, чтобы получить на выходе колебание, максимально близкое к синусоидальному. Это происходит на частоте, определяемой *LC*-цепью, но не на резонансной частоте, равной $1 / (2\pi LC)$, как у резонансного усилителя.

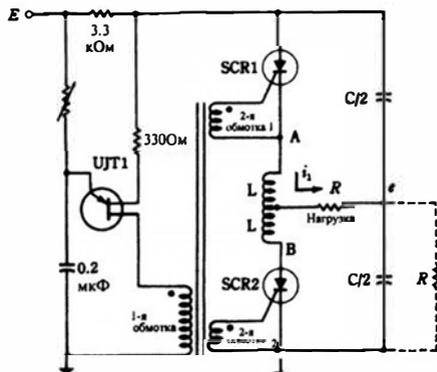


Рис. 5.13. Тиристорный инвертор напряжения синусоидальной формы. General Electric Semiconductor Products Dept.

В связи с тем, что для переключения обоих тиристорov используется один релаксационный генератор на однопереходном транзисторе и из-за соответствующей фазировки обмоток импульсного трансформатора, следует, что оба тиристора получают импульсы запуска одновременно. Поскольку невелика вероятность того, что в обоих тиристорах одновременно начнут линейно с одинаковой скоростью нарастать токи, можно предположить, что в одном из них процесс будет развиваться активнее, чем в другом. Допустим, что тиристор $SCR1$ реагирует на запускающий импульс раньше, чем тиристор $SCR2$. Если это так, то ток i_1 будет протекать в той половине катушки индуктивности, которая включена в цепь тиристора $SCR1$ (техническое направление тока i_1 показано на рис. 5.13). Из-за наличия индуктивной связи между половинами обмоток, на второй половине катушки индуктивности появляется напряжение, создающее обратное смещение тиристора $SCR2$. Таким образом, тиристор, который включается быстрее, в нашем случае $SCR1$, тотчас, устанавливает такое состояние схемы, при котором только он может реагировать на первый запускающий импульс.

Включение $SCR1$ приводит к тому, что нижний конденсатор $C/2$ начинает заряжаться от источника постоянного напряжения. Но это вызывает обратное смещение тиристора $SCR1$, вследствие чего через некоторое время он выключается. К следующему запускающему импульсу в состоянии благоприятном для запуска находится тиристор $SCR2$. Это утверждение справедливо потому, что напряжение в точке B становится положительным благодаря действию автотрансформатора, когда тиристор $SCR1$ выключен. Таким образом, происходит попеременное включение и выключение двух тиристорov, с включением одного тиристора всегда создаются условия для выключения другого.

Частоту переключения можно определить из выражения:

$$f \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}}.$$

Частота f равна частоте колебаний при ударном возбуждении контура, если в схеме созданы условия для свободных колебаний между запускающими импульсами. Эта частота отличается от частоты, определяемой выражением $1 / (2\pi(LC)^{1/2})$ для колебательных контуров, добротность которых намного выше единицы. В параллельных резонансных контурах, имеющих низкую добротность, частота сильно зависит от сопротивления в контуре. Обозначение конденсаторов в виде $C/2$ является некоторой уловкой, используемый для того, чтобы упростить математическое описание резонансного контура.

На рис. 5.13 показано, что нагрузка R может быть подключена к одному из конденсаторов резонансного контура. В этом случае точка e должна быть соединена с отводом от центра катушки индуктивности.

При первом способе подключения нагрузки, сопротивление нагрузки может изменяться от нуля до некоторой максимальной величины. Недостаточное сопротивление нагрузки будет демпфировать резонансный контур и вследствие этого нарушать правильную коммутацию тиристорov.

При втором методе подключения нагрузки (подключение R показано пунктирной линией), сопротивление нагрузки может быть от бесконечности до некоторой минимальной величины. Теперь малое сопротивление нагрузки будет демпфировать резонансный контур и вследствие этого нарушать коммутацию тиристоров.

Удобный способ добиться синусоидального выходного напряжения состоит в наблюдении за изменением формы напряжения на нагрузке. Сначала устанавливается очень низкая частота генератора на однопереходном транзисторе. Импульсы выходного напряжения будут появляться разнесенными один от другого, но по мере повышения частоты запускающих импульсов они приближаются друг к другу. Частоту запускающих импульсов нужно установить такой, которая дает наилучшее приближение к идеальной форме синусоидального напряжения на нагрузке.

1-киловаттный инвертор синусоидальных колебаний с частотой 10 кГц

Хотя схема, изображенная на рис. 5.14, имеет внешнее сходство со схемой на рис. 5.13, работают они совершенно различно. Отличительной чертой этой схемы являются «отвод от середины» источника постоянного напряжения и диоды с малым временем восстановления, включенные встречно-параллельно тиристорам. Обычно в инверторе этого типа используются два источника питания. Однако на рис. 5.14 роль отвода от середины источника питания играют два конденсатора емкостью по 50 мкФ. Динамически (на частоте 10 кГц) эти конденсаторы формируют эквивалент отвода от центра источника питания или двуполярный источник питания. Для дальнейшего описания полезно обратиться к осциллограммам, приведенным на рис. 5.15.

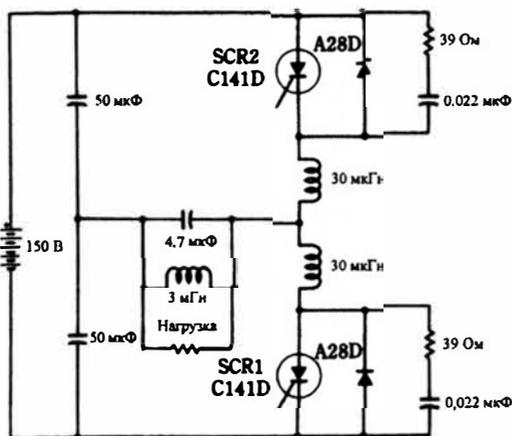
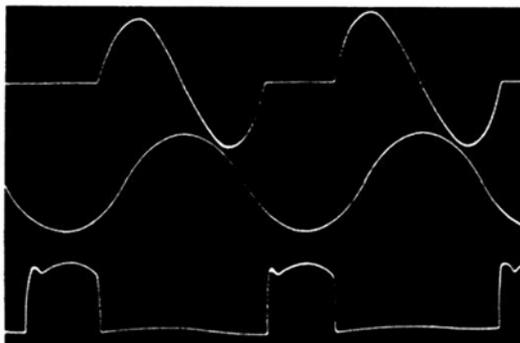


Рис. 5.14. 1-киловаттный инвертор синусоидальных колебаний с частотой 10 кГц. General Electric Semiconductor Products Dept.



Верхняя осциллограмма: Ток тиристора и диода
 Средняя осциллограмма: Напряжение на нагрузке
 Нижняя осциллограмма: Напряжение на тиристоре *SCR1*

Рис. 5.15. Осциллограммы сигналов в инверторе, схема которого приведена на рис. 5.14.

В этой схеме сигналы запуска поступают поочередно, а не одновременно, как в схеме на рис. 5.13. Предположим, что тиристор *SCR1* включен. Это приводит к заряду конденсатора резонансного контура, имеющего емкость 4,7 мкФ, почти до удвоенного напряжения питания. Поскольку ток конденсатора имеет колебательный характер (из-за наличия индуктивности 30 мкГн, подключенной через тиристор *SCR1*), спустя некоторое время он изменяет направление и течет через диод, включенный параллельно тиристору *SCR1*. В результате к этому тиристору оказывается приложенным выключающее напряжение. Обратите внимание, что один запускающий импульс сформировал половину периода переменного напряжения. В первую четверть этого периода проводит тиристор *SCR1*, а во вторую четверть проводит диод.

Затем открывается тиристор *SCR2*, и в верхней половине схемы происходят процессы, подобные тем, что вызваны запуском тиристора *SCR1*. Однако теперь токи и напряжения имеют обратные полярности. Таким образом, если выбрана соответствующая частота запускающих импульсов, то формируются непрерывные, без разрывов колебания. Оказывается, что достаточно хорошая форма синусоидального напряжения получается при отношении резонансной частоты к частоте запускающих импульсов равном 1,35:1.

Катушка с индуктивностью 3 мГн на рис. 5.14 включена для имитации первичной обмотки выходного трансформатора. Такой трансформатор мог бы использоваться для изоляции и/или согласования сопротивления нагрузки. Величина индуктивности не критична, но считается, что если выбрать ее примерно в сто раз больше индуктивности резонансного контура, то в этом случае достигается компромисс между стоимостью и некоторыми проблемами возникающими при слишком малой индуктивности. *RC*-цепи, включенные параллельно тиристорам являются демпфирующими цепями, замедляющими скорость изменения напряжения

при переходных процессах, что предотвращает ложные запуски. Диоды в этой схеме обязательно должны иметь малое время восстановления. Этот инвертор позволяет очень хорошо регулировать напряжение и очень надежен при работе с реактивными нагрузками.

Преобразователь частоты с логическим управлением

Строго говоря, преобразователь частоты не является ни инвертором, ни преобразователем напряжения. В то время как инвертор имеет постоянное напряжение на входе и переменное напряжение на выходе, а преобразователь переводит постоянное напряжение в переменное и затем снова в постоянное, преобразователь частоты, имея на входе переменное напряжение, дает на выходе тоже переменное напряжение, но другой (более низкой) частоты. Практически, функции этих трех типов схем часто перекрываются и, следовательно, преобразователь частоты попадает в область наших интересов.

Базовая схема однофазного преобразователя частоты показана на рис. 5.16. В зависимости от логических сигналов коммутации, прикладываемых к управляющим электродам тиристоров, можно получить различные режимы работы. Кроме «плавающих» управляющих электродов, два дополнительных фактора способствует гибкости этой схемы. Один из них — автокоммутация тиристоров (потому что они включены в цепь источника переменного напряжения). Другой появляется благодаря наличию *переключателя, срабатывающего при нулевом напряжении*, связанного с логической схемой. По существу, становится возможным переключение при нулевом напряжении для поступающих полупериодов силовой сети переменного напряжения, которые будут выделены и впоследствии преобразованы в другую форму — более низкой частоты. Переключение при нулевом напряжении и логика запуска делает возможным использование этих полупериодов в качестве «строительных блоков».

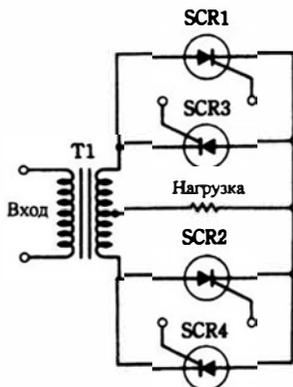


Рис. 5.16. Базовая схема однофазного преобразователя частоты.
International Rectifier Corp.

Блок-схема преобразователя частоты с логическим управлением показана на рис. 5.17. Переключение при нулевом напряжении гарантирует, что последовательность запускающих импульсов будет синхронизирована с частотой электрической сети. Логическая схема представляет собой программируемый счетчик. Обычно выгодно подавать на вход преобразователя высокую частоту — от нескольких сотен и, по крайней мере, до нескольких тысяч герц. Однако возможна работа с частотой сети 60 Гц, если требуются низкие частоты выходного напряжения, такие как 15, 20 и 30 Гц.

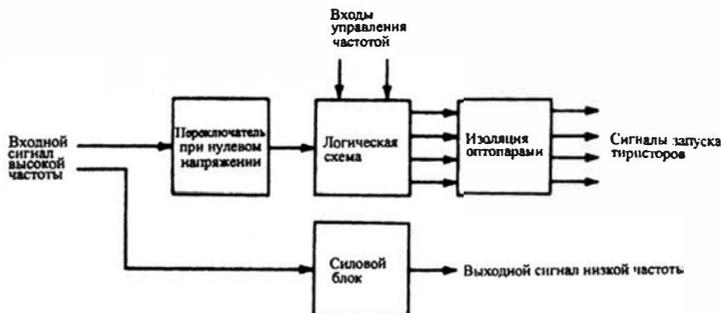


Рис. 5.17. Блок-схема преобразователя частоты с логическим управлением. International Rectifier Corp.

Базовая схема преобразователя частоты, измененная для работы с логической схемой запуска, показана на рис. 5.18. В этой схеме обеспечена изоляция между логическим блоком и силовым блоком. Кроме того, искусно обходится неудобное для работы требование, предъявляемое схемой запуска исходного преобразователя частоты, приведенного на рис. 5.16. В качестве источников I_1 , I_2 и I_3 на рис. 5.18 могут быть простые (но независимые) 9-вольтовые нерегулируемые источники постоянного напряжения, способные выдавать ток 150 мА.

Формы сигналов для трех различных частот выходного напряжения показаны на рис. 5.19, 5.20 и 5.21. В каждом случае числа, изображенные в выходных импульсах, указывают какой тиристор (рис. 5.18) включен для формирования этого импульса. Изображенные ниже четыре последовательности прямоугольных сигналов представляют собой сигналы запуска, вырабатываемые логической системой, которая изображена на рис. 5.22. Выходные частоты сигналов на рис. 5.19, 5.20 и 5.21 равны, соответственно, $1/2$, $1/3$ и $1/4$ от частоты входного напряжения. Хотя выходное напряжение имеет нужную периодичность, видно, что его форма сильно «корявая». В некоторых случаях может потребоваться простейшая фильтрация. Выходной фильтр может быть или низкочастотным, или полосовым. Обмотки электродвигателей вообще в значительной степени, если не полностью, обеспечивают необходимое сглаживание.

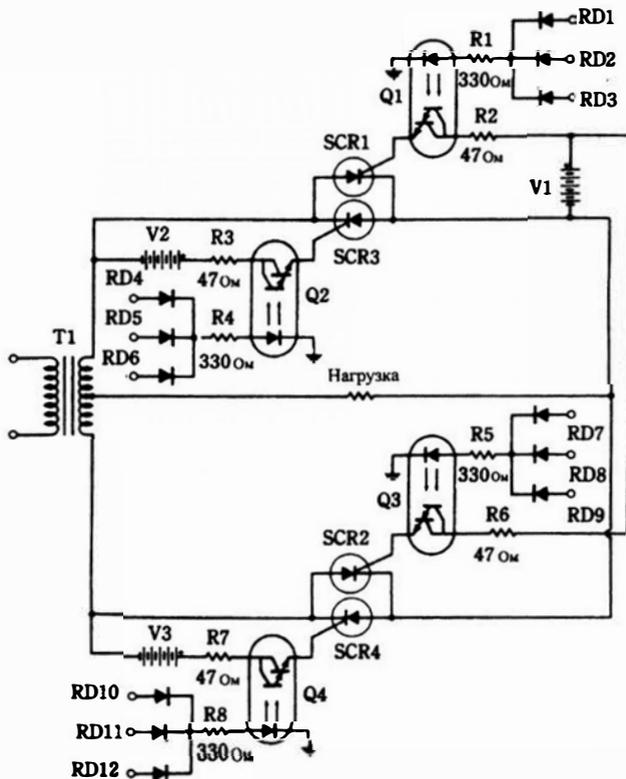


Рис. 5.18. Схема преобразователя частоты, модифицированная для работы с логической схемой запуска. International Rectifier Corp.

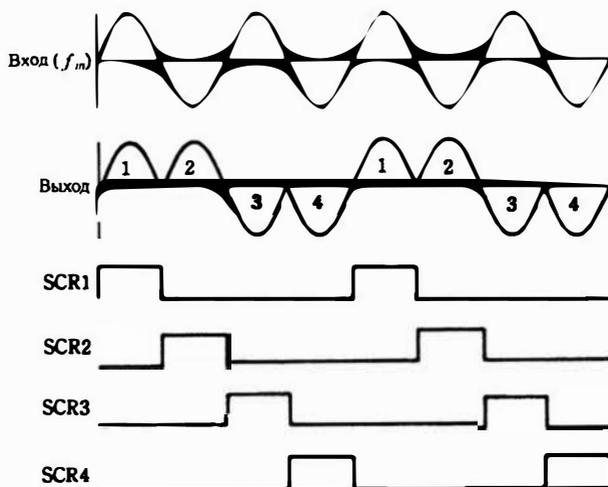


Рис. 5.19. Форма сигналов в преобразователе частоты при $f_{out} = 1/2 f_{in}$. International Rectifier Corp.

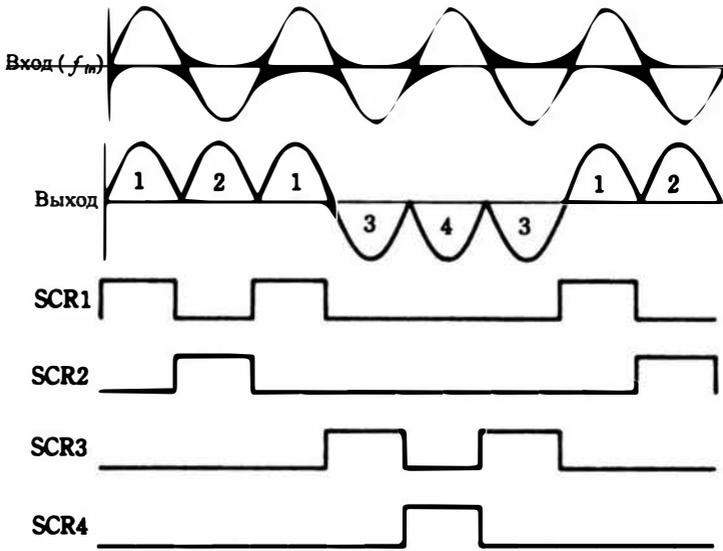


Рис. 5.20. Форма сигналов в преобразователе частоты при $f_{out} = 1/3 f_{in}$.
International Rectifier Corp.

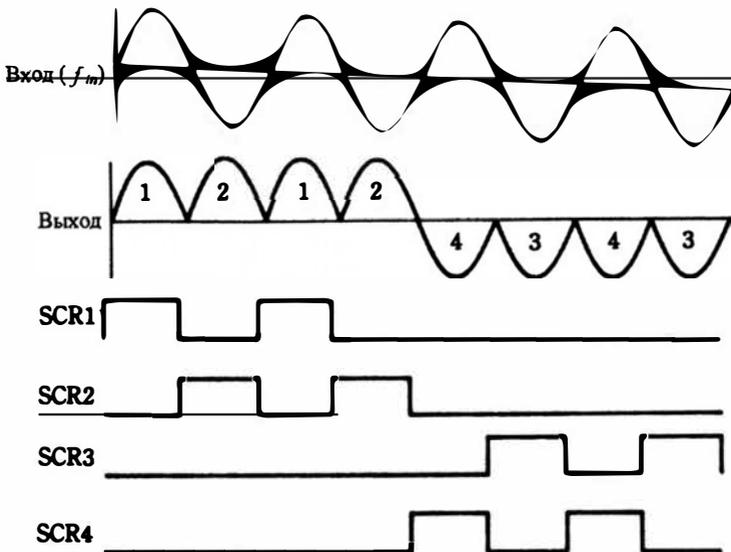
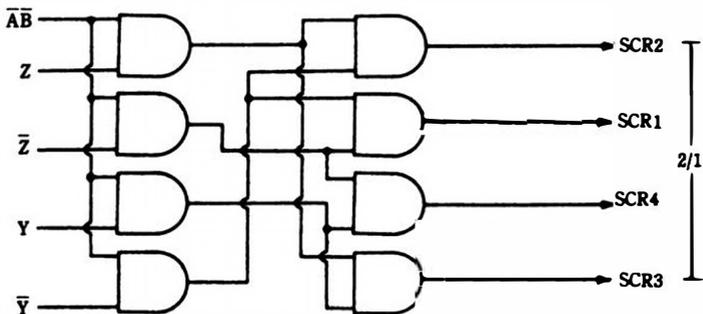
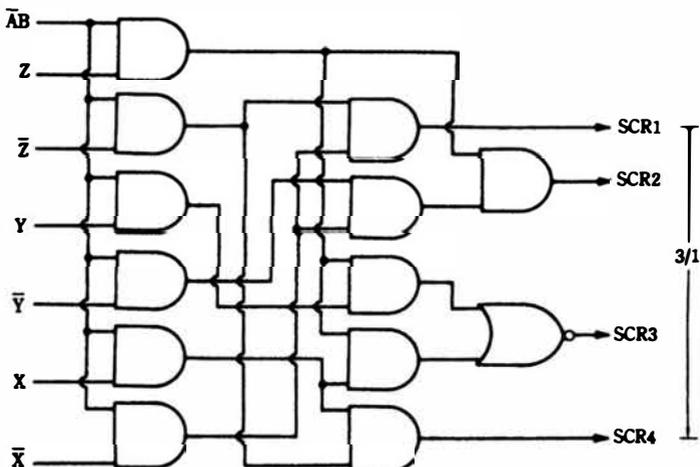
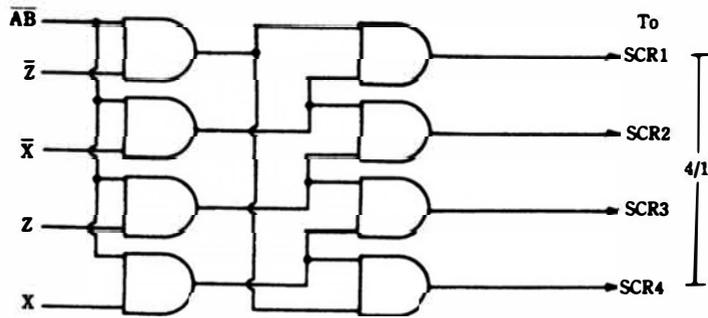
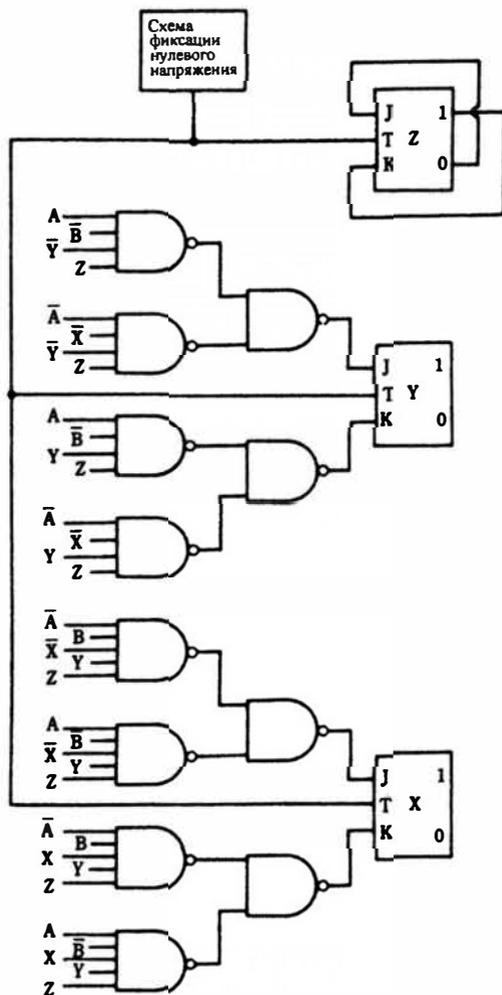


Рис. 5.21. Форма сигналов в преобразователе частоты при $f_{out} = 1/4 f_{in}$.
International Rectifier Corp.



(A) Схемы.

Рис. 5.22. Логическая схема для выбора одной из трех частот на выходе преобразователя частоты. International Rectifier Corp.



A	B	Модуль счета	Понижение частоты
0	1	4	2/1
0	1	6	3/1
1	0	8	4/1

(B) Набор команд

Рис. 5.22. Продолжение.

Программируемая логическая система, рассчитанная на получение напряжения трех частот, показана на рис. 5.22А. Она состоит по существу из схемы, фиксирующей прохождение напряжения через нуль, синхронного счетчика, и связанных с ними логических схем. Набор команд, определяющих выбор формата запускающих импульсов для преобразователя, имеющего три частоты выходного сигнала, приведен на рис. 5.22В.

Тиристоры с управляемым выключением (*GTO*-тиристоры) в инверторах

Схема инвертора, показанная на рис. 5.23, предназначена в основном для того, чтобы стимулировать интерес тех, кто склонен к экспериментам, и потому подробности этой схемы не рассматриваются. При использовании недавно разработанных *GTO*-тиристоров, этот инвертор имеет очень хорошее свойство — не требуется никаких специальных методов коммутации. Включение осуществляется положительным запускающим импульсом, как при обычном тиристоре. Выключение тиристора происходит при воздействии отрицательным импульсом с амплитудой около 70 В. Это свойство *GTO*-тиристоров позволяет не только избежать проблем коммутации, он удобен для управления с помощью логических схем, например, при использовании широтно-импульсной модуляции. Такой инвертор способен формировать выходной сигнал, имитирующий синусоидальное колебание с частотой выше 30 кГц. Полный к.п.д. может немного превышать 90 процентов. Для многих приложений, и особенно для инверторов, *GTO*-тиристор можно рассматривать как устройство, объединяющее лучшие свойства тиристоров и мощных транзисторов.

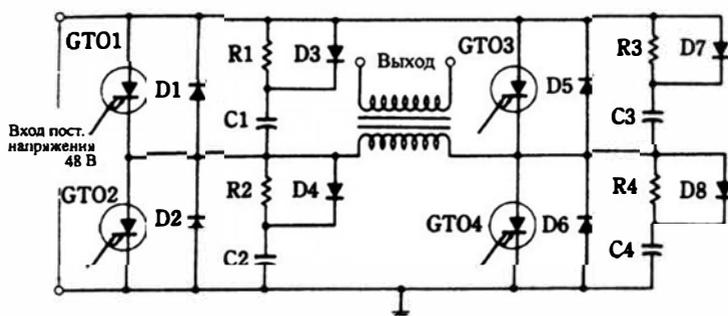
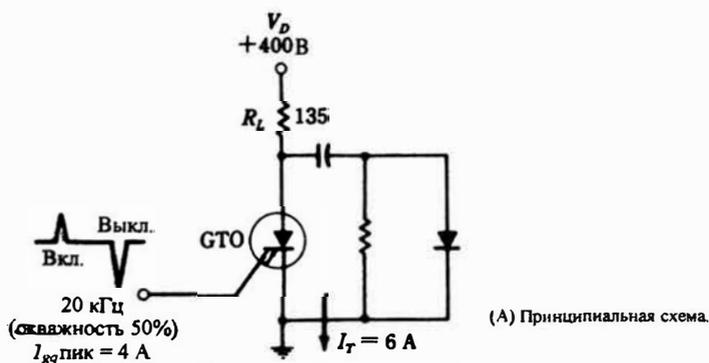


Рис. 5.23. Мостовая схема инвертора, использующего *GTO*-тиристоры. RCA Solid-State Div.

Для частот до 30 кГц в инверторах целесообразно применять *GTO*-тиристоры серии G5001 фирмы RCA. Для частот до 5 кГц, можно использовать серию 5002, а для 60 и 400 Гц — серию G5003. Там, где достаточно иметь *GTO*-тиристор с более низкой рабочей частотой, имеет смысл сэкономить в стоимости.

Некоторое понимание свойств ставших недавно доступными *GTO*-тиристоров, используемых в инверторах, можно получить, воспользовавшись рис. 5.24. Эту простую схему можно рассматривать как управляемый инвертор. Она очень похожа на один из переключающих элементов на рис. 5.23. В таблице на рис. 5.24В приведены мощности рассеяния в приборе, когда он включается и выключается с частотой 20 кГц. *GTO*-тиристор, используемый в этой схеме, переключает рассеиваемую в нагрузке R_L мощность 1200 Ватт с частотой 20 кГц, демонстрируя существенный прогресс по сравнению с более ранними моделями *GTO*-тиристоров. Полный к.п.д. составляет примерно 95 процентов, а форма выходного сигнала близка к прямоугольной.



Рассеиваемая мощность и температура при частоте переключения 20 кГц, резистивная нагрузка, $I_T = 6$ А, $V_D = 400$ В

1200 Вт

f (кГц)	T_J (°C)	P_D (вкл) (Вт)	P_D (выкл) (Вт)	P_{DC} (Вт)	$P_{ОВЦ}$ (Вт)	$T_J - T_C$ (°C)	T_C (°C)
20	100	10	17.4	7.3	34.7	52	48
20	125	10	23.0	7.0	40.0	60	65

(В) Рассеиваемая мощность и температура

Рис. 5.24. Схема, демонстрирующая возможности инвертора с *GTO*-тиристором. RCA Solid-State Div.

Демпфирующие цепи, показанные на рис. 5.23 и 5.24, необходимы для защиты *GTO*-тиристора. Основное внимание направлено на то, чтобы поглотить энергию, запасенную паразитными индуктивностями или индуктивностью рассеяния, выделяющуюся при переходном процессе при выключении тиристора. В качестве исходных сопротивление резистора можно выбрать 100 Ом, а емкость конденсатора около 0,1 мкФ. Диод должен иметь малое время восстановления.

Ток, при котором *GTO*-тиристор «защелкивается» довольно высок. Поэтому, при коммутации высокоомной нагрузки, может потребоваться, чтобы

включающий импульс поддерживался в течение всего времени, пока тиристор должен быть открыт, как это имеет место с транзистором. Специализированные схемы для запуска *GTO*-тиристоров рассмотрены в главе 19.

Другое отличие *GTO*-тиристора от обыкновенных тиристоров состоит в том, что он имеет незначительную или вообще не имеет возможности шунтировать напряжение обратной полярности. Практически это обычно не имеет большого значения, так как почти повсюду применяются диоды, шунтирующие бросок напряжения обратной полярности, как показано на рис. 5.23.

Разными изготовителями выпускаются *GTO*-тиристоры с различными наборами рабочих параметров. Примером могут служить устройства фирмы Unitrode, которые можно выключить отрицательными импульсами с напряжением порядка 5 В при токе несколько миллиампер. Нужно твердо помнить, что переключаемая мощность, номинальное напряжение, напряжение сигнала выключения, скорость переключения и температурные характеристики тесно связаны. Хотя в целом параметры *GTO*-тиристоров непрерывно улучшаются, рекламируемый «прорыв в технике» представляет собой продолжающиеся игры на поле принятия компромиссных решений. Вот почему имеется так много различных полупроводниковых приборов, каждый из которых демонстрирует свои преимущества по тем или иным параметрам перед другими. Использование *GTO*-тиристоров в схемах инверторов и импульсных стабилизаторов связывается с фантастическими возможностями тиристоров, созданных для инверторов, в отношении мощности и мощных МОП-транзисторов в отношении частотных свойств.

Что касается тиристоров вообще, то интересно отметить, что изготовители изделий детально освоили основы работы инверторов и стабилизаторов, чтобы разрабатывать схемы с несколько иным использованием компонентов, чем их аналоги в измерительной технике, на транспорте, в космических приложениях и т.д. Исключительным параметром на потребительском рынке, конечно, является *стоимость*.

Тиристорный стабилизатор напряжения для цветного телевизора

В схеме источника питания цветного телевизора, показанной на рис. 5.25, используется тот факт, что тиристоры могут одновременно осуществлять и выпрямление, и регулировку. Вместо обычного генератора на однопереходном транзисторе, в этой схеме использует так называемый *однопереходный транзистор с управляемым порогом срабатывания (PUT-транзистор)*, в данном случае MPU131. Это транзистор функционирует аналогично обычному однопереходному транзистору, изображенному на рис. 1-10С. Транзистор MPU131 используется в релаксационном генераторе, который фактически никогда не работает в режиме свободных колебаний, он каждый раз возвращается в исходное состояние при пересечении напряжением сети переменного тока нулевого уровня; другими словами, генератор

синхронизирован с частотой сети. Для синхронизации не требуется никакой специальной схемы, поскольку она осуществляется за счет пульсаций слабо фильтрованного напряжения с частотой 120 Гц на выходе двухполупериодного выпрямителя, выполненного на диодах 1N4003.

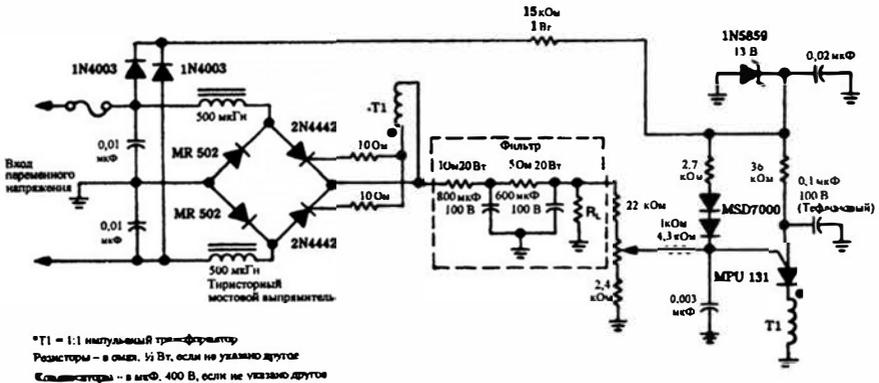


Рис. 5.25. Импульсный источник питания для цветного телевизора, использующий тиристор. Этот интересный источник обеспечивает номинальное выходное напряжение 80 В при токе 1,5 А. Для поддержания открытого состояния тиристора минимальный ток нагрузки должен составлять 200 мА. Motorola Semiconductor Products, Inc.

В пределах периода переменного тока включение *PWT*-транзистора, зависит от постоянного напряжения на его управляющем электроде, которое поступает с выхода источника питания (заметим, что телевизор представлен на схеме резистором R_L). Если постоянное выходное напряжение начинает увеличиваться, то транзистор MPU131 включается позже, задерживая включение тиристора, что понижает средний уровень выходного напряжения. Если выходное напряжение уменьшается, то тиристоры включаются раньше. Данный тиристор может быть переключен в проводящее состояние только в течение той части периода переменного тока, когда напряжение на его аноде положительно относительно катода. Таким образом, сохранено свойство диодно-тиристорного двухполупериодного выпрямителя.

Обычно здесь в схеме импульсного стабилизатора отсутствует *LC*-фильтр. Вместо этого фильтрация осуществляется *RC*-цепью, несмотря на очевидную потерю мощности, равную I^2R . Этот фильтр дешевле, чем обычная комбинация катушки индуктивности и конденсатора; однако, на входе блока применяются небольшие *LC*-фильтры, чтобы минимизировать шум в силовой сети, вызванный импульсами включения тиристора и другие шумы, создаваемые самим телевизором на частотах вертикальной и горизонтальной разверток. Этот источник питания может обеспечить на выходе напряжение 80 В с 2-х процентной стабилизацией при изменении напряжения сети от 105 до 140 В, при токе нагрузки 1,5 А.

Термостат, использующий метод переключения при нулевом напряжении

Схема, показанная на рис. 5.26, является импульсным источником питания, нагрузкой которого является нагреватель. Цепь обратной связи состоит из воздушного зазора и чувствительного элемента в виде терморезистора. Новизна этого устройства состоит в том, что напряжение, поступающее на нагреватель, всегда содержит целое число периодов. Когда необходима большая мощность, в последовательность импульсов напряжения подаваемого на нагреватель вводятся дополнительные периоды. Прелесть этого метода переключения состоит в том, что фактически не создается никаких радио, и электромагнитных помех. Соответственно, здесь Вы не увидите привычных высокочастотных фильтров, столь характерных в обычных тиристорных схемах управления и стабилизации, использующих регулировку фазы отдельных периодов напряжения. Сердцем схемы является модуль PA424 фирмы General Electric, который генерирует запускающие импульсы для симисторов только в моменты пересечения напряжением сети нулевого уровня и только тогда, когда на это дана команда. Поэтому, через симистор на нагрузку всегда поступает целое число периодов.

Работу термостата проще понять, если представить на месте микросхемы PA424 другое переключаемое устройство, использующее симистор (4-х слойный диод), однопереходный транзистор или импульсный преобразователь. На функциональной схеме (рис. 5.27) детектор пересечения напряжением уровня нуля может формировать импульс прямого смещения на базе выходного каскада Дарлингтона. Это вызывает появление запускающего импульса на выводе 4. Работа схемы управляется сигналом, появляющимся на входе 13 микросхемы. Если транзистор Q1 удерживается в проводящем состоянии, то на выходе никаких импульсов не появляется. Источник питания состоит из диода D6 и внешнего конденсатора емкостью 200 мкФ (рис. 5.26). Всякий раз, когда транзистор Q1 закрывается, на выводе 4 появляются запускающие импульсы вслед за прохождением напряжения сети через нуль.

В релаксационном генераторе модулятора, имеющем период около 30 секунд, применен PУТ-транзистор (2N6027). Медленно изменяющееся напряжение генератора накладывается на напряжение, определяемое терморезистором на выводе 13 микросхемы PA424. Это напряжение имитирует температурное смещение около 1°C, что заставляет систему ускорять подъем температуры, установленной резистором R₃. В результате наблюдается меньшее перерегулирование и недорегулирование (рис. 5.27В) равновесной температуры, чем имелось бы без такой модуляции. Таким образом, этот электронный термостат имеет намного меньшую инерционность, чем обычный биметаллический коммутатор.

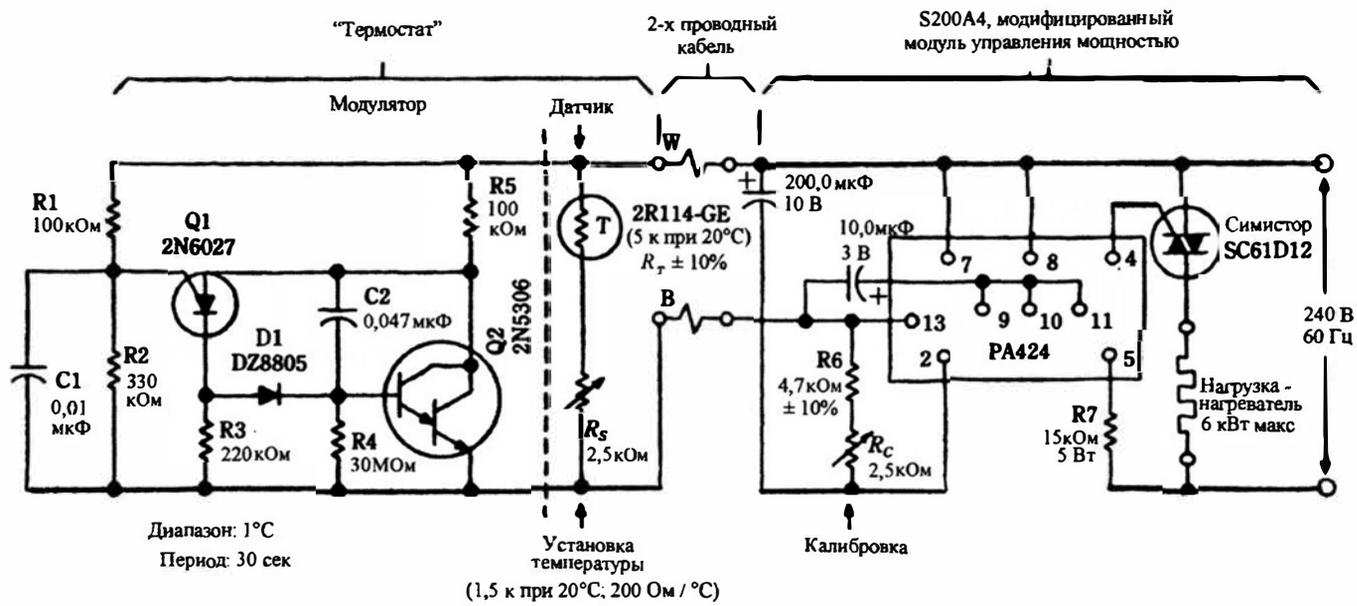


Рис. 5.26. Термостат, использующий метод переключения при прохождении напряжения через нуль. General Electric Semiconductor Products Dept.

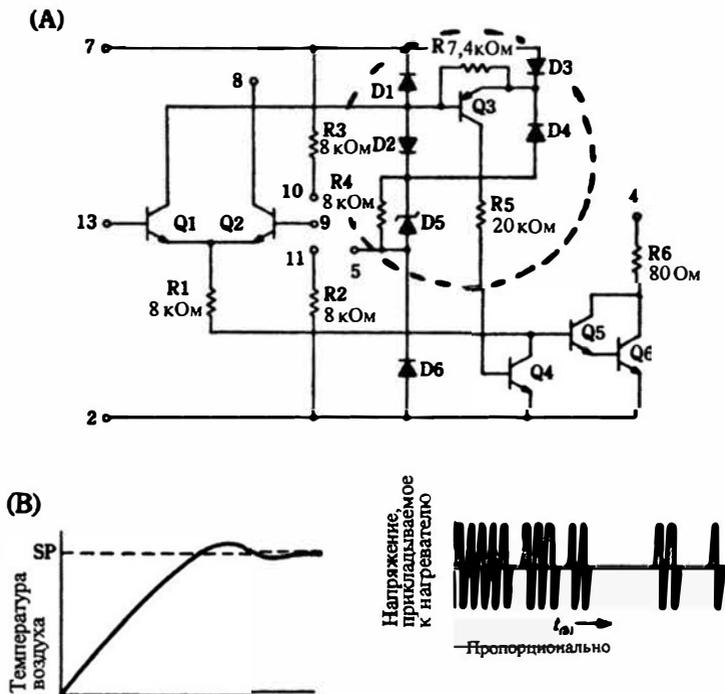


Рис. 5.27. Переключение при нулевом напряжении осуществляется благодаря специализированной интегральной схеме. Интегральная схема RA424 обеспечивает формирование последовательности полных периодов, создавая в связи с этим минимальный шум переключения. General Electric Semiconductor Products Dept.

Переключение целого числа периодов является одним из наиболее современных методов регулирования. До сих пор его применение было в значительной степени ограничено приложениями, использующими частоту 60 Гц. Однако эта схема имеет интересные возможности использования в высокочастотных источниках питания, где ее можно применить для снижения электрических помех.

Стабилизация частоты вращения двигателя с помощью фазового управления

Простая схема, показанная на рис. 5.28 обеспечивает регулирование и стабилизацию скорости вращения двигателей постоянного тока и универсальных двигателей. Приведена только небольшая часть всей схемы, но здесь присутствует обратная связь, считывание информации, сравнение и импульсная модуляция, подобно действию следящей системы в сложных регуляторах.

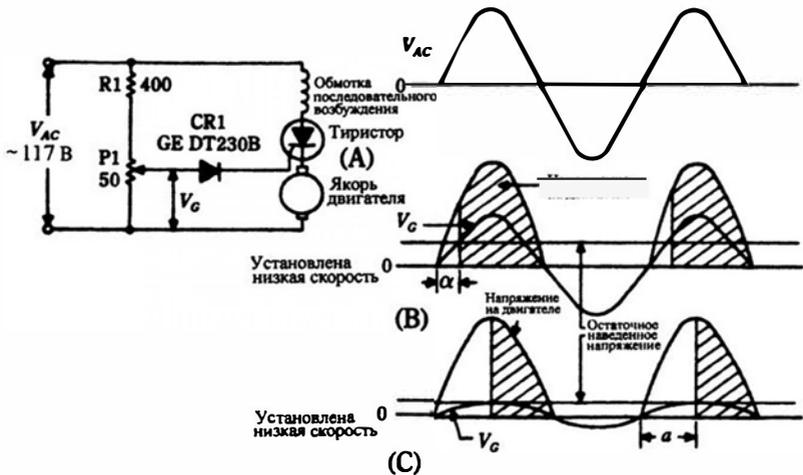


Рис. 5.28. Применение фазового управления тиристором для стабилизации скорости вращения двигателя. General Electric Semiconductor Products Dept.

Якорь двигателя вращается в магнитном поле, и это вращение сопровождается появлением внутреннего генератора. Якорь развивает противоэдс, которая противодействует протеканию тока в двигателе. В режиме холостого хода, противоэдс приближается к величине действующего напряжения, приложенного к якорю. Это означает, что лишь относительно малое внутреннее падение напряжения обеспечивает протекание тока через двигатель. Ток не равен нулю потому, что двигателю необходим некоторый ток для преодоления собственных потерь на трение. При значительных нагрузках уменьшается противоэдс и текут большие токи, создающие электромагнитный вращающий момент, необходимый при данной нагрузке. Поскольку якорь подключен к цепи катода, более быстрое вращение, происходящее при уменьшении нагрузки, препятствует запуску тиристора из-за влияния возникающей на катоде противоэдс. Частота вращения двигателя регулируется напряжением на управляющем электроде, которое определяется цепью $R1/P1$.

Увеличенная задержка запуска тиристора соответствует меньшему среднему значению тока, протекающего через двигатель, что уменьшает вращающий момент. Этот способ применяется для понижения частоты вращения двигателя, если она пытается увеличиваться из-за уменьшения нагрузки. При большей нагрузке на вал, скорость двигателя уменьшается, противоэдс понижается и появляется возможность более раннего включения тиристора. Более высокие средние значения тока препятствуют снижению скорости.

Тиристор и двигатель должны быть согласованы по токам, а это означает, что тиристор должен работать с достаточно большими токами. Хотя этот простой метод стабилизации широко применялся для управ-

ления малыми двигателями, его можно применять и для управления большими двигателями. Однако он не позволяет получить стабильные характеристики при низких оборотах, и, кроме того, большие установки потребуют также соответствующей защиты от сверхтоков.

Стабилизатор частоты вращения двигателя с двухполупериодным управлением

Однополупериодное управление частотой вращения двигателя пользовалось широкой популярностью. В схеме, изображенной на рис. 5.28, напряжение на двигатель подается с однополупериодного выпрямителя. В этой схеме нет никакой вторичной обмотки трансформатора, так что не возникает проблемы с насыщением сердечника постоянной составляющей тока при однополупериодном выпрямлении. Индуктивность двигателя также приводит к меньшим пульсациям вращающего момента, чем это могло бы быть. С другой стороны, двухполупериодный источник питания двигателя приводит к гораздо более ровной работе при низких скоростях и вообще расширяет диапазон регулирования. Схема, использующая двухполупериодное выпрямление показана на рис. 5.29. Принцип стабилизации скорости вращения тот же самый, что и у однополупериодных схем.

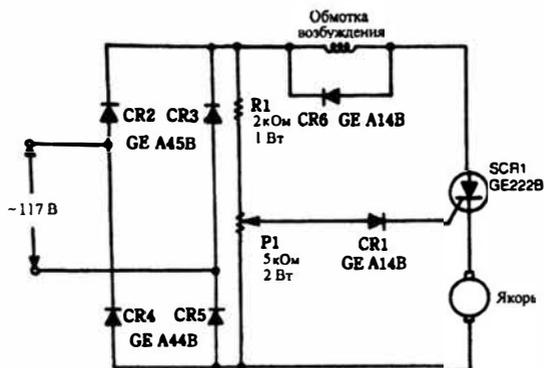


Рис. 5.29. Двухполупериодный регулятор скорости. General Electric Semiconductor Products Dept.

Мостовой выпрямитель необходим для того, чтобы направить ток так, чтобы он всегда протекал через двигатель в одном направлении. Этот метод особенно выгоден, когда желателен двухполупериодный режим, но требуемая мощность двигателя исключает возможность использования симистора. На схеме нет никакого трансформатора, но его можно применять ради изоляции. Возможны также другие варианты двухполупериодной схемы.

В одном из них, в частности, блок регулирования скорости просто включают последовательно с двигателем и сетью переменного тока. Это означает, что основной функцией стабилизатора является сохранение

постоянного среднего значения переменного напряжения на двигателе. Хотя этот метод позволяет осуществлять некоторое управление скоростью двигателя, он слабо реагирует на изменение нагрузки. Однако, изменяя цепь управления, можно ввести тахометр и оптопару, чтобы получить информацию о скорости в цепи обратной связи.

Использование импульсного источника питания для регулирования частоты вращения

Хотя общеизвестно использование полупроводниковой электроники для управления двигателем, часто бывает, что только тот, кто непосредственно занимался этим, знает, как много можно сделать. Используя датчик, обратную связь и импульсную манипуляцию — широко используемые методы в импульсных источниках питания — можно по желанию изменять запуск, скорость и рабочую характеристику двигателей. В качестве примера на рис. 5.30 показана схема синхронного управления двигателем постоянного тока, скорость которого поддерживается с тем же постоянством, как у синхронного двигателя переменного тока. В то же самое время запуск и скорость набора оборотов остаются на высоком уровне.

В этой схеме, основной тиристор Q_2 , получает запускающие импульсы от генератора на однопереходном транзисторе Q_1 . Коммутация или выключение осуществляется тиристором Q_3 , который управляется тиристором Q_4 , возбуждаемым светом. Свет, проникающий через щель в диске, который вращается двигателем, выключает тиристор Q_2 , а генератор включает его. Если скорость вращения двигателя становится меньше его «синхронной» скорости, а она определяется частотой импульсов, поступающих к тиристорам Q_2 , то длительность импульсов увеличивается, что приводит к возрастанию среднего значения тока, протекающего через якорь и катушку возбуждения. Это увеличивает вращающий момент и связанную с ним скорость двигателя. Если скорость становится выше «синхронной», то импульсы тока основного тиристора будут слишком короткими, чтобы поддерживать такую скорость, и она снижается до стабилизированного значения. Если нагрузка на двигатель изменяется, то ширина импульсов, формируемых основным тиристором, изменяется для обеспечения такого среднего вращающего момента, чтобы частота импульсов выключения равнялась частоте импульсов включения.

Для того, чтобы у двигателя было критическое демпфирование, в цепь обратной связи включена схема задержки. Элементы R_2 , R_3 , R_{10} , и D_5 и D_6 представляют одну такую цепь демпфирования. Диод D_8 выполняет функцию ограничения броска напряжения, аналогично соответствующим диодам в импульсных источниках питания, и обеспечивает протекание тока при рассеянии энергии, запасенной в индуктивности двигателя, когда тиристор закрыт. Заметьте, что в этой схеме сравниваются частоты, а не напряжения, поэтому нет необходимости в диодах Зенера или других источниках опорного напряжения. Эта схема находит

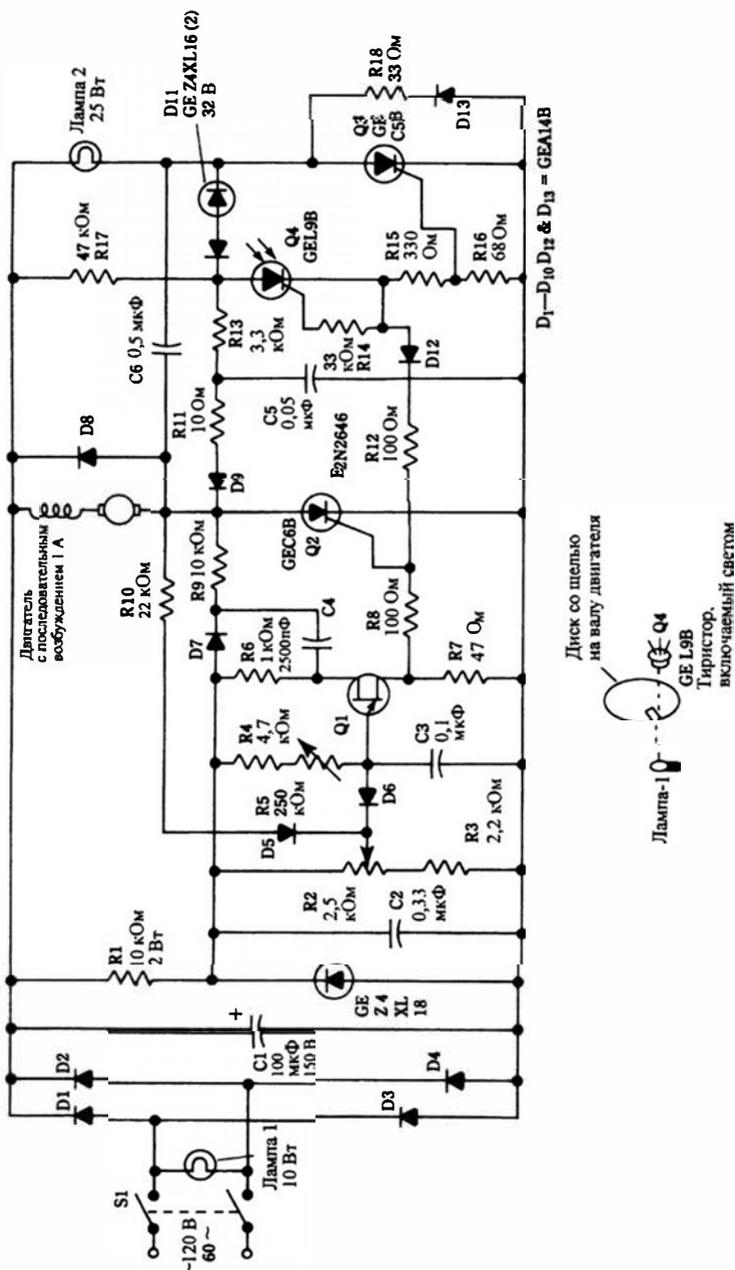


Рис. 5.30. Прецизионная стабилизация скорости вращения двигателя постоянного тока с импульсным источником питания. Этот метод управления позволяет получить у двигателя постоянного тока с последовательным возбуждением такие же параметры, как у синхронного двигателя переменного тока. General Electric Semiconductor Products Dept.

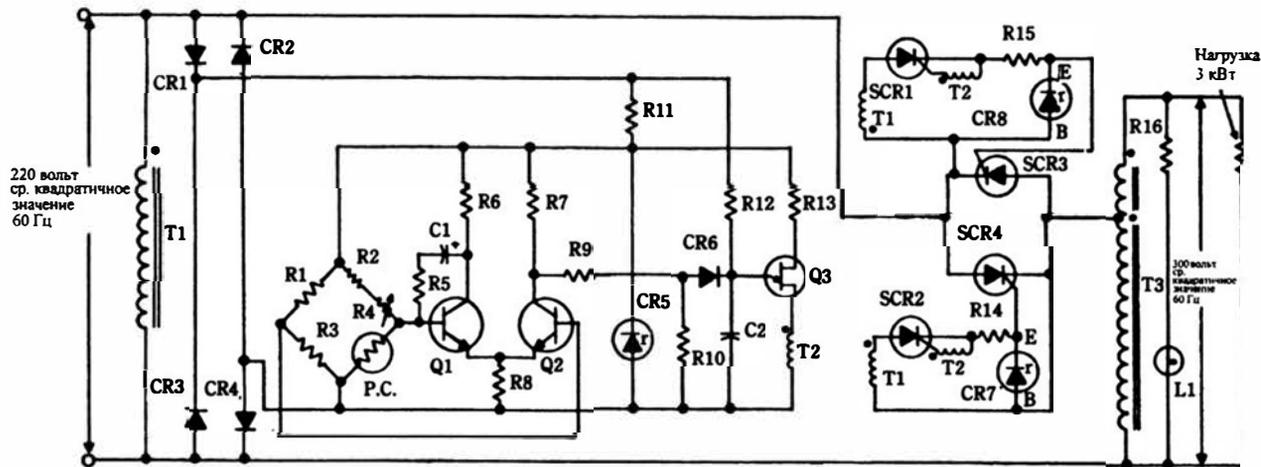
применение в записывающей аппаратуре и в других приборах, особенно когда питание осуществляется от батареи (входной мостовой выпрямитель может работать с постоянным напряжением также, как и с переменным).

Стабилизатор переменного напряжения с фазовым управлением

Надежная и испытанная система показана на рис. 5.31. Это гибкое устройство и может работать с другими полупроводниковыми элементами. Например, компания General Electric торгует широким набором тиристоров, способных работать с киловаттными мощностями. Исходную схему можно изменить для работы с малыми мощностями. В отличие от большинства схем стабилизаторов, рассматриваемых в этой главе, этот стабилизирует среднеквадратическое значение выходного переменного напряжения, а не постоянное напряжение. Эта схема используется для поддержания фиксированной температуры при управления химическими и промышленными процессами, в устройствах фотопечати, для питания электродвигателей переменного тока и для специальных военных применений. Она легко преобразуется в стабилизатор среднеквадратического значения переменного тока (см. рис. 5.32). При частоте 400 Гц возможен облегченный (в отношении веса) вариант с соответствующим трансформатором и некоторыми другими изменениями.

Силовая часть схемы содержит автотрансформатор $T3$ и мощные тиристоры $SCR3$ и $SCR4$. Сигналы на управляющие электроды этих устройств поступают с маломощных «вспомогательных» тиристоров. Оптическая цепь обратной связи обеспечивается блоком лампа/фотоэлемент, обозначенных соответственно как $L1$ и $P.C$. Кадмиевый фотоэлемент включен в одно из плеч резисторного моста. Сопротивление фотоэлемента определяет напряжение смещения между базой и эмиттером транзистора $Q1$, входящего в состав дифференциального усилителя. Проводимость транзистора $Q2$ определяет, как быстро напряжение на конденсаторе $C2$ может достичь значения достаточного чтобы открыть однопереходный транзистор $Q3$, который формирует запускающие импульсы для вспомогательных тиристоров.

Таким образом, контур обратной связи может стабилизировать выходное напряжение, управляя фазой каждого полупериода. Хотя на транзисторе $Q3$ собран релаксационный генератор, он работает не в режиме собственных колебаний, а синхронно с напряжением сети благодаря пульсациям в не фильтрованном постоянном напряжении, приложенном к его базе. Каждую 1/120 секунды этот генератор возвращается в исходное состояние и конденсатор $C2$ начинает новый цикл заряда. Интересно, что даже при несинусоидальной форме выходного напряжения, среднеквадратическое значение выходного напряжения стабилизировано,



Все резисторы имеют точность $\pm 10\%$ и мощность $\frac{1}{2}$ ватта если не указано другое

CR1 ... CR4 — G.E. A13D или A14D

CR5 — G.E. Z4XL22

CR6 — G.E. A13F или A14F

CR7, CR8 G.E. 16L1423

C1 — 10,0 25 В пост. тока G.E. 62F204

Миниатюрный, цилиндр., герметизирован.

C2 — 0,22 50 В пост. тока
 $\pm 10\%$ G.E. 75F3R5-244A

Q1-Q2 — G.E. 2N2925

Q3 — G.E. 2N2646

SCR1, SCR2 — G.E. C6U или C106Y

SCR3, SCR4 — G.E. C135E или C35E

T1 — 220 В ср.кв.кв.атичн., первичная обмотка

12 В ср.кв.кв.атичн., вторичные обмотки

100 мА ср.кв.кв.атичн. ток вторич. обмоток

T2 — Импульсный трансформатор 1:1:1

Aladdin part No. 90-2398

T3 — Отношение числа витков 1:1,82 4кВА

R1 — 22 кОм

R2 — 2,2 кОм

R3 — 18 кОм

R4 — 10 кОм многооборотный потенциометр

R5 — 10 кОм

R6 — 2,2 кОм

R7 — 2,2 кОм

R8 — 2,2 кОм

R9 — 5,6 кОм

R10 — 47 кОм

R11 — 8,2 кОм

10 ватт

R12 — 1,5 МОм

R13 — 1 кОм

R14-R14 — 220 кОм

R16 — 9 кОм $\pm 5\%$

14 ватт

L1 — лампа накаливания фирмы General Electric (G.E.) L5B1 (герметизированный блок лампа-фотоэлемент)

P.C. — кадмиево-сульфидный фотоэлемент (G.E.) PL5B1 (герметизированный блок лампа-фотоэлемент)

Рис. 5.31. Схема стабилизатора переменного напряжения с фазовым управлением. В установленном режиме на лампу L1 подается напряжение 1,95 В. General Electric Semiconductor Products Dept.

потому что интенсивность света лампы пропорциональна среднеквадратическому значению тока, протекающего по ней, а поэтому и среднеквадратическому значению напряжения приложенного к лампе.

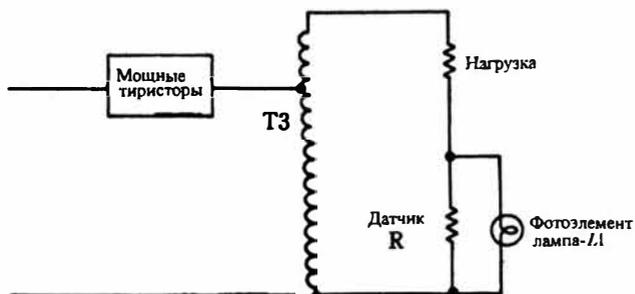


Рис. 5.32. Незначительное изменение схемы включения лампы, позволяет получить стабилизатор среднеквадратического значения тока. Также как и в стабилизаторе переменного напряжения падение напряжения на лампе составляет 1,95 В, обеспечивая соответствующий установившийся режим. General Electric Semiconductor Products Dept.

Тиристорные инверторы и преобразователи

Использование тиристорных инверторов и преобразователей привлекательно из-за большой мощности, с которой они могут работать. Основной проблемой является переключение тиристорных, поскольку в отличие от транзистора, он должен выключаться принудительно. К сожалению, это невозможно сделать посредством управляющего электрода; по крайней мере, с обычными тиристорами, и при значениях мощности, на которые обычно рассчитаны такие источники питания. Поэтому ток, протекающий через это устройство следует на мгновение прервать. Обычно это выполняется при разряде коммутирующего конденсатора в анодно – катодной цепи непосредственно перед или одновременно с импульсом включения, прикладываемым к другому тиристор. Было придумано много схем коммутации, но не все они надежны при различных режимах нагрузки.

Компания General Electric была пионером в использовании тиристорных инверторов и преобразователей. Одна из первых схем показана на рис. 5.33. Хотя сейчас имеются лучшие устройства, исходная конфигурация послужила прототипом для большого числа различных инверторов и преобразователей, использующих тиристоры. Конденсатор емкостью 0,1 мкФ, соединяющий аноды обеспечивает переключение тиристорных. Когда один тиристор переведен в проводящее состояние, импульс обратной полярности подается коммутирующим конденсатором к аноду другого тиристора, тем самым выключая его. В этом типе инвертора, емкость коммутирующего конденсатора оптимизируется для конкретной

нагрузки, а при индуктивных нагрузках появляются дополнительные проблемы переключения тиристоров. При изменении нагрузки в определенных пределах, наблюдается четкая работа, и схема является надежной и эффективной.

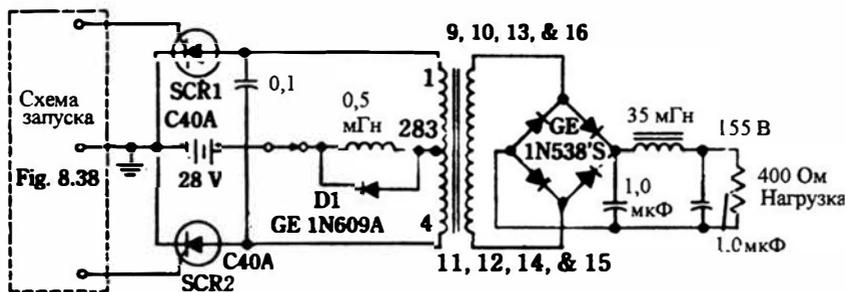
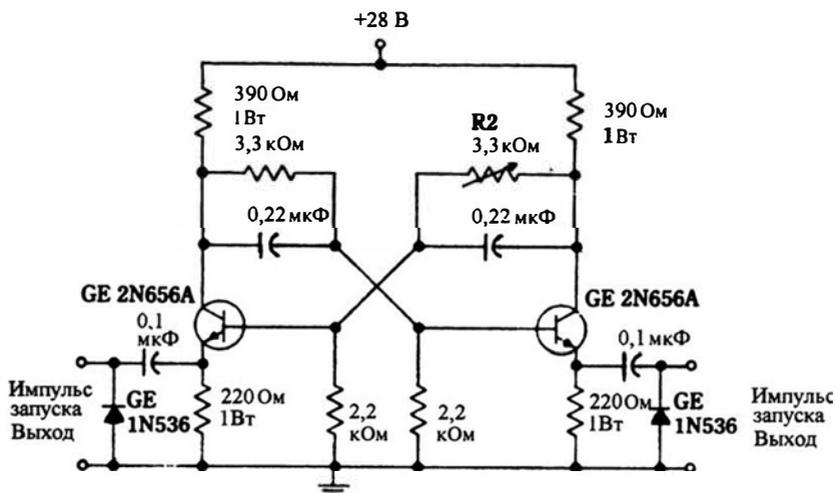


Рис. 5.33. Тиристорный преобразователь и схема его запуска. Эти базовые схемы являются основными для широкого применения тиристоров во многих вариантах инверторов и преобразователей. General Electric Semiconductor Products Dept.

О способах переключения в тиристорных инверторах этого типа написано было много. Исходя из моего опыта, необходимо использовать высококачественные коммутирующие конденсаторы, лучше всего специально созданные для этой цели. Следует избегать покупки дешевых тиристоров. На самом деле часто нарушение коммутации происходит из-за несоответствующего управления тиристором; это тем более вероятно, если влияние неподходящего параметра проявится прежде, чем произойдет заметное повышение температуры перехода. На рис. 5.34 показана

зависимость необходимой амплитуды тока управляющего электрода в амперах для типичного тиристора от длительности запускающего импульса. Заметьте, что когда импульс очень узкий, для включения тиристора от источника запускающих импульсов требуется намного большее значение тока управляющего электрода. Более того, эта ситуация становится еще хуже при более высоких температурах. Поскольку тиристор в схеме двухтактного инвертора играет *как* роль источника мощности, *так* и переключателя второго тиристора, трудности запуска вполне могут проявиться в виде проблемы коммутации тириستоров.

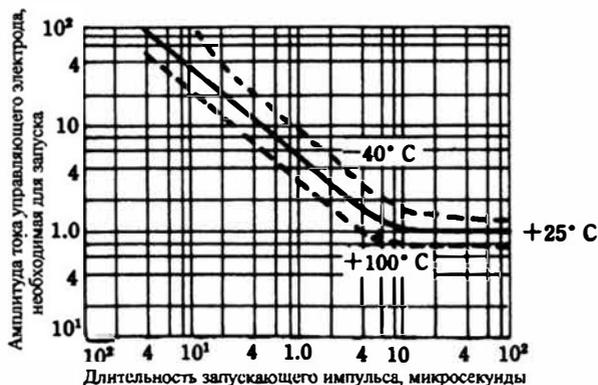


Рис. 5.34. Амплитудное значение тока управляющего электрода в зависимости от длительности импульса. При малой длительности запускающего импульса требуется большее значение тока. Минимальный уровень тока запуска зависит от температуры.

Здесь уместно подчеркнуть, что обычной практикой изготовителей тиристорных инверторов является игнорирование подробностей схем источников запускающих сигналов, особенно в многофазных системах. Как будто любая старая импульсная схема способна осуществить переключение тиристора. Оказывается, что это не так. Переключение тиристорных инверторов совсем не простая задача. В этом случае используется показанная на рисунке схема запуска — мультивибратор, устроенный так, чтобы формировать дифференцированные импульсы смещенные на 180° по фазе и имеющие достаточную мощность, чтобы инвертор работал при всех нагрузках и во всем температурном диапазоне.

Тиристорный инвертор, выдерживающий изменение нагрузки в широких пределах

Схема инвертора, изображенная на рис. 5.35 похожа на предыдущую тиристорную схему, но использует другой метод коммутации. В этой схеме включение одного тиристора вызывает ударное возбуждение последовательного резонансного контура $L1, C5$. Напряжение колебаний, приложен-

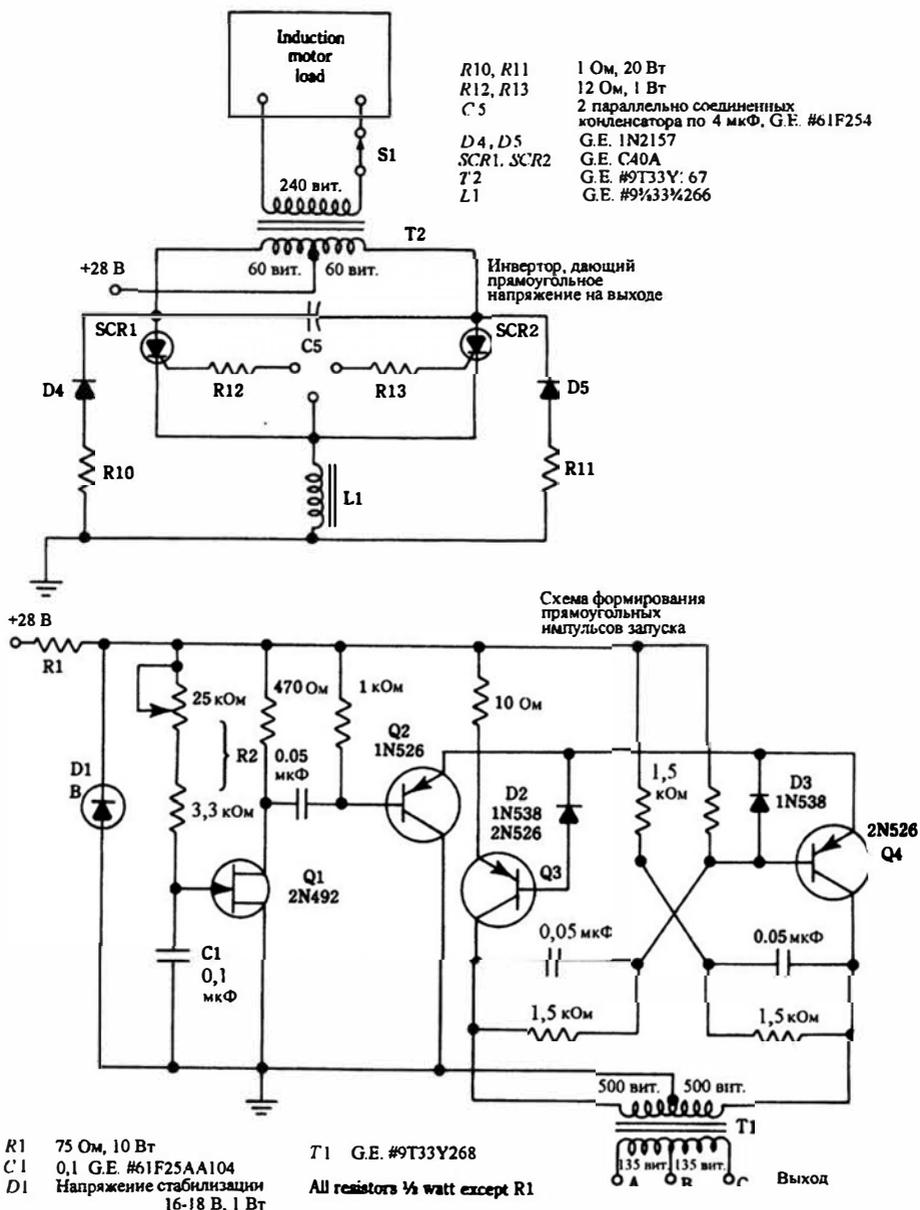


Рис. 5.35. Тиристорный инвертор и схема запуска. Этот инвертор хорошо работает при изменении нагрузки в широком диапазоне и может применяться для мощных асинхронных устройств, таких как двигатели. General Electric Semiconductor Products Dept.

ное к другому тиристор, быстро выключает его. Колебание сильно демпфировано резисторами R_{10} , R_{11} и диодами D_4 , D_5 . Диоды поддерживают прямоугольную форму выходного напряжения, поглощая избыточную энергию. Таким образом удастся избежать значительного повышения напряжения на тиристорах; без такого демпфирования пиковое напряжение на тиристоре может в несколько раз превышать напряжение питания.

То, что было ранее сказано относительно уникальных требований для запуска различных тиристорных схем, в полной мере применимо здесь, поскольку схема запуска должна рассматриваться как часть инвертора. Просто поступающие к этому инвертору импульсы запуска не способны должным образом коммутировать тиристоры, если мощность отдается в индуктивную нагрузку. В данном случае требуется источник, формирующий строго прямоугольные колебания. Обычный мультивибратор в режиме свободных колебаний слишком зависим от времязадающей RC -цепи, чтобы надежно поддерживать скважность на уровне 50 процентов, особенно когда изменяется его частота. Однако схема, генерирующая прямоугольные сигналы запуска, в которой запускающий мультивибратор собран на однопереходном транзисторе, генерирует комплементарные прямоугольные колебания на двух выходах, каждое со скважностью 50 процентов. Импульсы генератора на однопереходном транзисторе используются для переключения триггера. Триггер, кроме того, полностью свободен от «дрожания», часто сопровождающего работу мультивибратора.

Индуктивность катушки L_1 выбирается малой, потому что здесь не требуется высокодобротный контур. Использование катушки с малой индуктивностью обусловлено выбором тиристоров с малым временем выключения. Процедура расчета на первом этапе предполагает выбор минимальной емкости конденсатора:

$$C = \frac{t \times I}{2E},$$

где:

C — емкость коммутирующего конденсатора, в фарадах

t — время выключения тиристора, выраженное в секундах

I — ток, протекающий через тиристор непосредственно перед коммутацией

E — постоянное напряжение питания

После того, как минимальная емкость конденсатора рассчитана, фактически его емкость следует взять в несколько раз больше, если это позволяют стоимость и габариты. Индуктивность катушки L_1 выбрана такой, чтобы с коммутирующим конденсатором получить резонанс на частоте, которая соответствует полупериоду, равному или превышающему время выключения тиристора. Хотя это не показано на рисунке, но параллельно выводам, служащим для подключения входного постоянного напряжения, желательно включить конденсатор большой емкости. Конденсатор будет не нужен, если в источник постоянного напряжения он уже встроен, а соединительные провода не слишком длинны.

Симистор в инверторах

Некоторые схемы с использованием симисторов тесно связаны с инверторами, преобразователями и источниками питания, поэтому они достойны упоминания. Например, конструктор или экспериментатор, могут, предположим, использовать исходную схему регулятора силы света вместе с цепью обратной связи, чтобы осуществлять предварительную регулировку входного переменного напряжения, подаваемого на источник питания. Такая схема может заменить тяжелый и дорогой феррорезонансный стабилизатор, иногда используемый для этой цели.

Полупроводниковое реле, использующее симистор, показано на рис. 5.36. Оно является прекрасным дополнением к некоторым инверторам и источникам питания. Здесь симистор или выключен, или полностью включен; таким образом он используется вместо обычного механического выключателя, реле или контактора, устраняя проблемы, связанные с износом, искрением и коррозией. Но то, что видно с первого взгляда, еще не все. *ZVS* (Zero-Voltage-Switch) является специализированным операционным усилителем компании RCA, известным как *коммутатор, срабатывающий при пересечении нулевого напряжения*. Как следует из названия, эта интегральная схема переключает симистор, когда переменное напряжение приложенное к нему, проходит через нуль. При такой синхронизации запускающего сигнала, минимизируются электрические помехи. Кроме того, нагрузка защищена от влияния разрушительных переходных процессов и скачков тока. Заметим, что изоляция с помощью оптопары не только обеспечивает развязку от силовой части схемы, но облегчает дистанционное управление и допускает работу с сигналами от логических схем. По существу, в представляющую для нас интерес нагрузку, а это может быть инвертор или источник питания, поступает синусоидальное напряжение.

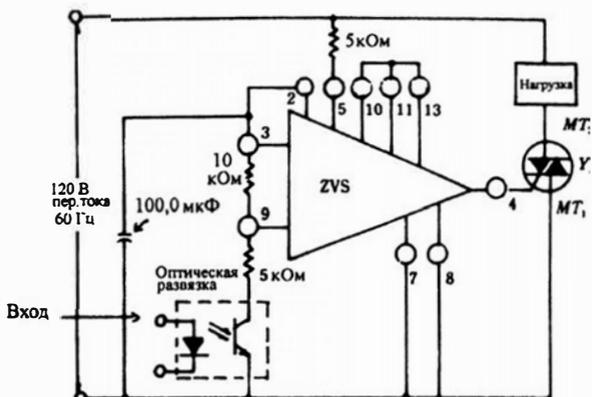
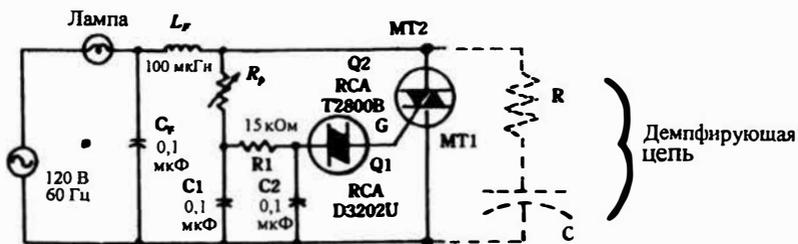


Рис. 5.36. Схема полупроводникового реле с управлением при пересечении нулевого напряжения и оптической развязкой на входе. Эта схема хороша для управления переменным напряжением, поступающим на инверторы и источники питания. RCA Solid-State Div.

Этот тип бесконтактного реле невозможно использовать для коммутации постоянного тока. Однако, как увидим *ZVS*-схема запуска для своей работы не нуждается в каком-либо источнике постоянного напряжения.

Другая полезная для инженеров или техников, занимающихся инверторами и источниками питания, схема с использованием симистора показана на рис. 5.37. Она является основой регулятора свечения лампы. Вместо лампы можно управлять напряжением на других нагрузках, например на входе инверторов и источников питания, при условии, что они не обладают заметной индуктивностью. По существу схема с симистором используется вместо дорогого и громоздкого переменного автотрансформатора, который не всегда доступен в лаборатории. Те, кто склонен к эксперименту, могут вводить различные изменения, чтобы стабилизировать выход или установить дистанционное управление. Недостатком этой схемы по сравнению с автотрансформатором является то, что регулируемое переменное напряжение не синусоидально (кроме случая, когда выходное напряжение равно входному). Насколько неблагоприятно это свойство определяется конкретным приложением.



Для работы с напряжением 220 В, 50/60 Гц трансформатор T2800В заменяется на T2800D.

Рис. 5.37. Схема симисторного регулятора свечения лампы. Управление среднеквадратической величиной переменного напряжения на нагрузке определяется числом периодов. Для индуктивных нагрузок обычно необходим *RC* демпфер. rca Solid State Div.

Чтобы сделать схему, приведенную на рис. 5.37, авторегулируемой, времязадающий конденсатор *C1* можно шунтировать высокоомным фоторезистором, освещаемым небольшой лампой, которая подключена к выводам нагрузки. Любому увеличению выходного напряжения тогда противодействовало бы увеличение постоянной времени цепи запуска и, следовательно, увеличение задержки включения. Это происходит потому, что более интенсивное освещение фоторезистора понижает его сопротивление, задерживая таким образом цикл заряда конденсатора *C1*. Поскольку эта схема не имеет прямого отношения к основным темам этой книги, она не будет строго детализирована. Достаточно сказать, что такой электронный регулятор напряжения предоставляет возможности управления, не достижимые с помощью переменного автотрансформатора.

Два момента следует иметь в виду, когда в инверторе требуется использовать схему с фазовым управлением (типа той, что приведена на рис. 5.37). Если схема используется перед инвертором, скорее всего демпфирующая цепь, изображенная на рис. 5.37 пунктиром, будет необходима для правильной коммутации. Это связано с тем, что большинство инверторов ведут себя как некоторая индуктивная нагрузка. Резистор R обычно имеет сопротивление около 100 Ом, а емкость конденсатора C составляет обычно 0,1 мкФ. С другой стороны, если схема фазовой регулировки свечения лампы используется на выходе инвертора, необходимо, чтобы инвертор выдавал напряжение синусоидальной формы, напряжение прямоугольной формы в этом случае не годится. Однако в некоторых случаях выходное напряжение инверторов, имеющее прямоугольную форму, можно преобразовать к достаточно удовлетворительной синусоидальной форме LC -фильтром нижних частот.

Большинство симисторов предназначено для работы на частоте 50/60 Гц. Будут ли они хорошо работать на частоте 400 Гц предсказать не легко. Существуют специальные 400-герцовые симисторы, которые находят широкое применение в авиационных системах.

С точки зрения схемы, можно считать, что симистор эквивалентен двум тиристорам, соединенным встречно-параллельно. Таким образом, симистор может работать с обоими периодами переменного тока. И даже лучше, что единственный управляющий электрод осуществляет управление этим прибором. Как уже было отмечено, управление осуществляется изменением момента включения, как в обычном тиристоре. Хотя применение симистора в бесконтактных реле, регуляторах свечения лампы и управлении электродвигателем стало популярным, прямое использование его в качестве инвертора или преобразователя минимально. Кроме всего прочего встречно-параллельное включение вместе с единственным управляющим электродом не удобно для использования в схеме инвертора. И при этом симисторы не прошли экспериментальной проверки для работы на высокой частоте. Однако их возможность коммутировать энергию и величина номинального тока постоянно увеличиваются, и они остаются полезным элементом в системах, включаемых в состав инверторов, преобразователей и источников питания.

Альтернативный метод стабилизации переменного напряжения

Другой метод стабилизации переменного напряжения показан на рис. 5.38. Эта схема не использует в явном виде цепь обратной связи и вероятно лучше всего описывается как стабилизатор с разомкнутой петлей регулирования. (Используя понятие «внутренняя обратная связь» можно провести строгий математический анализ, как это делается для генератора с двухполюсником, имеющим отрицательное сопротивление, типа

туннельного диода, когда можно сказать, что генератор ведет себя так, как будто имеется внутренняя цепь обратной связи.) В любом случае схемы стабилизации (такие как эта) вообще не позволяют получить жесткой стабилизации, легко достижимой с обычной обратной связью и датчиком. Тем не менее, схема обеспечивает стабилизацию переменного напряжения часто достаточную для практических целей.

Схема на рис. 5.38, лучше, чем схема стабилизатора напряжения, показанная на рис. 5.31 в одном существенном отношении — она имеет более быструю реакцию, поскольку здесь не используются инерционные компоненты, такие как лампы накаливания и фоторезисторы. Стабилизатор переменного напряжения, приведенный на рис. 5.38, при первом приближении можно рассматривать как электронную замену феррорезонансного стабилизатора напряжения. Этот стабилизатор имеет существенное преимущество в габаритах, весе и стоимости. Хотя он позволяет получить на нагрузке напряжение только 90 В, экспериментатор может увеличивать его до 120 В применяя обычный трансформатор или автотрансформатор (такие «линейные» трансформаторы намного меньше, легче и дешевле, чем упоминавшийся феррорезонансный стабилизатор).

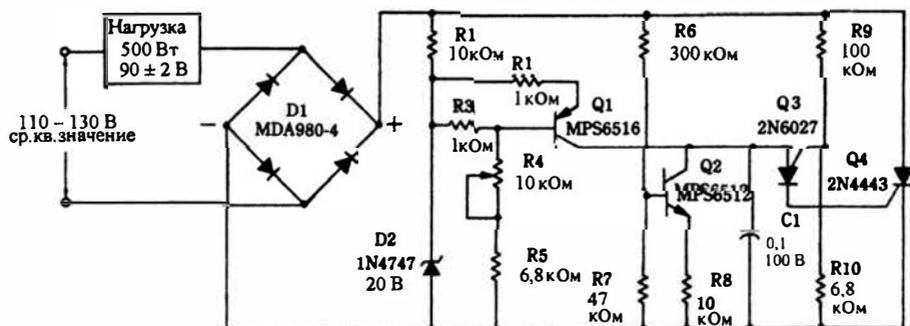


Рис. 5.38. Стабилизатор среднеквадратического значения напряжения сети переменного тока. Электронная стабилизация переменного напряжения заслуживает рассмотрения, когда желательно обойтись без больших габаритов, веса и стоимости феррорезонансного стабилизатора. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Первое, что необходимо понять в схеме стабилизатора на рис. 5.38, это то, что не может быть никакого напряжения на нагрузке или тока через нее, если нет условий для протекания тока между точками мостового выпрямителя ($D1$), обозначенными символами $+$ и $-$. Следует иметь в виду, что постоянное напряжение с выхода мостового выпрямителя не фильтруется, являясь фактически последовательностью однополярных полупериодов синусоиды. Это случай, когда есть возможность управлять напряжением на нагрузке, изменяя долю этих полупериодов, поступающих к нагрузке. Управление осуществляется электрической схемой, ис-

пользующей транзисторы $Q1$, $Q2$ и $Q3$. По существу применяется двухполупериодное управление фазой, подобно тому, как это делается в регуляторах свечения лампы и в схемах управления двигателем, несмотря на то, что метод реализации несколько отличается от обычно используемого. Одной из причин необычного подхода является то, что вместо симистора в качестве двухполупериодного силового элемента с фазовым управлением (фактически это мостовой выпрямитель, допускающий работу с обеими половинами периода переменного тока), используется тиристор ($Q4$).

Здесь достигается фазовое управление и стабилизация: в качестве $Q3$ применяется *PUT*-транзистор (однопереходный транзистор с управляемым порогом), который формирует запускающие импульсы для тиристора $Q4$, регулирующего мощность в нагрузке. Момент появления импульсов запуска зависит от того, как быстро заряжается конденсатор $C1$ до напряжения запуска *PUT*-транзистора. Фактически, два условия определяют задержку появления запускающих импульсов. Сначала предположим, что напряжение сети переменного тока увеличивается. Это приводит к подъему напряжения на резисторе $R10$, а это, в свою очередь, приводит к тому, что времязадающему конденсатору $C1$ необходимо заряжаться до более высокого напряжения, чтобы *PUT*-транзистор $Q3$ сформировал импульс запуска для тиристора. Полученная таким образом задержка уменьшает длительность полупериодов напряжения, прикладываемого к нагрузке так, чтобы его среднеквадратическое значение было уменьшено. В этом суть фазового метода стабилизации напряжения на нагрузке при изменении напряжения сети переменного тока. В случае понижения напряжения сети происходит последовательность событий противоположная описанной, что сохраняет напряжение нагрузки постоянным.

Имеется препятствие, которое может помешать описанному порядку действия схемы; если не принять мер, то *PUT*-транзистор включался бы в самом начале каждого полупериода, то есть был бы постоянно открыт. Необходимо иметь задерживающую схему, позволяющую отключить анодное напряжение *PUT*-транзистора во время начального подъема синусоидального напряжения с выхода выпрямительного моста. Эта функция осуществляется транзистором $Q1$ и связанной с ним схемой. Происходит так, что $Q1$ остается в закрытом состоянии, пока стабилитрон $D2$ не проводит; в какой-то момент база транзистора $Q1$ становится смещенной в прямом направлении, в результате чего к *PUT*-транзистору оказывается приложенным рабочее напряжение (во время выключенного состояния конденсатор $C1$ заряжаться не может).

В дополнение к определяемой напряжением задержке, которая осуществляется цепью $Q1/D2$, имеется вторая цепь, создающая переменную задержку фазы, необходимую для стабилизации. Она обеспечивается транзистором $Q2$ и связанными с ним элементами схемы. Транзистор $Q2$ действует просто как управляемый напряжением сети резистор, шунтирующий времязадающий конденсатор $C1$. Итак, если напряжение сети переменного тока увеличивается, то проводимость транзистора $Q2$ увеличивается, тем самым возрастает время, необходимое для того, чтобы напряжение на за-

ряжающемся конденсаторе C_1 достигло уровня срабатывания PUT -транзистора, что в свою очередь приводит к открыванию тиристора. Таким образом, осуществляется противодействие подъему напряжения на нагрузку.

Очевидно, что эти схемы стабилизации стабилизируют напряжение на нагрузке при изменении напряжения сети переменного тока. Они предназначены по существу для постоянных нагрузок, потому что не принято никаких мер для регулировки напряжения на нагрузке в зависимости от тока нагрузки. На рис. 5.39 показана характеристика этого стабилизатора переменного напряжения. В нем использовалась фиксированная 500-ваттная (при 90 В среднеквадратического значения) нагрузка.



Рис. 5.39. Диапазон стабилизации напряжения сети у стабилизатора переменного напряжения, изображенного на рис. 5.38.

Управление мощностью переменного напряжения путем импульсной модуляции в схеме со встречно-параллельным включением тиристоров

В середине 70-х годов казалось, что источники питания постоянного напряжения и инверторы имеют хорошо отработанную технологию. В течение последующих десяти лет, однако, стало ясно, что имеет место феноменальный прогресс. Параллельно, с некоторым отставанием шло развитие регулирования и стабилизации сети переменного тока, особенно в области высоких уровней мощности и в диапазоне умеренно высоких частот. Такие применения как индукционный нагрев, ультразвуковая техника, сварка и управление двигателями мощностью несколько лошадиных сил выиграли от использования этих устройств (таких как симистор), но возможность регулирования мощности с применением двухполупериодного выпрямителя и частота переключения требовали много большего, чем могут дать симисторы. Работа этих приборов ограничена, по-видимому, диапазоном частот около 1 кГц и в каталогах производителей нет симисторов, работающих с токами большими нескольких десятков ампер, или имеющих номинальное напряжение намного большее 1000 В.

В отличие от симисторов, тиристоры (созданные для инверторов) могут эффективно работать до частот 30 кГц с токами несколько кА и напряжением несколько кВ. Чтобы получить двухполупериодное регулирование с тиристорами, как это имеет место с симисторами, обычно применялась пара тиристоров, включенных встречно-параллельно или встречно-последовательно. Это вполне может решить задачу, но требования изоляции и фазировки двух управляющих электродов, приводит к усложнению схемы в тех случаях, когда реализуется регулировка или стабилизация. Поскольку тиристоры являются такими эффективными и надежными устройствами, мучительные поиски подходящего метода регулирования продолжались долго.

Управление фазой (используемое в регуляторах свечения ламп малой и средней мощности, в двигателях малой мощности, и в нагревателях не слишком большой мощности), обычно не лучший способ управления мощными системами. С одной стороны, легко могут стать недопустимо большими электромагнитные помехи. И как уже упоминалось, фазовое управление двумя встречно-параллельно включенными тиристорами в двухполупериодной схеме может приводить к схемотехническим и эксплуатационным трудностям. Традиционная схема фазовой регулировки для управления мощностью в нагрузке при встречно-параллельном включении тиристоров показана на рис. 5.40.

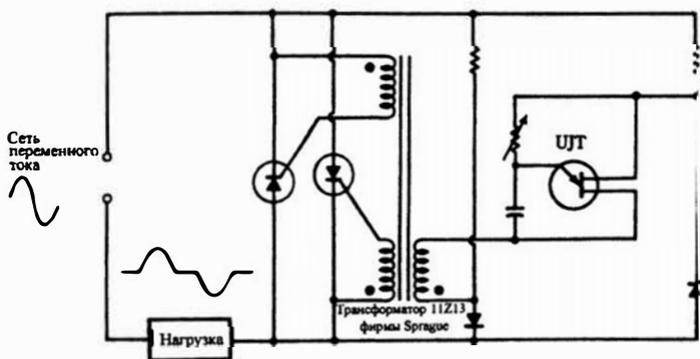


Рис. 5.40. Традиционная схема фазовой регулировки для управления мощностью в нагрузке при встречно-параллельном включении тиристоров. Для реализации метода фазового регулирования необходим трансформатор с тремя обмотками.

Компания Motorola разработала устройство, которое действительно позволяет Вам «не только иметь пирожное, но и съесть его». Микросхема МОС 3031 — генератор запускающих импульсов — обеспечивает запуск встречно-параллельно включенных тиристоров и электрическую изоляцию. Используя свойства оптопары, это устройство дает намного больше, чем просто замена трансформаторов, оно обеспечивает уникальный метод регулирования мощности, превосходя в некоторых приложениях метод фазовой регулировки (рис. 5.41).

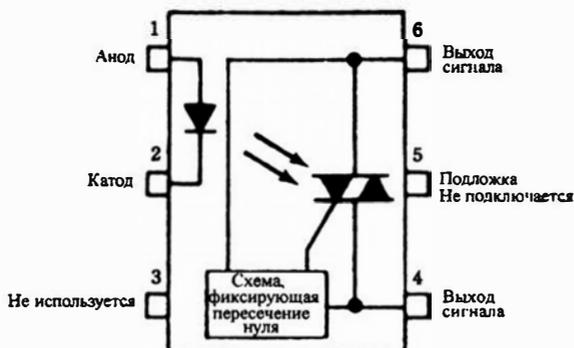
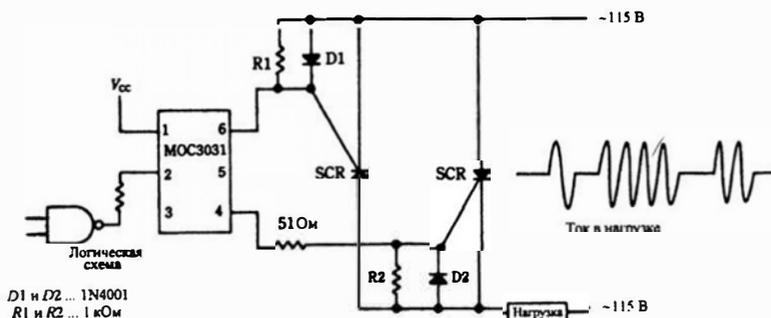


Рис. 5.41. Генератор импульсов для запуска тиристоров МОС-3031. В этом устройстве объединены электрическая изоляция с помощью оптопары и схема, фиксирующая пересечение нуля, что обеспечивает соответствующую фазировку импульсов для запуска пары встречно-параллельно включенных тиристоров. Управление осуществляется методом пакетной модуляции. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Этот метод управления известен как *пакетная модуляция* или как *целопериодное регулирование*. Как следует из названия, мощность в нагрузке регулируется дроблением (целыми периодами) полной мощности переменного тока. Это значительно снижает электромагнитные помехи, поскольку этот метод использует переключение при нулевом напряжении в сети. Возможности тиристоров используются здесь в полной мере, а проблемы гистерезиса и устройства слежения сводятся на нет. Очевидно, что это инерционный метод управления, поэтому необходимо учитывать характер и все необходимые параметры нагрузки. Этот метод идеален, если нагрузкой является нагреватель, но может быть использован также для источников бесперебойного питания (UPS). Здесь появляется благодатная почва для экспериментирования. Принципиальная схема источника питания с пакетной модуляцией приведена на рис. 5.42.



D1 и D2 ... 1N4001
R1 и R2 ... 1 кОм

Рис. 5.42. Источник переменного напряжения с пакетной модуляцией, использующий микросхему МОС-3031 и встречно-параллельное включение тиристоров. Этот метод регулирования не ограничен частотой 60 Гц. Исходя из параметров тиристоров, возможна работа на звуковых и более высоких частотах. Motorola Semiconductor Products, Inc.

2

ЧАСТЬ

Импульсные источники питания

В книге, посвященной инверторам и преобразователям, вполне естественно обсудить также импульсные стабилизированные источники питания. Все эти устройства в общем смысле «близкие родственники», трудности с одним из них сопровождаются трудностями или ведут к ним, по крайней мере, у одного из других. Последние 14 глав посвящены теории, расчету и применению импульсных источников питания.

6

Краткий обзор

Современные импульсные источники питания (ИИП) характеризуются применением полупроводниковых приборов, которые фактически переключают или прерывают ток от источника. Хотя может показаться, что это довольно странный режим работы, однако при этом удается получить заметные преимущества, не доступные традиционным методам. Основные преимущества этого метода включают высокий к.п.д., небольшие габариты и возможность работать в гораздо более широком диапазоне входных напряжений. Кроме того, поскольку стоимость мощных полупроводников и интегральных схем продолжает снижаться, ИИП могут быть также выгодны с экономической точки зрения.

До детального изучения ИИП, целесообразно познакомиться с тем, что собой представляют источники питания. Например, что такое источник питания? С чем Вы в действительности имеете дело? Важно в самом начале дать несколько точных определений, чтобы позднее избежать путаницы. Даже терминология является причиной неразберихи, поскольку *источник питания* сам обычно не генерирует и не производит энергию, а получает ее от компании, предоставляющей электроэнергию, расположенной за многие мили. Редко, когда речь идет об истинном источнике питания, в качестве которого имеется в виду батарея или генератор, — даже когда они присутствуют, мы часто исключаем их из рассмотрения и концентрируем внимание исключительно на электрической схеме, связанной с этим источником.

Определение источника питания

Электронные источники питания (или источники питания, применяемые в электронике) наиболее часто связаны с задачами изменения, управления или стабилизации электрической мощности. Под термином *управление* имеется в виду использование некоторого метода регулирования, независимо от того выполняете ли Вы операцию выпрямления, инвертирования, стабилизации или изменяете величину напряжения или тока. Такое управление мощностью, поступающей в нагрузку, достигается только поглощением избыточной мощности в управляющем устройстве. Само понятие избыточной или холостой мощности заслуживает особого внимания.

С другой стороны, имеются методы, позволяющие управлять мощностью в нагрузке без рассеяния мощности в устройстве управления. Основные методы управления электрической мощностью в нагрузке показаны на рис. 6.1. Вероятно, можно предложить и другие схемы, но

они, скорее всего, будут вариантами тех, что изображены на рисунке. Имеются другие способы, например, использование устройств с насыщающимся сердечником или магнитные усилители, а реостат могут заменить такие устройства, как транзисторы, лампы и терморезисторы.

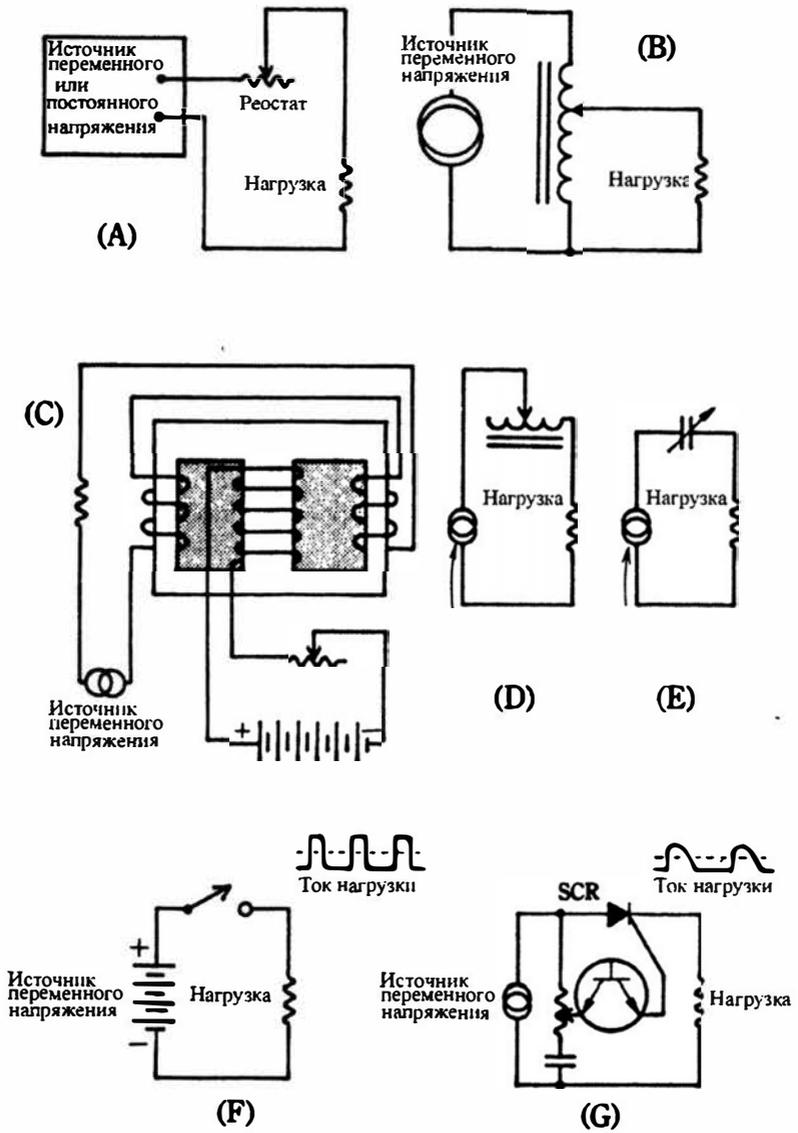


Рис. 6.1. Основные схемы управления мощностью, поступающей в нагрузку. Метод, изображенный на рис. А, вероятно наиболее простой, но самый не эффективный. Все остальные методы, по крайней мере в идеальном случае, не рассеивают мощность. Хотя импульсный метод, показанный на рис. F, кажется примитивным, но он является основным в современных высокоэффективных импульсных источниках питания.

Определение импульсного источника питания

Трудно дать быстрое и краткое определение, которое отличало бы ИИП от всех других типов. Но будет правильно сказать, что ИИП это такой источник, в котором основной поток электроэнергии формируется, управляется или стабилизируется посредством переключающих устройств. Наиболее часто ИИП имеет электронную схему стабилизации выходного напряжения. ИИП обычно довольно дорогие, но ожидается, что они сравняются по своим характеристикам, надежности и стоимости с обычными линейными или другими, рассеивающими энергию, источниками питания.

Некоторые источники питания используют процесс переключения, но обычно не относятся к *импульсным источникам питания*. Причина этого кроется, скорее всего, в привычке или в традиции. Хорошим примером служит схема выпрямителя, показанная на рис. 6.2А, который с академической точки зрения можно квалифицировать как ИИП. Как еще, не переключая, можно выполнить выпрямление?

С другой стороны, тот факт, что источник питания использует процесс переключения, не обязательно квалифицирует его как ИИП. Например, имеются много новых линейных *программируемых источников питания*, в которых с помощью переключающих элементов осуществляется коммутация резисторов, приводящих к изменению внутреннего опорного напряжения, что в свою очередь вызывает изменение выходного напряжения (рис. 6.2В). Другие источники питания, типа старомодного вибрационного, формировали и часто выпрямляли напряжение, используя элементы, которые несомненно являются переключателями.

Последние три источника питания, приведенные на рис. 6.2, по современным стандартам более подходят под понятие ИИП. В популярном преобразователе, показанном на рис. 6.2D, наличие процесса переключения очевидно. Переключение в таких источниках питания обычно выполняется транзисторами или тиристорами, часто вместе с насыщенным сердечником трансформатора, который играет ведущую роль в коммутации. Переключение в стабилизаторах часто осуществляется так, как показано на рис. 6.2Е, где транзистор, диод и катушка индуктивности выполняют основные функции переключения и регулирования. Управление переменным напряжением осуществляется тиристорным коммутатором, как показано на рис. 6.2F.

На рис. 6.3 изображена более детальная схема импульсного стабилизатора. Такие стабилизаторы питаются от нестабилизированного источника постоянного напряжения. Процесс переключения используется для осуществления стабилизации, путем прерывания тока от нестабилизированного источника питания. Работа коммутирующего устройства управляется усилителем сигнала ошибки или компаратором и цепью обратной связи в системе, которая непрерывно сравнивает выходное напряжение с опорным и автоматически регулирует работу переключателя так, чтобы получить желаемое выходное напряжение.

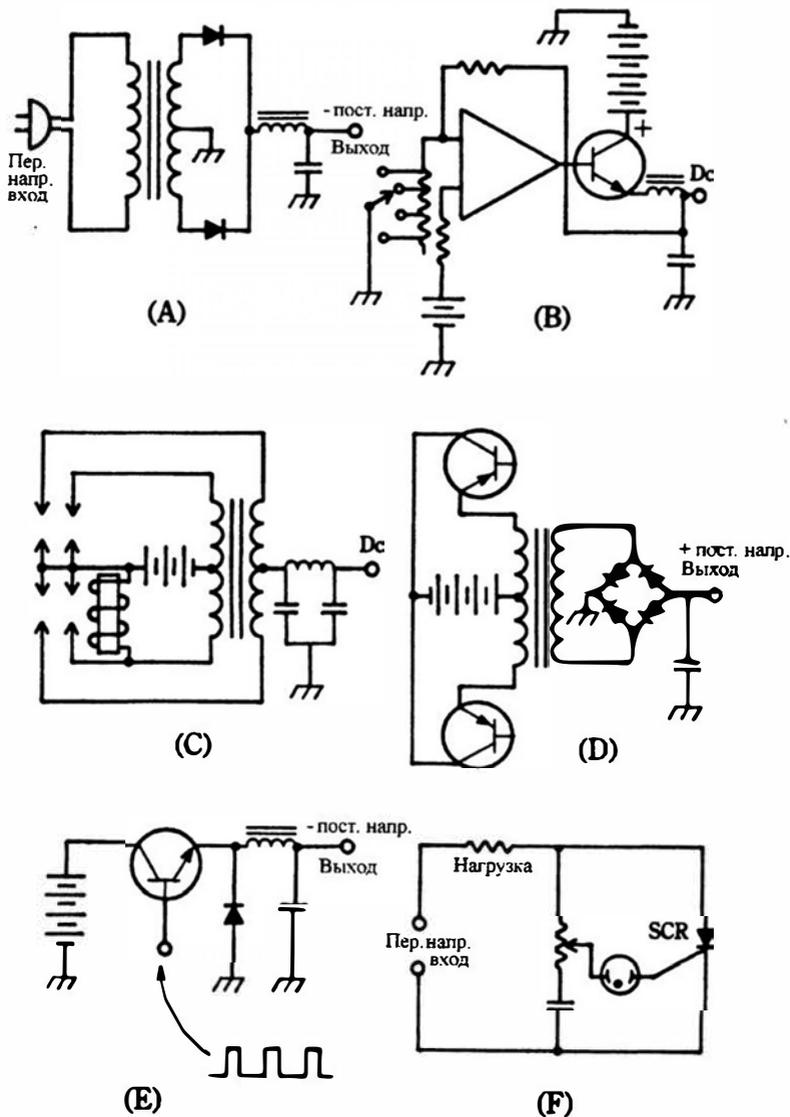


Рис. 6.2. Различные источники питания, в которых используются методы коммутации. С академической точки зрения схему выпрямителя на рис. А можно квалифицировать как ИИП. Однако на практике схемы выпрямителей не считаются таковыми. С другой стороны вибрационный источник питания (рис. С) и его современный вариант с насыщающимся сердечником (рис. D) определенно классифицируются как ИИП. Это также относится к схеме с переключающим транзистором (рис. Е) и к тиристорной схеме с фазовым управлением (рис. F).

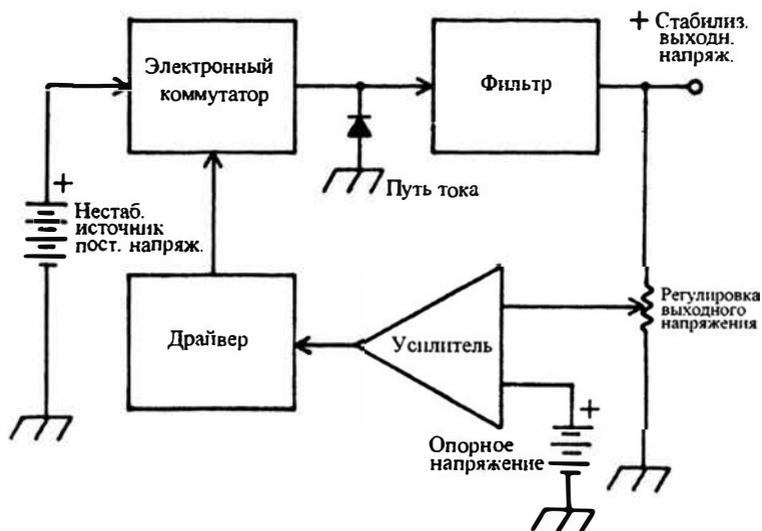


Рис. 6.3. Блок-схема базового варианта ИИП. В качестве электронного коммутатора можно использовать транзистор или тиристор, либо пару таких устройств. По существу это инвертор с обратной связью, используемой для стабилизации. Диод и фильтр на выходе для большей наглядности включены в систему накопления энергии.

Коммутатор лучше, чем реостат

При *диссипативной* (рассеивающей мощность) стабилизации напряжения или тока часть мощности сознательно рассеивается. На рассеивающий элемент, часто мощный транзистор, возложена задача «поглощения» избыточной мощности, и это естественно вызывает необходимость в отводе тепла. Не важно, насколько сложна схема управления в таком источнике питания, фактом, однако, остается то, что элемент, рассеивающий мощность, работает как реостат, то есть имеет место относительно грубый метод управления мощностью.

В ИИП рассеивающий элемент заменен коммутирующим устройством. Регулировка или стабилизация мощности достигается изменением *длительности рабочего цикла* или *частоты* работы коммутатора, а не изменением сопротивления. Конечно, здесь Вы вправе задать вопрос, чем же замечателен этот метод, учитывая, что он очевидно должен быть намного сложнее. Ответ состоит в том, что в идеальном коммутаторе отсутствует поглощение или рассеяние мощности, она или полностью поступает в нагрузку или полностью отключена, без промежуточного состояния проводимости коммутатора, при котором рассеивается мощность. В результате общий к.п.д. ИИП обычно выше, причем намного выше, чем у обычных диссипативных источников питания. Этот фактор

при выборе источника питания становится определяющим в пользу ИИП, так как дает существенные преимущества в габаритах, весе, сохранении энергии и температурном режиме. Когда эти преимущества рассматриваются в связи с требованиями к системе в целом, они часто дают существенную экономическую выгоду, особенно при больших уровнях мощности.

ИИП обладают рядом преимуществ. Но чтобы они были более наглядными, такой источник питания всегда должен сравниваться с не импульсным, линейным источником питания, имеющим примерно ту же мощность. Такое сравнение показывает, что ИИП имеет некоторые присущие ему преимущества в отношении рассеиваемой мощности, которые сводятся к следующему:

- более высокий к.п.д.;
- более низкая рабочая температура и облегченная задача отвода тепла;
- более компактное исполнение;
- малый вес;
- широкий диапазон изменения входного напряжения;
- лучшая способность «работать по инерции» при кратковременных сбоях в сети переменного тока.

Эти преимущества являются основными достоинствами импульсного метода. Другие параметры и характеристики (такие как стоимость, надежность и пульсации выходного напряжения) мы обсудим ниже. Но, как можно предположить, присутствуют и некоторые недостатки. ИИП, также как другие схемы и системы, демонстрирует прекрасные свойства в одной области за счет недостаточно хорошей работы в других областях. Не должно быть никакого заблуждения по поводу того, что ИИП может представлять собой панацею от всех бед в электронике. Однако справедливо, что достоинства часто компенсируют его недостатки, и это приводит к замене диссипативного источника питания импульсным во все большем числе приложений. Теоретическая возможность построения ИПП существует давно, но первоначально не могла быть реализована на практике. То, что теперь реализация стала возможной вызвано сочетанием следующих факторов: достижения полупроводниковой технологии, улучшенные компоненты и прогресс схемотехники. Данные, представленные в Таблице 6.1, не всеобъемлющие, но дают начальные сведения для сравнения линейных и импульсных источников питания.

Таблица 6.1. Обобщенное сравнение импульсных и линейных схем стабилизаторов постоянного напряжения

Параметр	Импульсные стабилизаторы	Линейные стабилизаторы
к.п.д.	От 65 % до 85 % общий.	От 25 % до 50 % общий.
Повышение температуры	Легко достичь не выше от 20°C до 40°C	Часто достигает от 50°C до 100°C; сильно зависит от способа отвода тепла.

Таблица 6.1. Продолжение.

Параметр	Импульсные стабилизаторы	Линейные стабилизаторы
Пульсации	Обычно полный размах составляет от 20 до 50 мВ. Меньшие пульсации обычно трудно достичь.	Легко получить полный размах 5 мВ, дороже стоит получить более низкие значения пульсаций.
Суммарный коэффициент стабилизации	0.3 % — типичное значение. Получить стабилизацию лучше обычно трудно.	0.1 % типичное значение, а более точная стабилизация стоит дороже.
Плотность мощности	От 2.5 до 4 — 5 Вт на кубический дюйм для 20 до 50 кГц. При повышении частоты переключения может доходить до 75 Ватт на кубический дюйм.	От 0.3 до 1.0 Вт на кубический дюйм. Очень сильно зависит от уровня мощности, величины входного напряжения и способа отвода тепла.
Защита от импульсных переходных процессов в сети	Очень хорошая, часто выше 60 dB.	Обычно ниже, чем у импульсных стабилизаторов. Помехи в сети часто попадают в нагрузку.
Электромагнитные излучения	Могут быть значительны. Требуется экранировка, подавление и фильтрация.	Меньшая вероятность иметь неблагоприятные эффекты.
Трансформатор	Некоторые варианты могут обходиться совсем без громоздкого трансформатора рассчитанного на частоту 60 Гц	Большой и дорогой трансформатор для работы на частоте 60 Гц
Надежность	Большее число компонент, но последние разработки используют интегральные схемы. Надежность повышается при использовании принудительного охлаждения.	Более высокая рабочая температура часто ухудшает надежность.
Стоимость	Стоимость резко уменьшается с повышением частоты переключений. Существует общая тенденция снижения стоимости при использовании новых приборов. Стоимость по сравнению со стоимостью линейных стабилизаторов снижается и сейчас они примерно равны при мощности около 20 ватт	Маломощные линейные стабилизаторы имеют преимущество в стоимости. Однако с учетом всех факторов при рассмотрении системы в целом, более значимыми в смысле стоимости становятся другие факторы. 60-герцные трансформаторы и система охлаждения могут повысить стоимость всей системы.

Принцип преобразования энергии

Задача создания почти нерассеивающего мощность источника питания легко решается, если отсутствует требование стабилизации. В этом случае для переменных напряжений подошел бы простой трансформатор, а для постоянных напряжений инвертор или преобразователь. Правильно рассчитанный трансформатор практически рассеивает очень небольшую мощность, а выходное напряжение можно легко установить просто изменяя отношение числа витков первичной и вторичной обмоток. То же самое имеет место в инверторе или преобразователе, использующих высокочастотный трансформатор, коэффициент трансформации которого также можно изменять.

Требование *стабилизации* выходного напряжения или тока, несмотря на изменения входного напряжения, значительно усложняет дело. Стабилизация обычно включает процесс исправления ошибки с помощью схемы, которая может следить за выходным напряжением и выполнять необходимую коррекцию для удержания выходного напряжения в точно установленных пределах. Трансформатор не позволяет это сделать, потому что трудно варьировать отношение числа витков; имеются механические способы изменения коэффициента трансформации, например, вариак или автотрансформатор с плавной регулировкой, но быстрая, точная стабилизация требует чисто электронных методов. В сущности все, что необходимо — это чисто электронный процесс преобразования электрической энергии от одного напряжения к другому. В идеальном случае он должен происходить без заметного рассеяния энергии.

Современный импульсный стабилизатор удовлетворяет этому требованию благодаря процессу коммутации, который предусматривает временное хранение энергии в индуктивном элементе, как это показано на рис. 6.2Е. В действительности катушка индуктивности предназначена для того, чтобы накопить энергию в течение времени, когда последовательный ключ включен, и отдать ее в течение времени, когда ключ выключен. Выходное напряжение или ток импульсного стабилизатора регулируются простым изменением длительности рабочего цикла или частоты процесса переключения. Эта задача относительно легко решается с помощью электроники.

Сначала этот принцип преобразования энергии можно проиллюстрировать на примере работы простой схемы однополупериодного выпрямителя, изображенного на рис. 6.4. Выпрямительный диод фактически выполняет функцию переключения, которое синхронизировано так, чтобы энергия поступала в нагрузку в виде импульсов напряжения, имеющих положительную полярность.

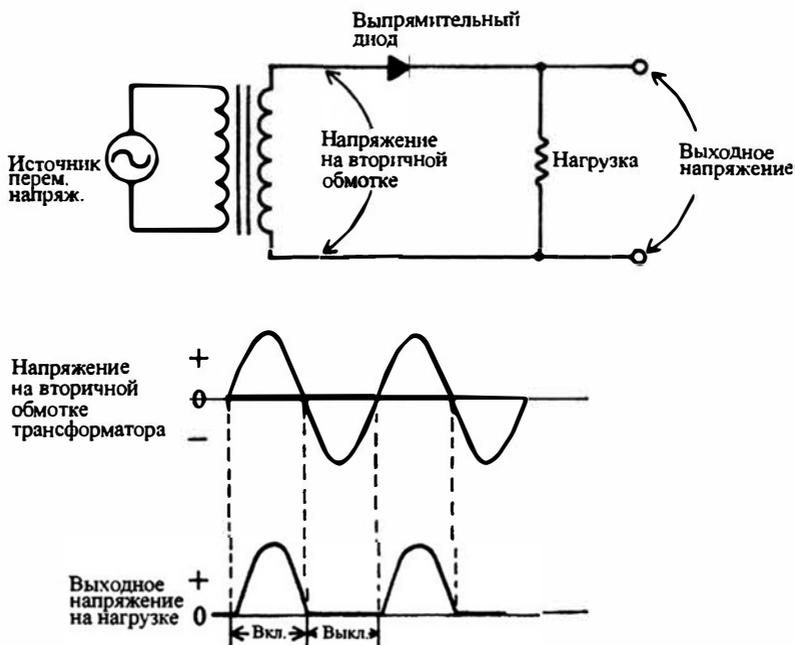


Рис. 6.4. Наглядное представление процесса переключения в простой схеме выпрямителя. Процесс переключения в однополупериодном выпрямителе синхронизирован с моментом прохождения через нуль напряжения переменного тока во вторичной обмотке. Считается, что диод идеальный, то есть имеет нулевую разность потенциалов в открытом состоянии, нулевое прямое сопротивление и бесконечное обратное сопротивление.

Если теперь последовательно с нагрузкой включить катушку индуктивности, как показано на рисунке. 6.5, то импульсы энергии, поступающей в нагрузку, удлинятся так, что становятся больше полупериода прикладываемого переменного напряжения. С разомкнутым переключателем импульсы никогда не могут накладываться один на другой, чтобы сформировать постоянное напряжение на нагрузке. Но с замкнутым переключателем энергия, запасенная в виде магнитного поля в катушке индуктивности, выделяется в нагрузку в течение времени, когда диод не проводит. Соответствующим выбором индуктивности катушки и сопротивления резистора можно добиться, чтобы энергия поступала в нагрузку непрерывно, с очень небольшими пульсациями.

Размер катушки или значение индуктивности обратно пропорционально связаны с рабочей частотой, или точнее частотой повторения импульсов. В системе, работающей с частотой сети 60 Гц, схема однополупериодного выпрямителя дает 60 импульсов в секунду, а двухполупериодная или мостовая схемы дают 120 импульсов в секунду, что вдвое выше частоты на входе (это основная причина, по которой двухполупериодная и мостовая схемы предпочтительнее простой однополупериодной схемы).

Уменьшение индуктивности становится весьма существенным, если частота импульсов поднимается с 60 Гц до (к примеру) 60 кГц, а это приводит к снижению габаритов и стоимости, хотя в меньшей пропорции. Тем не менее, видно существенное преимущество импульсных источников питания, работающих с высокими частотами переключения.

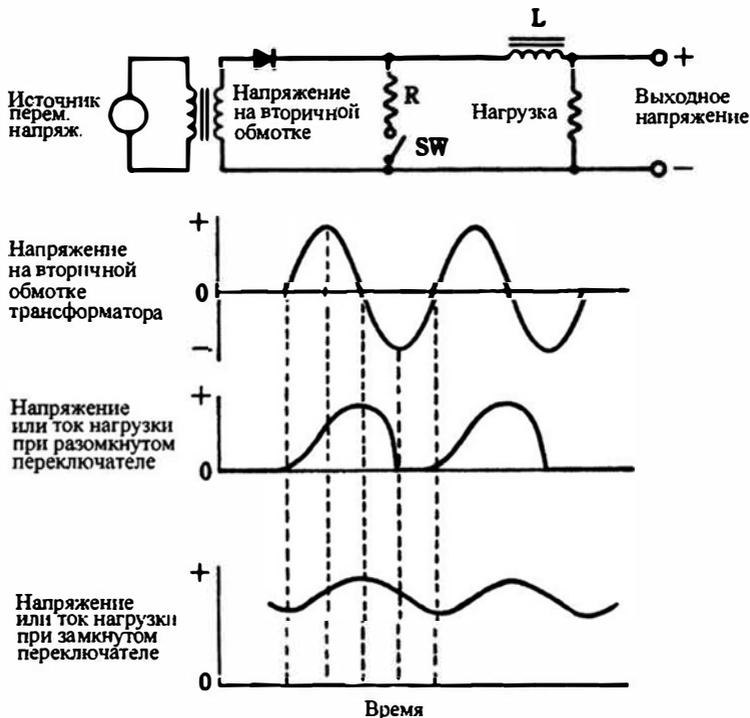


Рис. 6.5. Неэффективный, но наглядный метод получения постоянного тока. Несмотря на то, что выпрямительный диод выдает импульсы в течение полупериода, через катушку индуктивности в нагрузку поступает непрерывный ток.

Возвращаясь к рис. 6.5, видим, что при использовании простого резистора возникает проблема рассеивания в нем энергии, то есть, имеется потеря энергии, препятствующая реализации нашей цели — создать почти не рассеивающий мощность источник питания. Хотя наличие резистора можно использовать для того, чтобы растянуть во времени выделение энергии, запасенной в катушке индуктивности, но это осуществляется только за счет поглощения части этой энергии. К счастью, эта проблема легко преодолима.

Если резистор заменить вторым диодом, получим схему, приведенную на рис. 6.6. Считая, что диоды идеальные получаем, что операция переключения выполняется без рассеяния энергии; когда диод проводит, его прямое сопротивление фактически равно нулю, а когда не проводит, его об-

ратное сопротивление настолько велико, что может считаться бесконечным. Когда диод $D1$ проводит, энергия поступает в катушку индуктивности, и происходит это только в течение времени, пока входное напряжение переменного тока превышает напряжение на нагрузке. Диод $D2$ обеспечивает путь току катушки индуктивности в течение времени, когда не проводит диод $D1$, как показано на рис. 6.6. Хотя на рисунке показано, что переключение тока, протекающего через диоды происходит мгновенно, но в схеме, использующей реальные диоды, это не так, поскольку в открытом состоянии у них конечное прямое сопротивление и конечное падение прямого напряжения, и это приводит к замедлению процесса переключения.

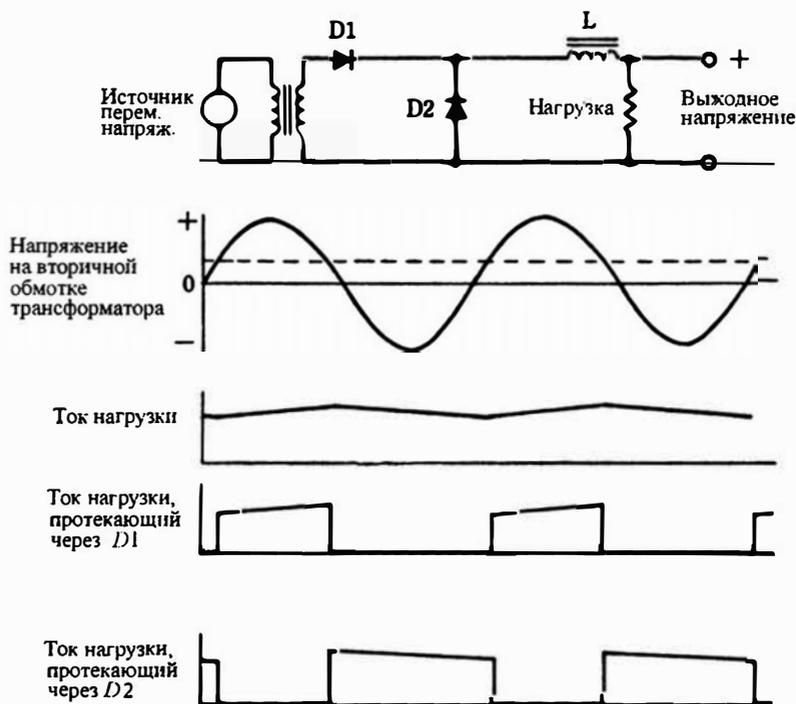


Рис. 6.6. Лучший метод получения непрерывного тока в нагрузке. Здесь предполагается, что резистор в схеме на рис. 6.5 заменен диодом, не рассеивающим энергию. Этот «фиксирующий» диод позволяет передать энергию, запасенную катушкой индуктивности, в нагрузку, а в течение времени, когда проводит диод $D1$, он закрыт.

Схема, показанная на рис. 6.6, представляет собой импульсный стабилизатор как переменного, так и постоянного напряжения. Если диод $D1$ заменить управляемым переключающим элементом, а на вход подать постоянное напряжение, то получим схему, изображенную на рис. 6.2Е. При использовании этого метода для переменного тока диод $D1$ следует заменить тиристором, а управление величиной выходного напряжения можно получить изменяя фазовый угол его проводимости способом, подобным показан-

ному на рис. 6.2F. В любом случае, выходное напряжение регулируется благодаря изменению времени проводимости переключающего элемента. Поэтому, становится возможным стабилизировать выходное напряжение или ток с помощью почти нерассеивающего энергию процесса коммутации.

Регулируемый импульсный источник питания

Имеется несколько вариантов схемы, режимов работы и переключающих устройств, используемых в импульсных источниках питания. Удивительно, как много различных подходов можно использовать, чтобы достичь одной и той же цели. Все разнообразие методов основано на использовании полностью включенных или полностью выключенных состояний проводимости любого из используемых устройств коммутации. То есть все переключающие устройства не должны находиться в состоянии частичной проводимости. Действительно, это хорошее определение того, чем они отличаются от линейных, рассеивающих энергию, регулируемых источников. Даже при единственном условии, состоящем в том, что разрешены только два крайних состояния проводимости, имеется возможность реализовать переключение большим числом вариантов. Некоторые из них приведены в следующем списке:

- Изменение как частоты, так и времени включенного состояния при случайном или фиксированном времени выключенного состояния
- Постоянная частота с переменным временем включенного состояния
- Постоянное время включенного состояния (или ширина импульса) при изменяющейся частоте
- Однополупериодная модуляция скважности синусоидального колебания (как с тиристорами)
- Двухполупериодная модуляция скважности синусоидального колебания (как с симисторами)

Кроме того, процесс переключения можно реализовать включая элемент коммутации или последовательно с нагрузкой, или параллельно с ней. Переключение можно выполнять с частотой силовой сети, а можно с частотой тысячи или даже миллионы раз в секунду. Можно ожидать, что каждый подход демонстрирует свои уникальные характеристики, компромиссы и экономические показатели. С другой стороны, состояние этого искусства очень изменчиво, различные подходы проектирования конкурируют друг с другом. Окончательный выбор того или иного подхода часто зависит от конкретного состояния разработки некоторых компонентов. Например, если на сегодня один метод кажется чрезмерно дорогим или ненадежным из-за чрезмерно большого числа активных компонент, то вполне вероятно, что завтра появится интегральная схема, созданная специально для существенного сокращения числа элементов. Искусство и технология импульсных источников питания динамично и быстро развиваются, поэтому первое, что Вы должны сделать, это ознакомиться с различными подходами, на которых базируются эти интересные источники питания.

Одной из наиболее важных функций ИИП является регулировка или стабилизация напряжения, используемого для питания электронных схем. От таких источников питания обычно требуется, чтобы они поддерживали выходное напряжение фактически постоянным, несмотря на изменение входного напряжения в широких пределах. Стабилизированное выходное напряжение может быть или выше или ниже нестабилизированного входного, но в большинстве случаев, выходное напряжение будет более низким, чем входное напряжение. Наиболее употребительным типом импульсного стабилизатора является устройство с тремя выводами, на вход которого подается нестабилизированное постоянное напряжение, а на выходе имеем стабилизированное постоянное напряжение. Этот тип стабилизатора рассмотрен первым, потому что имеет наиболее широкое применение.

Импульсные стабилизаторы, преобразующие переменное напряжение сети в постоянное выходное напряжение, как правило, дополняются обычным выпрямителем, чтобы сначала заменить переменное напряжение нестабилизированным постоянным напряжением. ИИП, применяемые для стабилизации переменного напряжения на выходе, наиболее часто называются *источниками питания инверторного типа*; в следующей главе они будут рассмотрены.

Простой импульсный стабилизатор

Упрощенная схема импульсного стабилизатора, показанная на рис. 7.1, поможет нам понять основы различных методов, позволяющих достичь стабилизации без рассеяния мощности. Очевидно, что основное внимание при конструировании источника питания обращено на стабилизацию напряжения, хотя иногда бывает необходима стабилизация тока. В любом случае работа стабилизатора связана с введением цепи обратной связи, чтобы контролировать выходное напряжение или ток и формировать сигнал коррекции или рассогласования, который используется для автоматического регулирования работы коммутирующего устройства. Действие цепи обратной связи позволяет стабилизировать выходной сигнал, несмотря на изменения либо нестабилизированного входного напряжения, либо параметров нагрузки. Любой стабилизированный

источник в особых случаях можно лишить возможности осуществлять автоматическую стабилизацию, просто размыкая цепь обратной связи. Это может быть желательным, например, при управлении электродвигателем, где иногда требуется ручная регулировка частоты вращения. Однако в большинстве случаев в электронике лучше применять автоматическое регулирование с замкнутой петлей обратной связи, поэтому последующее рассмотрение будет сосредоточено на таких схемах.

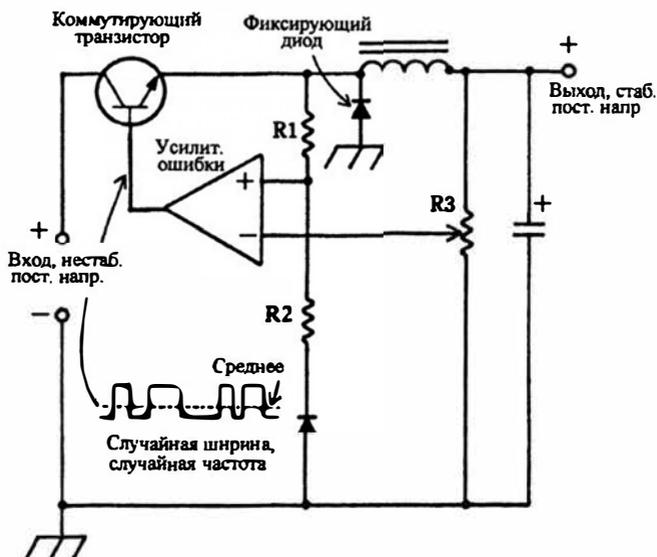


Рис. 7.1. Импульсный стабилизатор с самовозбуждением. Колебательный режим схемы определяется условиями на входе и выходе, вызывающими изменения как ширины, так и частоты следования импульсов. Для получения наилучших характеристик обычно необходимо экспериментирование.

На рис. 7.1 показана базовая конфигурация и основные элементы простого импульсного стабилизатора напряжения. Чтобы сосредоточить внимание на схеме переключения, нестабилизированный источник питания не показан. Интересная особенность этого устройства состоит в том, что оно является *автоколебательным*. Частота колебаний или частота переключений определяется, прежде всего, индуктивностью и емкостью выходного фильтра, но оказывают влияние и другие факторы. Величина выходного напряжения пропорциональна среднему по времени значению последовательности импульсов. Таким образом, функция фильтра состоит в усреднении амплитуды импульсов с целью получения постоянного выходного напряжения, величина которого равна арифметическому среднему напряжению импульсов, формируемых транзисторным коммутатором. Заметьте, что сигнал переключения «случайный», изменяются и ширина импульса, и частота повторения. Однако это не приводит к большим проблемам, цепь обратной связи работает так, что

для стабилизации используется или ширина импульса, или частота их следования, или оба этих параметра.

В этом источнике питания, как и в большинстве других, имеется так называемый фиксирующий диод. Из предыдущего рассмотрения однополупериодного выпрямителя вспомните, что резистор, включенный в этом месте схемы, давал возможность току протекать в нагрузку, но он имеет нежелательное свойство рассеивать мощность. Фиксирующий диод выполняет эту функцию гораздо лучше, поскольку имеет высокую проводимость, когда это необходимо, и незначительное рассеяние мощности в других случаях.

Ощущение простоты, вытекающее из рассмотрения этого автоколебательного стабилизатора, может вводить в заблуждение. Вы можете спросить, например, почему такое простое устройство давно не стало популярным. Ответ частично кроется в схеме входящей в состав усилителя сигнала ошибки, но не показанный на рисунке. Возможно это и не очевидно, но к этому функциональному элементу предъявляется много требований. Если Вы хотите иметь хорошие параметры импульсного стабилизатора, и в то же время желаете избежать громоздких компонент фильтра, номинальная частота переключений должна быть во много раз выше частоты сети переменного тока. По причинам, которые будут рассмотрены позже, имеется тенденция ограничить работу частотами около 20 кГц. Хороший усилитель сигнала ошибки (или компаратор) был сначала трудно реализуемым элементом.

Кроме того, в высокочастотных ИИП подходящие переключающие транзисторы, фиксирующие диоды и даже электролитические конденсаторы фильтра использовались в предельных режимах. Стоимость необходимых компонент часто была высока. Преимущества, которые можно получить упрощая систему, также были ограничены, потому что в сравнении с линейными стабилизаторами, где превосходная стабилизация и отсутствие помех при работе достигаются относительно легко, стоимость и усилия, затрачиваемые на создание хорошего импульсного стабилизатора неоправданно велики.

Одной из действительно поворотных точек, как в техническом развитии, так и в отношении стоимости ИИП, было появление недорогих, высоко надежных интегральных схем. Теперь за один-два доллара Вы можете приобрести интегральную схему операционного усилителя (ОУ) для использования ее в качестве блока, изображенного на рис. 7.1 треугольником. Такой ОУ может быть эквивалентен схеме, содержащей дюжину или больше дискретных компонент с непосредственными связями для работы с постоянными напряжениями. Еще более привлекательной для разработчика, чем схема ОУ, является интегральная схема линейного стабилизатора, поскольку она содержит не только ОУ, но и прекрасный встроенный источник опорного напряжения. Температурная стабильность и электрические параметры этого источника опорного напряжения превышают соответствующие характеристики простых стабилитронов. По стоимости они конкурен-

тоспособны со стабилизаторами напряжения. Хотя первоначально эти схемы были предназначены для линейного режима, они вполне годятся в качестве «кирпичиков» для схем импульсных стабилизаторов. Фактически, большинство фирм-изготовителей линейных стабилизаторов напряжения охотно предоставят приложения, разъясняющие как использовать их линейные стабилизаторы для создания импульсных стабилизаторов (более того, имеется много интегральных схем, специально предназначенных для использования в ИИП).

Лучшее из двух методов

Комбинация импульсных и линейных методов привела к таким характеристикам стабилизаторов, которые не достижимы при использовании одного из них. Хотя ИИП часто являются простыми конструкциями, включающими электронный элемент коммутации или прерывания, схемотехника все более и более склоняется к системному подходу, когда в полную схему включаются другие функциональные блоки, типа линейных стабилизаторов.

Рассмотрим, например, стабилизированный источник питания, состоящий из импульсного стабилизатора с последующим линейным стабилизатором. В такой комбинации переключающую схему можно рассматривать как *предварительный стабилизатор*, включенный до линейного выходного стабилизатора. Это один из самых простых вариантов системного подхода, но даже он обладает привлекательными свойствами. Линейный стабилизатор превосходит импульсный в ослаблении пульсаций, в достижении низкого выходного сопротивления и более жесткой стабилизации. Но для многих приложений, низкий к.п.д. линейного стабилизатора приводит к серьезным трудностям, связанным с температурными, электрическими и компоновочными проблемами. Низкий к.п.д. линейного стабилизатора значительно ухудшается с повышением входного напряжения, поступающего от нестабилизированного источника питания. Чтобы предотвратить влияние флуктуаций напряжения в сети переменного тока, а также иметь достаточный запас надежности при наихудших условиях нагрузки и температуры, постоянное входное напряжение часто должно быть намного выше, чем оно было бы при разумном к.п.д. К сожалению, рассеяние мощности проходным транзистором увеличивается пропорционально напряжению, падающему на нем для стабилизации выходного напряжения.

Очевидно, что предварительный стабилизатор разгрузил бы проходной транзистор от значительной нагрузки, и общий к.п.д. может быть увеличен, если сам предрегулятор имеет высокий к.п.д. В такой комбинации при существенном увеличении напряжения сети общий к.п.д. ухудшается незначительно. Предварительный импульсный стабилизатор может работать с к.п.д. 85 процентов; номинальный к.п.д. линейного

стабилизатора достигает 50 процентов, и импульсный стабилизатор предотвратит его понижение при высоком напряжении сети. При больших уровнях мощности повышение к.п.д. на 10 – 15 процентов может быть вполне ощутимым. Позже будут рассмотрены другие ИИП, использующие системный подход.

Автоколебательный импульсный стабилизатор

Автоколебательный импульсный стабилизатор, показанный на рис.7.1, превосходит другие своей чрезвычайной простотой. На работу ИИП, частично определяемую индуктивностью и емкостью, входящих в схему выходного фильтра, извне оказывают влияние входной источник напряжения и нагрузка на выходе. В результате длительность и частота импульсов стабилизатора с самовозбуждением могут изменяться в широких пределах, поскольку выходной фильтр в первую очередь выполняет задачу фильтрации, а не регулировки.

В автоколебательном ИИП связь между шириной импульса и частотой не совсем случайна, потому что этот источник должен выдавать в нагрузку определенный ток и напряжение. Вообще в ИИП обычно частота импульсов изменяется в ответ на изменения тока нагрузки, а длительность импульсов в ответ на изменения нестабилизированного постоянного входного напряжения. Приведенное общее правило предполагает, что эти два действия являются доминирующим, а не полностью определяющими поведение ИИП.

До некоторой степени проектирование автоколебательного импульсного стабилизатора усложняется тем, что может изменяться и частота, и длительность импульса. В результате поведение ИИП с самовозбуждением трудно предсказуемо. Практически, начальный вариант использует очень неточные приближения, достаточные для того, чтобы получить работающую схему; затем, в процессе практической работы последовательно вводятся уточнения, при которых изменение номиналов компонентов нередко достигают 100 процентов.

Работу автоколебательного ИИП (рис. 7.1) легко объяснить в общих чертах. Усилитель ошибки выполняет функцию компаратора; то есть он сравнивает выходное напряжение ИИП (поступающее с резистора R_3) с опорным напряжением, которое в этом случае определяется стабилизатором. Когда выходное напряжение ИИП падает слишком низко, усилитель ошибки включает переключающий транзистор; когда выходное напряжение слишком высокое, переключающий транзистор выключен. Единственная трудность, имеющаяся в этой простой схеме состоит в создании переключателя, надежно работающего во всем диапазоне изменения постоянного входного напряжения и тока нагрузки.

Для уверенности в правильной работе, необходимо ввести некоторый гистерезис (обеспечивается резисторами R_1 и R_2) в цепь обратной связи, чтобы иметь достаточную величину положительной обратной связи, га-

рантирующую существование колебаний и быстрое переключение транзистора. Но наличие этих резисторов в цепи обратной связи влияет также на длительность импульсов, частоту их следования, на пульсации выходного напряжения и на среднее значение постоянного выходного напряжения. Следовательно, хотя основным достоинством автоколебательного ИИП является наличие малого числа элементов, реальная схема ИИП усложняется потому, что нет достаточного числа компонент, позволяющих независимо регулировать различные параметры, которые управляют его работой. Тем не менее, автоколебательные ИИП довольно популярны в не очень ответственных приложениях, где низкая стоимость и малое число компонент могут быть определяющими факторами.

Импульсный стабилизатор с внешним возбуждением

В автоколебательном импульсном стабилизаторе (рис. 7.1) наблюдается независимое изменение длительности импульсов и частоты их следования и эта независимость приводит к трудностям обеспечения гарантированных колебаний. Пожертвовав простотой схемы, можно ввести два возможных режима работы, просто выбирая один из параметров — длительность импульсов или частоту их следования — постоянным. Эти два режима кратко можно определить следующим образом:

- Стабилизация осуществляется изменением длительности импульсов при их постоянной частоте следования.
- Стабилизация осуществляется изменением частоты следования импульсов при постоянной их длительности.

В импульсном стабилизаторе с самовозбуждением, «разделение труда» между изменением частоты и изменением длительности импульса непостоянно. Несомненно, один из параметров можно сделать относительно постоянным, передавая, таким образом, функцию коррекции параметру, который изменяется в больших пределах. Эта цель проще всего достигается в переключающих схемах, которые при работе не используют автоколебательный режим, а имеют отдельный генератор, формирующий сигналы, которые включают или выключают коммутирующий транзистор. В этом случае становится проще независимо управлять частотой либо длительностью без влияния на другой параметр.

Часто желательно иметь функциональные блоки схемы независимыми, чтобы можно было оптимизировать их для выполнения одной определенной функции. Иначе Вы находитесь по существу в том же самом положении, в каком ранее находились сторонники рефлексных радиоприемников. В этих, вышедших из употребления схемах, один и тот же каскад оперировал сигналами радиочастоты, промежуточной частоты, а возможно также и со звуковыми частотами. Хотя идея заманчива, но попытки одновременно оптимизировать все эти режимы работы наталкиваются на практические препятствия. В случае стабилизатора, более на-

дежные результаты и лучшие эксплуатационные показатели обычно достигаются, когда коммутирующий транзистор просто переключается управляющим напряжением. Можно также разделить функции положительной и отрицательной обратной связи и выделить опорное напряжение в усилителе ошибки. Поскольку отсутствует необходимость в автоколебательном режиме, положительная обратная связь вообще удаляется.

С отдельным генератором Вы свободны от таких отказов как сбой запуска, например, при низких температурах и при большой нагрузке, а также от некоторых переходных процессов, которые могут вызвать ударное возбуждение LC -фильтра на частоте его собственных колебаний, что плохо поддается стабилизации. Некоторые изменения, такие как одновременное изменение напряжения сети и сопротивления нагрузки, могут привести к изменениям частоты и длительности импульсов в противоположных направлениях, нарушая тем самым стабилизацию. Наконец, как разработчик Вы можете более точно определять параметры фильтра, если изменяться может только один параметр переключающего сигнала. Импульсные стабилизаторы этого типа проще в массовом производстве с учетом обеспечения границ, заданных техническими требованиями. Вариант расчета с запасом или грубое «решение в лоб» можно легко опровергнуть очевидной дешевизной автоколебательного импульсного стабилизатора.

Стабилизатор с широтно-импульсной модуляцией и фиксированной частотой

Работа стабилизатора, изображенного на рис. 7.2, подобна работе автоколебательного стабилизатора, но частота переключений теперь определяется частотой отдельного генератора. С практической точки зрения, работа источника питания теперь может быть оптимизирована простым изменением частоты до тех пор, пока не будет получен оптимальный результат. Это часто желательно потому, что на начальной стадии невозможно учесть такие переменные и неизвестные величины как действующая индуктивность и добротность дросселя, индуктивность и эффективное последовательное сопротивление конденсатора фильтра, а также полные характеристики переключающего транзистора и фиксирующего диода. Хорошо также иметь независимое регулирование частоты с точки зрения мощных компонент; импульсные стабилизаторы обычно имеют большие пульсации, чем их линейные аналоги, и часто выгодно иметь возможность регулировать частоту пульсаций, чтобы минимизировать их величину на нагрузке.

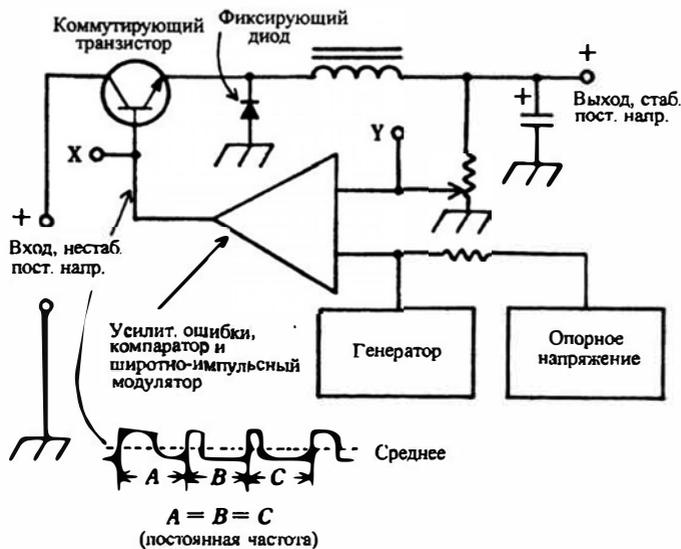


Рис. 7.2. Импульсный стабилизатор с фиксированной частотой переключения. Здесь частота переключения определяется отдельным генератором. Стабилизация осуществляется путем изменения длительности импульсов. Эта схема более предсказуема, чем схема с самовозбуждением, приведенная на рис.7.1.

Стабилизатор с постоянной длительностью импульсов и изменяемой частотой

На рис. 7.3 показана схема, в которой зафиксирован другой параметр. Здесь частота импульсов ждущего или имеющего одно устойчивое состояние мультивибратора определяется запускающими импульсами, полученными от генератора управляемого напряжением. Длительность импульсов, поступающих к переключающему транзистору, определяется постоянной времени мультивибратора и остается фиксированной. Это довольно изящная схема, позволяющая независимо регулировать и длительность импульса, и частоту импульсов. Не просто сказать, что лучше применять — этот метод или описанный выше с фиксированной частотой, хотя можно привести некоторые преимущества одного и другого. Любое возможное достоинство той или иной схемы зависит от метода проектирования, так что вероятно лучше всего сказать, что если один конструктор достиг превосходных результатов при одном подходе, то

другой может получить такие же результаты при другом подходе. Между схемами имеются незначительные различия, связанные с пульсациями на выходе, допустимым диапазоном регулировки постоянного выходного напряжения и защитой от переходных процессов в силовой сети. Однако оба метода с фиксированными параметрами имеют хорошие характеристики (позже будут описаны схемы с фиксированной длительностью импульсов, исключительно хорошо работающие в источниках питания, использующих резонансный режим).

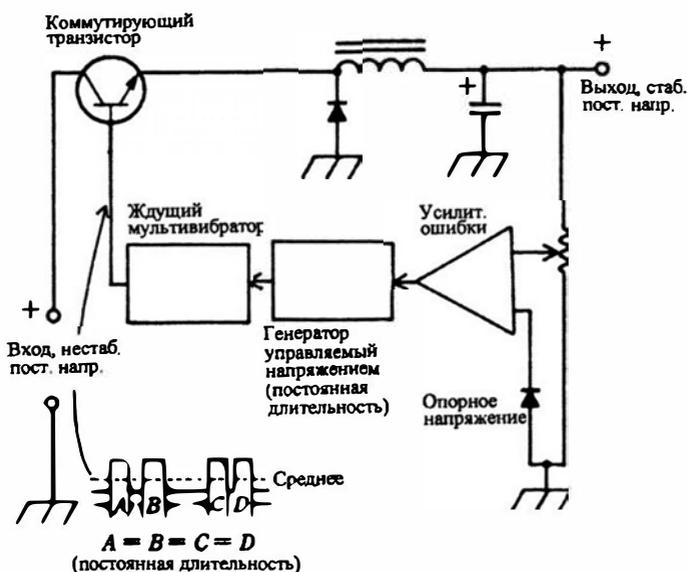


Рис. 7.3. Еще одна схема импульсного стабилизатора. Ждущий мультивибратор генерирует импульсы фиксированной длительности. Частота следования импульсов определяется генератором.

Параллельный импульсный стабилизатор

До сих пор все рассмотренные импульсные стабилизаторы использовали последовательно включенный переключающий элемент. Из рассмотрения линейных стабилизаторов мы знаем, что иногда полезно использовать параллельно включенные элементы, поэтому было бы естественно и в импульсном стабилизаторе использовать параллельно включенный переключающий элемент, чтобы достичь стабилизации. Так получается, что параллельный импульсный стабилизатор удобен в применении, и может иметь вид, изображенный на рис. 7.4. В этой конкретной схеме используется вариант с фиксированной длительностью импульсов, но можно реализовать и схемы с постоянной частотой. Параллельный импульсный стабилизатор может давать уровень выходного напряжения, превышающий уровень напряжения нестабилизированного входного источника.

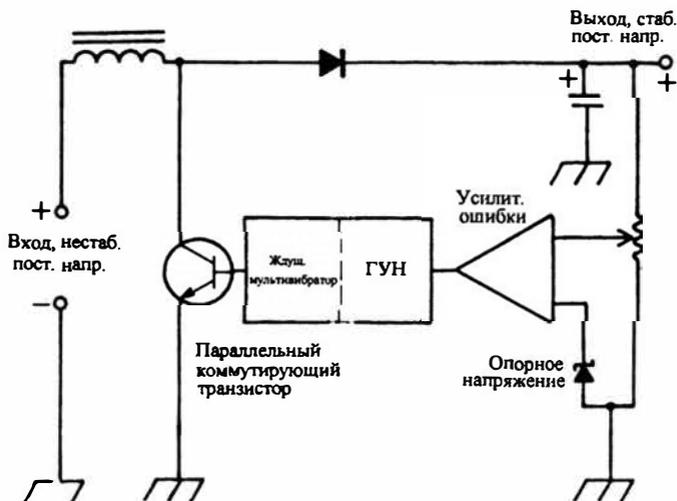


Рис.7.4. Базовая схема параллельного импульсного стабилизатора, известная как *схема обратного хода*. Характерной чертой этой схемы является возможность получения на выходе стабилизированного напряжения намного выше, чем нестабилизированное входное напряжение.

Возможное преимущество этого метода переключения состоит в том, что здесь проще подавить электромагнитные помехи, поскольку ток через открывающийся транзистор представляет собой плавно нарастающую, а не ступенчатую функцию. Недостатком параллельного стабилизатора является более низкий к.п.д. по сравнению с последовательным стабилизатором; это следует, прежде всего, из того, что входное напряжение меньше выходного, поэтому за счет падения напряжения во входной цепи впустую рассеивается намного большая мощность. Но тот факт, что параллельный стабилизатор может дать более высокое выходное напряжение, делает его очень удобным при преобразовании напряжения низковольтной батареи питания в более высокие напряжения.

Параллельный импульсный стабилизатор обладает защитным свойством в случае, когда переключающий транзистор оказывается заблокированным в открытом или закрытом состоянии: в любом случае нагрузка не повреждается.

Если переключающий транзистор остается в состоянии «включено», то имеет место практически короткое замыкание источника входного напряжения, и в зависимости от конструкции может либо сгореть предохранитель, либо будет разорвана цепь — даже выход из строя переключающего транзистора обычно предпочтительнее повреждения дорогостоящего оборудования.

Если переключающий транзистор остается в выключенном состоянии, то это приводит к уменьшению выходного напряжения, и нагрузка снова защищена от повреждения, потому что выходное напряжение стабилизатора будет тогда не больше, чем постоянное входное напряжение.

Работа параллельного импульсного стабилизатора аналогична работе других схем, использующих принцип «обратного хода». К ним относятся автомобильные системы зажигания, импульсные источники питания для счетчиков Гейгера и высоковольтные источники питания в телевизорах. Различие параллельных импульсных стабилизаторов состоит только в различии схем обратной связи, используемых для стабилизации выходного напряжения; иначе говоря, все схемы «обратного хода» используют противоэдс, создаваемую или катушкой индуктивности, или первичной обмоткой трансформатора.

Получение импульсов переменной длительности

Блок-схема на рис. 7.5 представляет один из вариантов стабилизатора (рис. 7.2), работающего с постоянной частотой. Здесь показана только схема управления, а ее связь с переключающим транзистором и сопутствующими компонентами обозначена точками X и Y на обоих рисунках.

На первый взгляд устройство, показанное на рис. 7.5, может показаться довольно сложным; однако принцип его действия прост, а использование интегральных схем позволяет обойтись малым числом компонент. Это прекрасный пример претворения идеи в «железе», задача, которая была бы сильно затруднена, если бы каждый функциональный блок создавался из дискретных элементов. Здесь совсем небольшое число недорогих интегральных схем вместе с некоторыми внешними компонентами реализуют широтно-импульсный модулятор.

Генератор прямоугольных колебаний не имеет прямой электронной регулировки частоты, так что для оптимизации работы схемы частоту можно изменять вручную. Простой генератор прямоугольных колебаний можно получить используя мультивибратор, поскольку часто важна точность частоты. Интегратор преобразует прямоугольные колебания в треугольные, которые затем суммируются с выходным напряжением, поступающим с усилителя ошибки. Триггер Шмитта является чувствительной к уровню сигнала схемой, которая формирует прямоугольный выходной импульс, как показано на рис. 7.5. Поскольку выходное напряжение усилителя ошибки изменяется в ответ на изменение выходного напряжения импульсного стабилизатора, сигнал треугольной формы перемещается вверх или вниз, изменяя момент срабатывания триггера Шмитта. Благодаря этому формируется выходной импульс переменной длительности, который управляет работой переключающего транзистора. Драйвер, присутствующий на рис. 7.5, представляет собой дополнительный каскад усиления, но он часто отсутствует в импульсных стабилизаторах, рассчитанных на ток 1 А или меньше.

Конечно, имеется много других способов реализации этого режима работы, включая чисто цифровые методы. Для точной подстройки частоты, можно использовать внешний источник колебаний. К форме колебаний не предъявляется никаких требований, она может быть прямо-

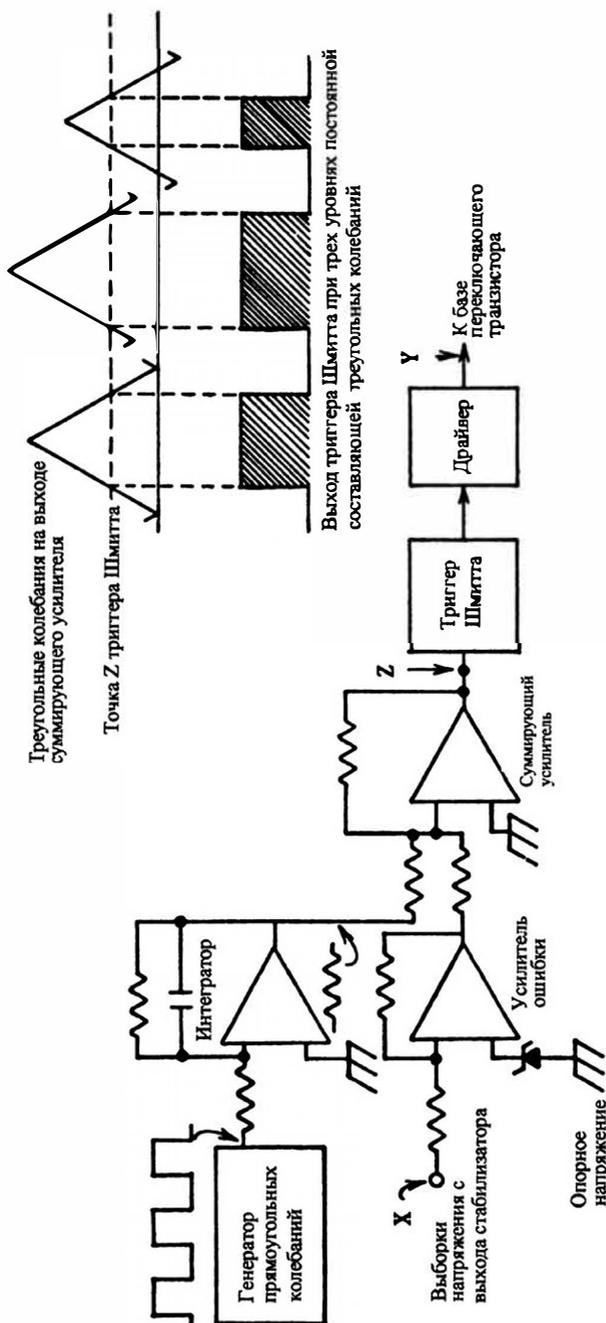


Рис. 7.5. Блок-схема, иллюстрирующая базовый принцип построения системы с широтно-импульсной модуляцией. На практике триггер Шмитта обеспечивает небольшой гистерезис для того, чтобы напряжение включения было немного выше, чем напряжение выключения.

угольной или даже треугольной; многие системы используют сигналы пилообразной и синусоидальной формы. Пример использования линейно изменяющегося напряжения, проиллюстрирован блок-схемой на рис. 7.6, которая является типичной для многих подобных конструкций.

Функционально-блочная схема импульсного стабилизатора на рис. 7.6 включает блок, названный *аналого-цифровым преобразователем* (АЦП). Такие блоки уже существуют в виде интегральной схемы и в виде модуля, но важно, что они реализуют основную функцию — формирование выходных импульсов переменной длительности.

Хотя схемы, показанные на рис. 7.5 и 7.6, очень наглядны, на практике все шире применяются упомянутые управляющие интегральные схемы, в которые включен широтно-импульсный модулятор (ШИМ) и многие элементы защиты. Доведенный до очень простого вида, импульсный стабилизатор больше не представляет трудностей для конструктора.

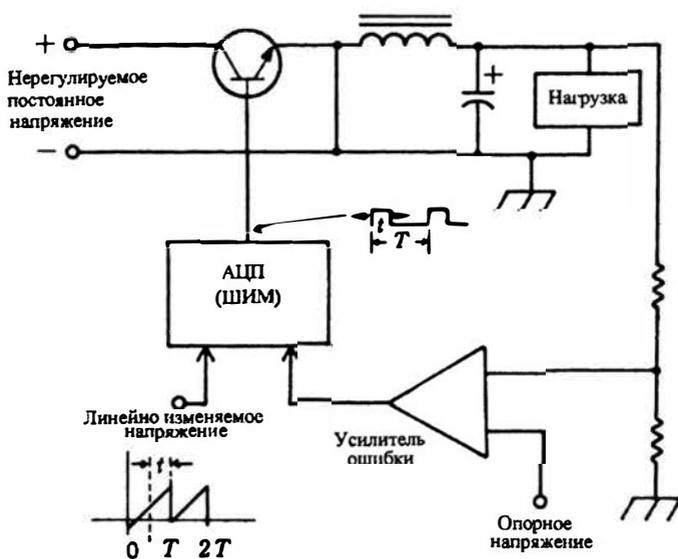


Рис. 7.6. Вариант импульсного стабилизатора с ШИМ. Здесь ШИМ осуществляется с помощью блока аналого-цифрового преобразователя. Это один из нескольких блоков, входящих в состав большинства интегральных схем, которые используются для управления методом ШИМ.

Импульсные источники питания

Простой импульсный стабилизатор, рассмотренный в главе 7, представляет собой один из вариантов практической реализации источника питания. В этой главе будут рассмотрены несколько других систем источников питания, многие из которых используют простой импульсный стабилизатор как часть всей системы. Поскольку функционирование простого стабилизатора уже было рассмотрено, его применение в системах большей мощности легко представить как вариант этого стабилизатора, использующего в качестве переключающих элементов тиристоры и симисторы вместо транзисторов.

Импульсные источники с питанием от сети переменного тока

Импульсные источники питания, использующие схемы, показанные на рис. 8.1, представляют собой скачок в развитии схемотехники источников питания. Эти стабилизаторы по существу являются системой функциональных блоков. Главная особенность этих стабилизаторов — исключение массивных силовых трансформаторов и других магнитных устройств, подключенных к силовой электросети. В результате схема имеет меньшие габариты, вес и сокращаются производственные расходы, что связано, прежде всего, с исключением компонент, работающих на частоте 60 Гц.

В обеих схемах, изображенных на рис. 8.1, напряжение сети переменного тока в первую очередь выпрямляется и фильтруется. Затем это нестабилизированное постоянное напряжение преобразуется в переменное напряжение, имеющее частоту во много раз выше частоты сети, обычно порядка 20 кГц. После этого, применяя тот или иной стабилизатор, высокочастотное колебание превращают в стабилизированное напряжение постоянного тока. Из-за высокой частоты переключений, магнитный сердечник и компоненты фильтра очень малы по сравнению с теми же элементами, работающими на частоте 60 Гц. Кроме того, фильтр на частоту 60 Гц на входе системы может быть очень простым, так как последующая стабилизация обеспечивает электронную фильтрацию пульсаций, имеющих частоту сети.

Схемы этого типа представляют собой новое смелое направление в конструировании источников питания. Фактически существует много вариантов, использующих основную идею *внутреннего повышения частоты*. Генера-

цию высокочастотных колебаний можно получить используя инвертор с насыщаемым сердечником, хотя применяются и другие типы инверторов без насыщения. Крупномасштабная реализация этого принципа проектирования было предпринята компанией Tektronix, когда она осваивала новую серию осциллографов, которые, реализуя самые последние достижения измерительной техники, были существенно компактнее предыдущих приборов. Использование сложных импульсных источников питания в осциллографах позволило снизить температуру внутри приборов и заметно уменьшить потребляемую мощность по сравнению с их предшественниками.

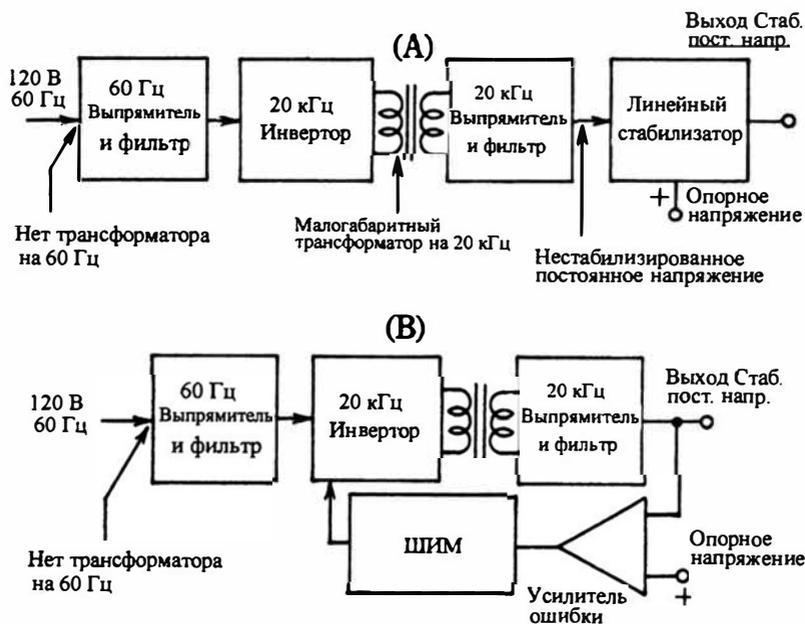


Рис. 8.1. Две блок-схемы, обычно используемые при построении импульсных источников питания. Гибридный подход в варианте А объединяет высокий к.п.д. инвертора с точной стабилизацией напряжения линейным стабилизатором. Схема В дает даже больший к.п.д., используя только импульсный метод стабилизации. Пульсации и шумы, однако, здесь выше чем в схеме А.

Инвертор со стабилизацией напряжения

На рис. 8.2 более детально показано, как можно выполнить повышение частоты в блоке инвертора, используемого в схеме на рис. 8.1В. Этот инвертор не автоколебательного типа, какие обычно применяются для получения переменного напряжения от автомобильных аккумуляторов; скорее это инвертор с внешним возбуждением от логической схемы, начинающейся с генератора прямоугольных колебаний.

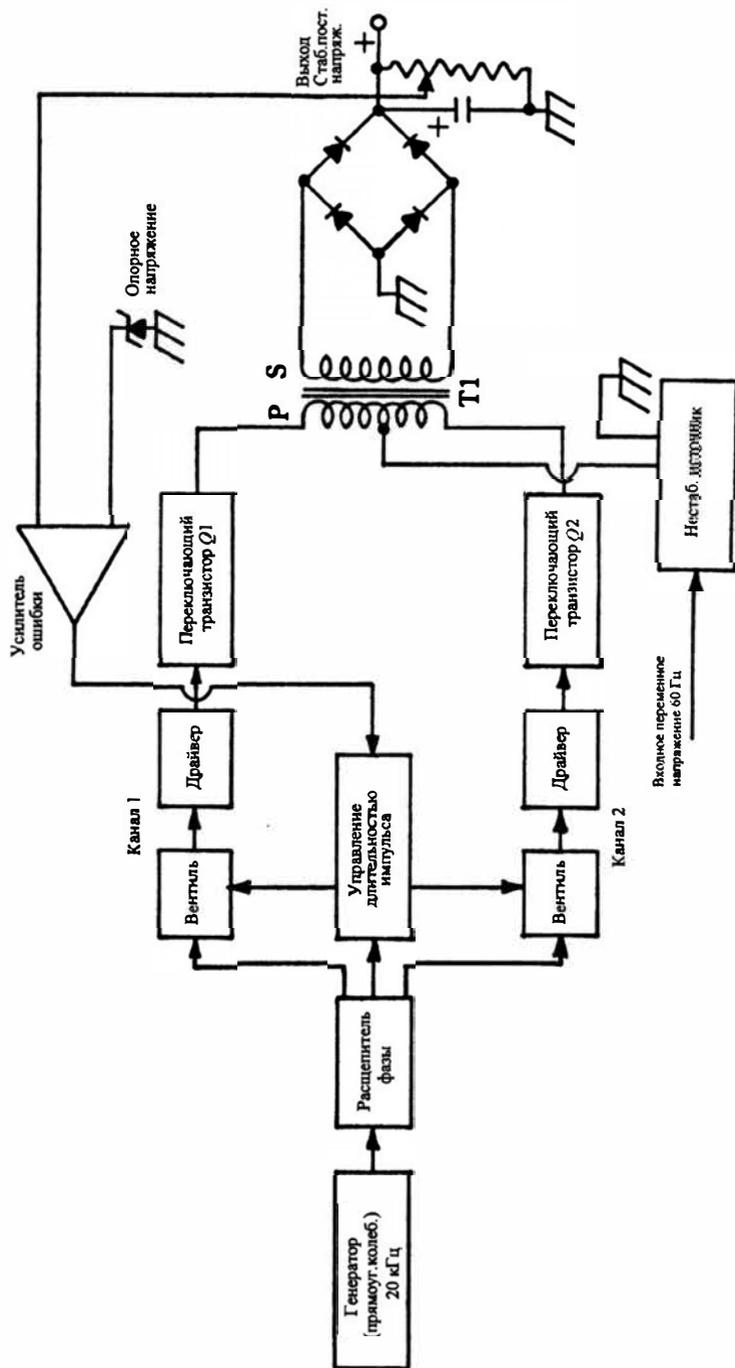


Рис. 8.2. Основные функциональные блоки стабилизатора напряжения в преобразователе постоянного напряжения в постоянное.

Два переключающих транзисторов по существу работают как двухтактный усилитель: каждый транзистор поочередно полностью открывается, а затем закрывается, и на первичной обмотке трансформатора T_1 появляются колебания прямоугольной формы. В отличие от автоколебательных инверторов, рабочая частота этого инвертора не зависит от насыщения сердечника в трансформаторе T_1 .

Характерной чертой этой схемы является то, что хотя прямоугольные колебания формируются генератором, длительность импульсов, поступающих на трансформатор T_1 , изменяется логической схемой в блоке *управления длительностью импульсов*. Это изменение происходит в соответствии с сигналом на выходе усилителя ошибки так, чтобы стабилизировать уровень постоянного выходного напряжения. Когда напряжение на выходе надо увеличить, прямоугольные импульсы становятся шире и наоборот, когда выходное напряжение должно быть уменьшено длительность импульсов уменьшается. Инвертор этого типа имеет прекрасную характеристику и фактически лишен аварийных режимов работы, которыми часто страдают автоколебательные инверторы; например, у них нет никаких трудностей с запуском, вероятность срыва колебаний значительно ниже, а широтно-импульсная модуляция гарантирует, что оба переключающих транзистора никогда одновременно не будут *включены*. *Расщепитель фазы* обеспечивает противофазность сигналов, поступающих на два канала; это может быть просто трансформатор с отводом от середины вторичной обмотки или схема на активных компонентах, предназначенная для выполнения той же самой функции.

В отличие от большинства импульсных стабилизаторов, показанных ранее, здесь нет необходимости ни в дросселе фильтра, ни в фиксирующем диоде. Одной из причин использования такой высокой частоты переключения является возможность получения хорошей фильтрации выходного напряжения при относительно малой емкости конденсатора. Кроме того, высокая частота способствует повышению устойчивости цепи обратной связи при использовании усилителей сигнала ошибки с большим коэффициентом усиления.

Двухполупериодный тиристорный стабилизатор

Схема, показанная на рис. 8.3, иллюстрирует практический способ совмещения двухполупериодного выпрямления с соответствующими особенностями тиристоров. Этот вариант прост в осуществлении и не требует ни трансформатора с отводом, ни специальной схемы для управления тиристорами. Стабилизация достигнута с помощью фазового управления тиристорами, но в этой схеме имеются некоторые тонкости, возможно не очевидные с первого взгляда.

Основной мостовой выпрямитель составлен из двух обычных диодов и двух тиристоров. Пока не открыт ни один из тиристоров, на выходе этого моста напряжения нет. Хотя управляющие электроды обоих тиристоров получают один и тот же сигнал включения, фактически включится только тот тиристор, на аноде которого напряжение положительное.

Среднее значение тока или напряжения на выходе мостового выпрямителя управляются задержкой включения «привилегированного» в данном полупериоде тиристора; таким образом, этот мостовой выпрямитель может выдавать различные доли полупериодов. Чем больше часть полного полупериода, тем большими будут ток или напряжение, поступающие на фильтр. Поскольку основной мостовой выпрямитель управляется изменением момента запуска тиристоров, то из этого следует, что остальная часть схемы используется в основном для формирования и синхронизации запускающих импульсов тиристора. Эти импульсы вырабатывает релаксационный генератор на однопереходном транзисторе $Q1$; частота колебаний, помимо других факторов, определяется времязадающими конденсатором C и резистором R , а также сопротивлением между коллектором и эмиттером транзистора $Q2$. Временное положение запускающих импульсов регулируется изменением проводимости транзистора $Q2$. В свою очередь $Q2$ управляется сигналом рассогласования, полученным от усилителя сигнала ошибки, который берет выборки постоянного выходного напряжения стабилизатора, как это обычно имеет место в цепях обратной связи, используемых для стабилизации.

Этот метод требует синхронизации генератора на однопереходном транзисторе с моментом прохождению через нуль напряжения в сети переменного тока, иначе управление тиристорами будет происходить в случайном режиме. Напряжение с выхода вспомогательного источника не фильтруется; на его выходе нет никакого конденсатора. Из-за его отсутствия, пульсации на выходе дважды за период, определяемый частотой сети переменного тока, на короткое время достигают нулевого уровня (частота пульсации равна удвоенной частоте выпрямленного переменного тока). В этом случае напряжение на выходе вспомогательного выпрямителя падает до нуля 120 раз в секунду. Кроме того, это происходит в момент прохождения через нуль напряжения сети переменного тока. Падение напряжения до нуля прерывает работу релаксационного генератора, то есть он не работает в режиме свободных колебаний, а принудительно заново запускается при каждом прохождении напряжения сети через нуль. Цикл заряда времязадающего конденсатор C начинается каждый раз, когда напряжение переменного тока пересекает уровень нуля; каждый из этих циклов заряда начинает подъем напряжения на конденсаторе почти с нулевого уровня. При заряде времязадающего конденсатора в схеме ничего не происходит до тех пор, пока напряжение на нем не достигнет уровня,

достаточного для запуска однопереходного транзистора. Когда однопереходный транзистор открывается, на тиристор через импульсный трансформатор поступает запускающий импульс. Как было сказано выше, при этом включается привилегированный тиристор. То же самое происходит в следующем полупериоде, только на этот раз включается другой тиристор. Выключаются тиристоры автоматически, когда напряжение между анодом и катодом оказывается равным нулю. Стабилитрон, включенный на выходе вспомогательного источника, изменяет форму сигнала, формируя его так, чтобы облегчить запуск однопереходного транзистора. Этот момент не является принципиальным; важным аспектом остается синхронизация с моментом пересечения нуля напряжением сети.

Этот тип импульсного стабилизатора обычно заслуживает серьезного внимания, когда имеют дело с нагрузками, требующими десятков или сотен ампер; возможны даже большие токи. Время переходного процесса таких стабилизаторов, работающих с частотой сети является ограничивающим фактором, но часто при включении больших нагрузок это не является недостатком. При частоте сети 400 Гц можно получить лучшие характеристики и экономичность. Следует упомянуть, что в этой схеме столь просто реализуется двухполупериодный режим работы, что вряд ли можно найти доводы в пользу стабилизаторов с одним тиристором, использующих однополупериодное выпрямление.

Импульсные симисторные стабилизаторы

Симистор является наиболее подходящим переключающим элементом, если по соображениям мощности и частоты его можно использовать на месте тиристора. В сущности симистор можно представить как пару встречно-параллельно включенных тиристоров. Таким образом, реализуется двухтактный или двухполупериодный метод управления. Аналогия, однако, не точна, потому что симистор имеет один управляющий электрод, что приводит к упрощению как проектирования схемы, так и ее эксплуатации. Импульсный стабилизатор, использующий симистор, показан на рис. 8.4. Обратите внимание на симметрию изображенного напряжения с регулируемой фазой. Источник питания этого типа имеет относительно медленную реакцию, что свойственно схемам, использующим переключение с частотой сети. Там, где это не существенно, такой источник питания становится гораздо привлекательнее, поскольку симисторы недорогие и очень эффективные устройства, коммутирующие сигнал.

Использование оптрона в цепи обратной связи иллюстрирует направление в схемотехнике, популярность которого возрастает. Оptron обеспечивает электрическую изоляцию и при этом передает информационный сигнал. Это позволяет избежать проблем, связанных со сдвигом

уровня постоянного напряжения в исходной схеме и, кроме того, схема защищена от повреждения, вызванного непреднамеренным заземлением или замыканием, что может иметь место при отладке схемы или при некоторых режимах нагрузки. Другими словами, в этом импульсном стабилизаторе не используется никаких новых методов, которые бы активно не применялись ранее при управлении тиристором. Усилитель сигнала ошибки работает как простой дифференциальный усилитель; он обеспечивает линейное регулирование и не попадает в режим насыщения, как в некоторых ранее описанных стабилизаторах. Здесь нет необходимости формировать сигнал переключения, потому что его роль выполняет напряжение электрической сети.

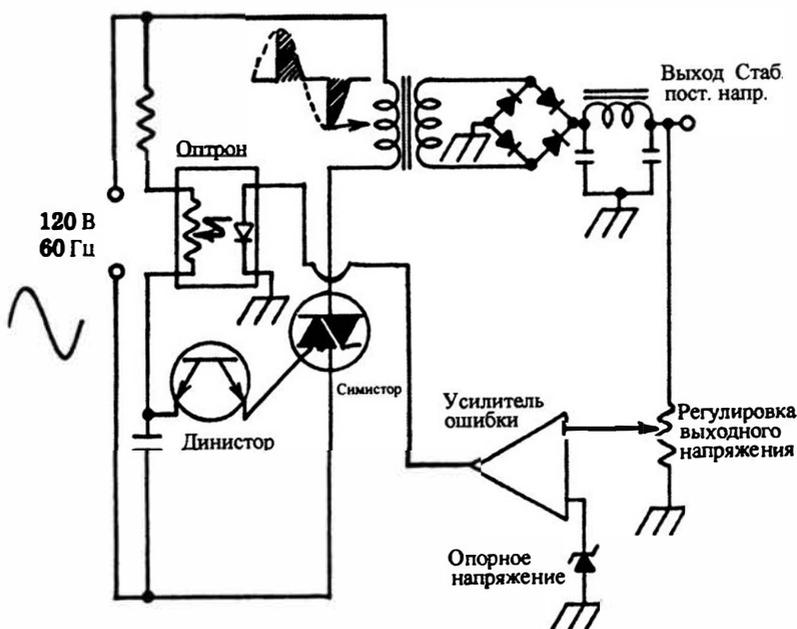


Рис. 8.4. Двухполупериодный импульсный стабилизатор, использующий симистор. Оптро́н действует как переменное сопротивление для управления фазой в цепи запуска симистора. Эту конструкцию можно считать удачной из-за наличия электрической изоляции между сетью переменного тока и схемой управления.

Там, где имеется сеть с частотой 400 Гц, этот метод стабилизации источника дает некоторые дополнительные преимущества. Трансформатор и компоненты фильтра заметно уменьшаются в размере по сравнению с теми же элементами, работающими при частоте 60 Гц, а более новые симисторы могут достаточно хорошо работать на этой частоте. В настоя-

щее время тиристоры идут впереди симисторов и по мощности и по частотным свойствам. С другой стороны, в большинстве случаев в электронике не требуется больших уровней мощности, таких как для тяговых двигателей или для промышленного оборудования.

Преобразование линейного стабилизатора в импульсный

Тот, кто создавал линейные стабилизаторы, может вспомнить, что одной из обычно встречающихся неисправностей в этих схемах являются автоколебания. Особенно это относится к случаю, когда ради жесткой стабилизации усилитель сигнала ошибки имеет очень высокий коэффициент усиления. Колебание может быть наложено на выходное постоянное напряжение, и фактически его нельзя связать ни с источником питания, ни с нагрузкой. Вообще такое колебание вызывает всевозможные аварийные режимы и отказы компонент. Действительно, колебания часто имеют прямоугольную форму, потому что усилитель сигнала ошибки поочередно попадает в насыщение то в одной крайней точке, то в другой. В это время, «линейный» проходной транзистор переходит из выключенного состояния в состояние насыщения.

Рабочий режим такого, работающего со сбоями, линейного стабилизатора в некотором отношении подобен работе импульсного с самовозбуждением. Фактически преобразование линейного стабилизатора в импульсный часто осуществляется простым добавлением нескольких дополнительных компонент.

Изготовители интегральных схем линейных стабилизаторов могут предоставить дополнительные данные для импульсного стабилизатора. Это так даже в том случае, если при разработке интегральной схемы линейного стабилизатора не имелось в виду использовать его в качестве импульсного стабилизатора; подходящими для использования в импульсных стабилизаторах являются ИС линейных стабилизаторов 723, LM104, LM105 и 550.

Тесная, но трудно уловимая связь между линейным и импульсным стабилизатором наглядно иллюстрируется двумя источниками питания на дискретных элементах, показанными на рис. 8.5.

Здесь осуществлено преднамеренное преобразование линейной схемы в импульсный стабилизатор. Изменение состоит в добавлении катушки индуктивности L_1 , фиксирующего диода 1N3491 и конденсатора C_2 (с помощью которого каскады на транзисторах Q_2 и Q_3 преобразуются в мультивибратор с переменной длительностью импульсов).

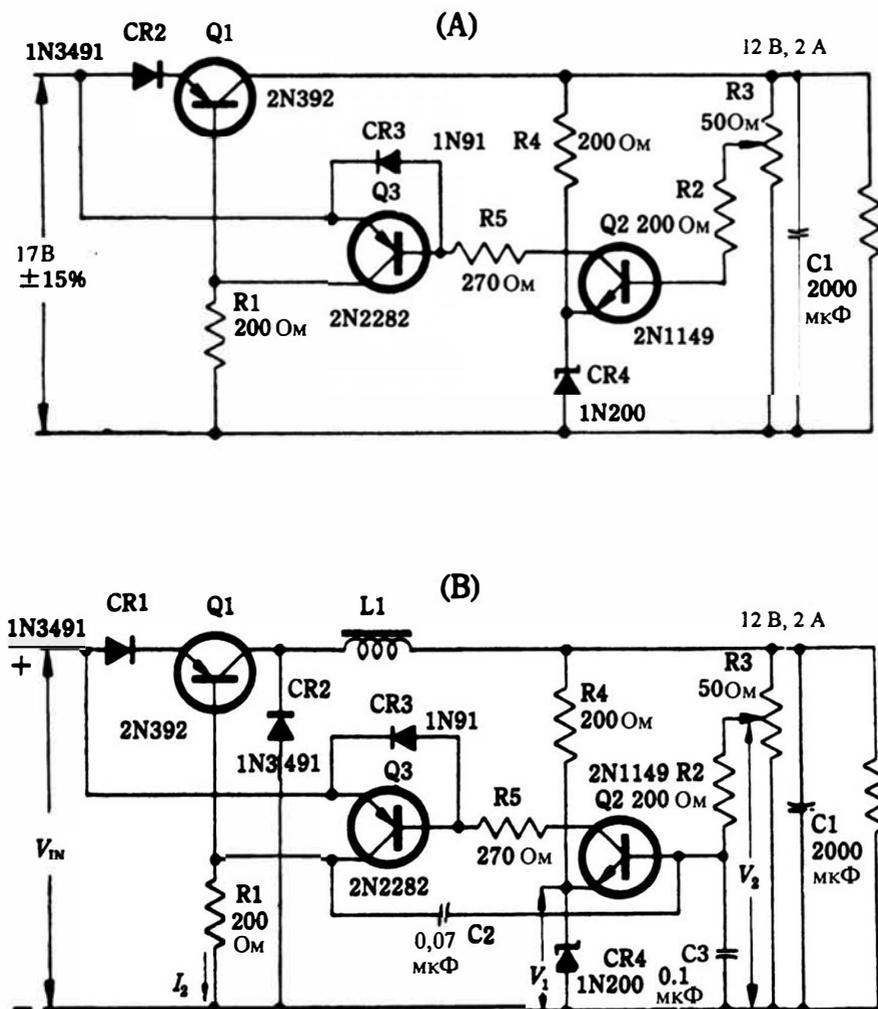


Рис. 8.5. Простое преобразование линейного диссипативного источника питания в импульсный источник с высоким к.п.д. (А) Исходная линейная схема стабилизатора. (В) Модифицированная схема для работы в импульсном режиме.

Стабилизация тока

Следует отметить, что, несмотря на преобладающую потребность в импульсных стабилизаторах напряжения, существуют также импульсные стабилизаторы тока. Изменения, необходимые для реализации этого ре-

жима работы, аналогичны преобразованию линейного стабилизатора напряжения в стабилизатор тока. Как в линейном, так и в импульсном стабилизаторе стабилизация тока осуществляется путем считывания падения напряжения на резисторе, имеющем малое сопротивление, включенного последовательно с нагрузкой, а не напряжения на нагрузке, как в стабилизаторах напряжения. Стабилизатор напряжения, поддерживая постоянным напряжение на этом последовательно включенном резисторе, тем самым стабилизирует ток, текущий через нагрузку. Таким образом, основной принцип работы в двух режимах стабилизации совершенно одинаков.

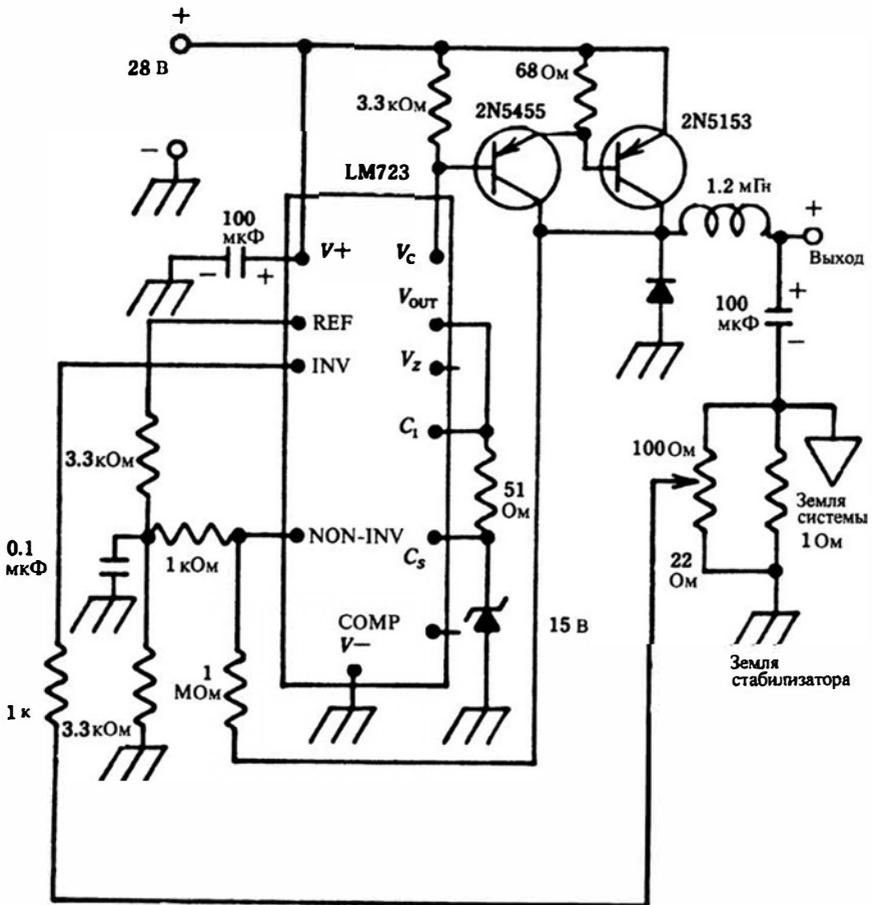


Рис. 8.6. Пример импульсного стабилизированного источника тока. Обратите внимание, что стабилизатор и внешняя нагрузка имеют различные цепи заземления.

С точки зрения динамики между этими стабилизаторами имеются некоторые существенные различия. В стабилизаторе напряжения идет борьба за максимально возможное снижение выходного сопротивления, а в стабилизаторе тока стоит обратная задача. Эквивалентная схема идеального стабилизатора тока представляет собой генератор с бесконечным выходным сопротивлением, а реальный стабилизатор тока будет удовлетворять требованию высокого выходного сопротивления при условии, что оно повышается с частотой. Таким образом, паразитная индуктивность конденсатора фильтра и его утечка здесь не столь опасны как в стабилизаторах напряжения. На самом деле в стабилизаторах тока часто для достижения лучшей переходной характеристики желательно существенно понизить емкость конденсатора фильтра. Это может вызывать неустойчивость в цепи обратной связи, но, как правило, можно применить коррекцию в другом месте схемы, например, используя выводы частотной коррекции, имеющиеся у ИС стабилизатора. Много зависит от того, где используется стабилизатор тока; для зарядки аккумулятора и в электрохимическом производстве нет необходимости в высоком быстродействии и не должно быть значительных трудностей для превращения обычных схем стабилизаторов напряжения для превращения их в стабилизаторы тока.

На рис. 8.6 показано использование популярной микросхемы *LM723*. Также, как и при работе с линейными стабилизаторами тока, следует быть очень осторожным относительно размещения точек заземления. Простой способ обойти конфликты, связанные с заземлением, состоит в том, чтобы позволить нестабилизированному источнику постоянного напряжения «плавать» вместе со схемой стабилизатора. Стандартный символ заземления на рис. 8.6 тогда не означает ничего, кроме общей соединяющей шины, изолированной от истинного заземления в оборудовании, подключенного к этому источнику.

Дополнительные средства защиты источника тока часто обеспечиваются путем включения резистора или диода последовательно с нагрузкой. Таким способом предотвращается возможность опасного обратного потока энергии из активной нагрузки (типа аккумуляторов и катушек индуктивности) в схему стабилизатора.

Шумы

Относительно недавно инженеры заявляли, что судьба импульсных источников питания в электронных системах неясна и туманна. Этот пессимистический прогноз основывался на том «факте», что ИИП являются источниками шума. Возражения пророкам гибели ИИП могут состоять в следующем:

— В схеме выпрямителя всегда имеется конденсатор большой емкости, а это приводит к далеко не синусоидальной форме тока. В случае работы с большими мощностями образуется очень широкий спектр частот со значительным уровнем мощности. Таким образом, обычный линейный стабилизатор не настолько безобиден в отношении образования шума, как это может показаться. Типичная форма тока в схемах выпрямителей с конденсаторным входом показана на рис. 9.1.

— Шум, создаваемый ИИП всегда должен сравниваться с шумом аналогичного по мощности линейного источника питания, а не с идеальным, не шумящим источником. При таком сравнении часто получается, что ИИП фактически имеет меньшую шумовую составляющую.

— Часто нагрузка в виде цифровых схем создает больше шума, чем сам ИИП.

— Многие системы используют КМОП или другую логику, имеющую высокую помехоустойчивость.

— В настоящее время достигнуто более глубокое понимание вопросов фильтрации шума и методов его подавления. Несмотря на то, что процесс переключения может изобиловать образованием гармонических и побочных частотных составляющих, их можно легко ограничить пределами самого источника питания.

— Часто можно выбрать частоту переключений так, чтобы оставшийся после фильтрации шум оказывал минимальное влияние на конкретное подключаемое оборудование.

— Некоторые ИИП обеспечивают большее ослабление переходных процессов сети переменного тока, чем линейные стабилизаторы.

— В связи с появлением новых ИС, диодов с малым временем восстановления, высококачественных конденсаторов и других улучшенных компонент, работа импульсных стабилизаторов в целом существенно

улучшилась. Это дает большую свободу выбора при создании ИИП с малым уровнем шума.

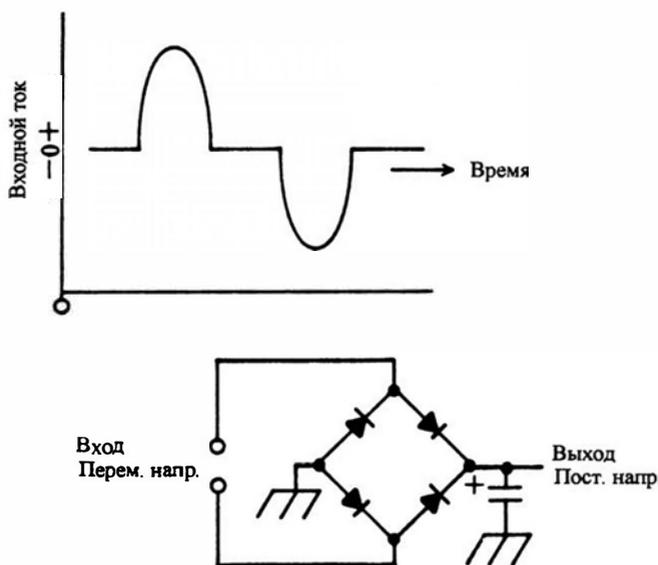


Рис. 9.1. Богатый гармониками ток на входе выпрямителя с емкостной нагрузкой. В сигналах импульсной формы содержится энергия гармонических составляющих. Хотя частота сети равна 60 Гц, в некоторых случаях могут появиться гармоники вплоть до нескольких мегагерц.

Несмотря на то, что имеется много доводов в пользу ИИП, тем не менее остается фактом, что потенциально они плохи с точки зрения создания шумов. По общему признанию имеются некоторые приложения, где не разумно применять эти источники питания. Например, чувствительный радиоприемник лучше использовать с линейным источником питания. Или аппаратура, рассчитанная на высокое отношение сигнал/шум. Ее характеристики могут ухудшиться из-за присутствия ИИП, особенно когда наблюдаемые или обнаруживаемые сигналы очень слабы.

Для очень многих приложений успех в значительной степени зависит от методов проектирования и способов монтажа. Хотя при выполнении экранировки и заземления следует руководствоваться логикой и имеющимися фактами, тем не менее, конечная оптимизация всегда достигается опытным путем. Вы должны быть готовы экспериментировать, наблюдать и пробовать различные комбинации и перестановки. Вознаграждением за это часто является существенное снижение наводимого или излучаемого шума. В отличие от многих других устройств в электронике, экспериментирование с ИИП не заканчивается созданием макета, а продолжается непрерывно на первых опытных образцах. Наконец, после различных изме-

нений, шум будет понижен до такого уровня, когда дальнейшая модернизация становится невыгодной по причине возрастания затрат в человеко-часах и стоимости. Вероятно этим можно объяснить причины появления некоторых странных методов понижения шума.

Методы уменьшения шума

Рис. 9.2 показывает несколько часто используемых методов уменьшения шума. Большинство из них неблагоприятно сказывается на к.п.д., стабилизации или других рабочих параметрах, так что пользоваться ими следует разумно, с должным вниманием к допустимым компромиссам.

— Для ослабления высокочастотного шума в диапазоне радиочастот и пульсаций с частотой переключений можно использовать выходной фильтр *A*. Поскольку этот фильтр находится вне петли обратной связи, то сопротивление катушки индуктивности постоянному току ухудшает стабилизацию напряжения. Как видно на рисунке, это фильтр проходного типа. «Катушка индуктивности» — это просто небольшой отрезок проводника с надетой на него ферритовой бусиной, а «конденсатор» представляют собой проводник, проходящий через встроенный керамический изолятор. Проходные фильтры прекрасно подавляют высокочастотный шум, но из-за относительно низкой индуктивности плохо ослабляют низкочастотные компоненты шума. Для ослабления составляющих с частотой переключения и низкочастотных переходных процессов, как правило, необходимы обычные фильтры. Чтобы восстановить стабилизацию, ухудшенную дополнительным выходным фильтром, иногда его пытаются включить в цепь обратной связи. Если это возможно без нарушения стабильности петли обратной связи стабилизатора, то желательно это сделать, но часто это приводит к неустойчивой работе.

— Емкость конденсатора *B* часто составляет от одной десятой до одной сотой емкости выходного конденсатора, параллельно которому он подключен. Этот дополнительный конденсатор обеспечивает шунтирование верхних частот, для которых конденсатор фильтра уже не эффективен из-за наличия внутреннего сопротивления и индуктивности. Иногда добавляется конденсатор еще меньшей емкости. Таким образом, основной конденсатор фильтра может быть алюминиевым электролитическим емкостью 100 мкФ, второй танталовым емкостью 10 мкФ, а третий керамическим емкостью 0.1 мкФ.

— Компоненты *C* и *D* предназначены для замедления скорости нарастания и спада напряжения при переключении. Хотя это влияет на основной источник шума, надо быть готовым к уменьшению к.п.д. импульсного стабилизатора. Практически очень небольшое сглаживание быстротекущих переходных процессов переключения приводит к ослаблению шума. Вообще, чем меньше надежд возлагается на этот метод, тем лучше, поскольку улучшение характеристик импульсного стабилизатора, достигнутое в последние годы, связано именно с большим быстродействием переключающего транзистора и фиксирующего диода.

фактически вызван переключающим транзистором, конденсатор E действует как накопитель энергии и принимает на себя большие пульсации тока. Его заземление, вместе с заземлением фиксирующего диода, обычно делается отдельно от заземления всех других компонент. При плохом заземлении, длинных проводах или неудачном расположении, этот конденсатор может стать источником больших неприятностей, поскольку в этом случае образуется индуктивная петля, из-за которой шум попадает как на вход, так и на выход стабилизатора. Такая индуктивная петля может вызвать неустойчивую работу импульсного стабилизатора.

— Фильтр F обычно используется для ослабления верхних частот, особенно когда нестабилизированный источник и переключающий транзистор находятся на некотором расстоянии. Часто используется последовательный вариант стабилизатора, поэтому чрезмерная индуктивность в этом месте схемы опасна из-за наличия в характеристике переключающего транзистора участка с отрицательным сопротивлением; при этом в системе слишком легко возникают неустойчивость и колебания.

— Резистор G позволяет сделать форму входного тока выпрямителя ближе к синусоидальной, чем к импульсной. Эта мера снижает к.п.д. выпрямителя.

— Еще один источник шума выпрямителя связан с параметром, определяющим скорость восстановления обратного сопротивления диодов. Для 60 Гц может показаться неразумным использовать диоды с малым временем восстановления. В более сложных импульсных стабилизаторах, где для получения высокого к.п.д. должны использоваться диоды с малым временем восстановления, имеется возможность выбора диода с «мягким» или «резким» восстановлением. Там, где применяются диоды Шоттки, можно реально освободиться от этого источника шума.

— Элементы фильтра силовой сети H препятствуют попаданию шума, имеющегося в силовой сети, на вход ИИП. Это крайне желательно в отношении большинства шумов имеющихся в силовой сети. Такой шум часто распространяется от одной части системы к другой, и не поддается подавлению средствами, с помощью которых обычно успешно справляются с шумом, распространяющимся прямыми путями.

— Заслуживает внимания размещение и ориентация ИИП, а также его подключение к общей земле системы. Источники, использующие тороидальный магнитный сердечник, имеют преимущества в тех случаях, когда они расположены близко к чувствительным цепям. Вентиляционные отверстия и щели в корпусе источника питания могут привести к утечке высокочастотного шума (даже экранирующая способность коаксиального кабеля изменяется в широких пределах в зависимости от размеров ячейки, толщины и проводимости внешней оплетки).

Возникновение шума в тиристорных цепях

При резком включении тиристоров образуются гармоники, имеющие достаточно большую мощность, которые влияют на многие системы.

Спектр этих гармоник распространяется до единиц мегагерц даже в том случае, когда частота переключений всего лишь 60 Гц. Поскольку амплитуды высших гармоник стремятся к нулю асимптотически, они могут оказывать влияние на работу радиоприемников и телевизоров. Выключение тиристора в схемах с фазовой регулировкой также приводит к появлению электрических помех. Образовавшийся шум попадает в аппаратуру как благодаря проводимости, так и с помощью излучения. Крайне желательно предотвратить попадание шума в сеть переменного тока, поскольку в этом случае происходит его излучение, и он находит путь к чувствительным электрическим схемам.

На рис. 9.3 показано, как можно использовать фильтр нижних частот в схеме с симистором, чтобы предотвратить попадание шума в нагрузку и в сеть переменного тока. Конструкция фильтра рассчитана, прежде всего, на ослабление шума, выходящего за пределы схемы, но, кроме того, он предохраняет симистор от шума поступающего извне. Фильтр, сделанный так, как показано на рис. 9.3А, имеет плохую характеристику, так как наличие относительно высокой емкости в точке T_2 приводит к тому, что шумы «обходят» катушку индуктивности. В варианте на рис. 9.3В эта емкость используется как параллельный элемент П-образного фильтра.

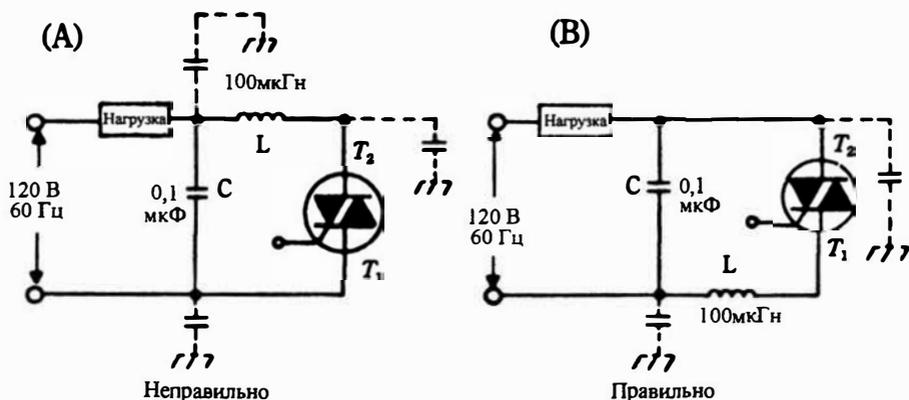


Рис. 9.3. Применение сетевого фильтра нижних частот в схеме с симистором. Указанные значения L и C , обычно используются при уровнях мощности в диапазоне от 100 до 1000 Вт. Частота среза фильтра около 50 кГц.

Простой фильтр, приведенный на рис. 9.3В, часто присутствует в схемах с фазовым управлением, использующих симисторы и тиристоры. В таких схемах нередко возникает значительный шум. Обычно этот фильтр работает в режиме ударного возбуждения и «звенит», что является результатом мгновенного выключения тиристора. Включается он также быстро. На нагрузку мгновенные перепады мощности не влияют, но из-за такой прерывистой работы образуется шум. Проявляется он тем сильнее, чем выше добротность фильтра. Здесь может помочь

уменьшение добротности катушки индуктивности, но этот способ плох тем, что сильно ухудшает ослабление вносимое фильтром вне полосы пропускания. Лучшие варианты для схем с симисторами и тиристорами показаны на рис. 9.4 и 9.5. В параллельную ветвь фильтра введена дополнительная RC цепь; она осуществляет требуемое демпфирование, но не оказывает того вредного влияния на характеристику фильтра, которое дает снижение добротности катушки.

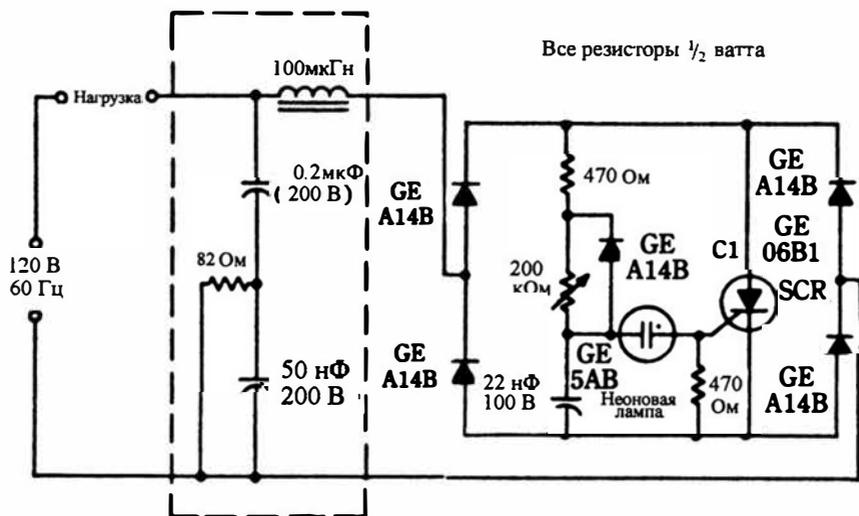


Рис. 9.4. Фильтр радиопомех, примененный в двухполупериодной тиристорной схеме с фазовым управлением. General Electric Semiconductor Products Dept.

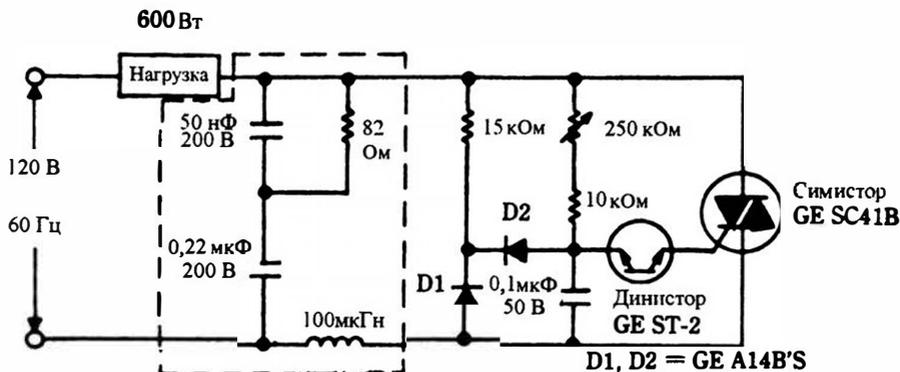


Рис. 9.5. Фильтр радиопомех, использованный в двухполупериодной симисторной схеме с фазовым управлением. General Electric Semiconductor Products Dept.

Источники электрических шумов

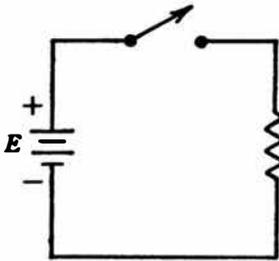
Процесс переключения представляет собой несколько большее, чем простое замыкание и размыкание выключателя. До сих пор в этой главе рассматривались, главным образом, средства защиты от шума, а не причины, порождающие его. Поскольку шум создается в процессе переключения, пришло время изучить, как он образуется. Несмотря на то, что строгий анализ требует привлечения математических методов, наше рассмотрение будет использовать их в минимальной степени с тем, чтобы получить качественный результат, а не формальные математические выражения.

Сначала рассмотрим схему, в которой постоянное напряжение к активной нагрузке можно подключить и отключить простым однополюсным выключателем, как показано на рис. 9.6. Предположим, что этот выключатель способен работать с любой скоростью, а мы можем не отвлекаться на такие вторичные эффекты как искрение, дребезг контактов или их конечное сопротивление. Другими словами, перед нами «идеальный» выключатель. В разомкнутом состоянии он оказывает бесконечное сопротивление току; при замыкании, его сопротивление равно нулю. Для того чтобы упростить ситуацию предположим, что переход из одного состояния в другое происходит очень и очень быстро по сравнению со временем пребывания во включенном и выключенном положениях даже при высокой частоте переключений.

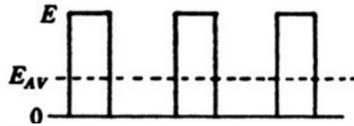
Если бы Вы наблюдали форму напряжения на резисторе, то увидели бы хорошее, чисто прямоугольное колебание. Но насколько «чиста» эта последовательность импульсов? Количество импульсов в секунду точно соответствует числу замыканий в секунду, выполняемых выключателем. Если процесс переключения очень жестко контролируется, то можно формировать последовательность импульсов одинаковой длительности. Поскольку экран осциллографа показывает частоту повторения и не показывает никаких переходных процессов или других частот, может ли он продемонстрировать что-либо кроме «чистого» процесса переключения?

Ответить можно и да, и нет. Да, поскольку результат переключения чист в той мере, в какой весь процесс лишен переходных процессов, выбросов, дребезга контактов, искрения, искажения формы сигнала и т.д. А нет потому что не может быть чистого с точки зрения математики или электроники несинусоидального колебания; согласно основополагающей *теореме Фурье* все колебания, кроме синусоидального, содержат гармоники основной частоты. Все эти гармоники являются чисто синусоидальными колебаниями (или, что тоже самое — косинусоидальными). Любое периодическое колебание может быть представлено в виде суммы синусоидальных колебаний, где каждая гармоническая составляющая имеет свою амплитуду и фазу. И наоборот, можно синтезировать периодическое колебание любой формы, объединяя соответствующим образом синусоидальные колебания, имеющие кратные частоты. Прямоу-

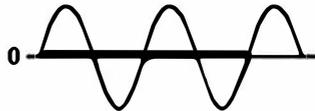
гольные сигналы в источниках питания содержат много гармоник; это утверждение справедливо и для колебаний, полученных с помощью тиристоров и симисторов.



Величина постоянной составляющей или среднее значение последействия импульсов после фильтрации.



Первая гармоника является основной частотой (f), равной частоте повторения импульсов или частоте переключения.



Вторая гармоника ($2f$)



Третья гармоника ($3f$)



Кроме того, имеются, не показанные здесь, гармоники более высокого порядка. Несмотря на уменьшение амплитуды с ростом частоты, она может быть существенной даже при частоте нескольких мегагерц.

Рис. 9.6. Идеальная форма напряжения, формируемая выключателем, фактически богата гармониками. Только чисто синусоидальное или косинусоидальное колебание можно считать *чистым с точки зрения электроники*. Наличие многих шумов в электронных схемах часто является следствием несинусоидальности колебаний.

Рис. 9.7 позволяет глубже понять результат периодического замыкания и размыкания цепи. Этот рисунок показывает наличие гармонических составляющих, являющихся функцией частоты следования импульсов и их длительности. Видно, что расстояние между гармониками определяется частотой повторения импульсов; фактически частоты гармоник обратно пропорциональны периоду следования импульса. Гармоники в тех группах, где они изображены отрицательными, просто сдвинуты по фазе на 180° по отношению к гармоникам, содержащимся в первой группе. Но все они имеют положительную энергию, которая может излучаться и оказывать влияние на чувствительные системы.

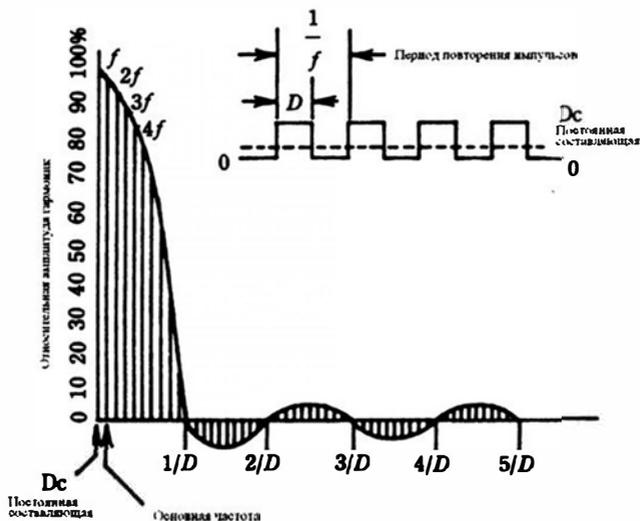


Рис. 9.7. Частотный спектр простого колебания прямоугольной формы. Это универсальная кривая, которой можно воспользоваться при любой частоте повторения импульсов f и любой длительности прямоугольного импульса D . Чем уже импульсы, тем больше число гармоник и тем ближе они расположены одна от другой. Отрицательные амплитуды отражают соответствующую фазу гармоник, они столь же «реальны» как и гармоника с положительными амплитудами.

Заметим, что амплитуды гармоник в следующих друг за другом группах уменьшаются по мере увеличения их частоты, но они никогда не становятся равными нулю, кроме периодически повторяющихся точек прохождения амплитуды через нуль, равных $1/D$, $2/D$, $3/D$ и т.д. Практически почти нулевые амплитуды высокочастотных гармоник можно получить в результате их ослабления фильтром нижних частот, образованного паразитной емкостью схемы и резистором. Тем не менее, даже такой простой переключатель может создать помехи на очень высоких частотах, особенно, когда он работает с высокими уровнями энергии или напряжения. Следует отметить, что некоторые осложнения возникают в тех случаях, когда нагрузка не является чисто омической; действительно, противодействие, связанная с прерыванием тока в индуктивности приводит к появлению довольно значительного шума.

В итоге можно сказать, что переключение или прерывание токов и напряжений в цепи всегда приводит к появлению потенциальных источников шума. Однако желание иметь нерассеивающий энергию источник питания стимулировало разработку многочисленных и иногда очень простых методов ослабления шума. В результате ИИП часто имеют уровень шума намного ниже, чем сопоставимые диссипативные (линейные) источники питания. Этот результат, скорее всего, связан с тем, что разработчики ИИП более квалифицированы как в отношении причин возникновения, так и способов подавления электрических помех и, вероят-

но, потому не попадают в ловушки, которые являются бичом многих аналоговых конструкций.

Источники акустических шумов

Следует упомянуть о создаваемом источниками питания акустическом шуме. Такой шум обычно исходит от электромагнитных устройств типа катушек индуктивности и трансформаторов, но может создаваться конденсаторами и токонесящими проводниками.

Все электромагнитные устройства могут издавать шум в диапазоне звуковых частот. В обычных источниках питания, работающих с частотой 60 Гц, это, прежде всего, шум с частотой 120 Гц, то есть двойной частотой сети. Он получается в результате электромеханических напряжений, возникающих в компонентах между обмотками и магнитным сердечником при каждом положительном и отрицательном пике тока. Особенно ярко это наблюдается в сплавах никеля, у которых наиболее сильно выражено явление *магнотстрикции*, проявляющееся в периодическом удлинении и сжатии магнитного материала в ответ на изменения магнитного потока. Однако еще больший шум в электромагнитных компонентах вызывается ударным возбуждением обмоток и пластин сердечника, которые способны звенеть или вибрировать на частотах гораздо выше, чем частота протекающего электрического тока. Принимая во внимание, что человеческое ухо наиболее чувствительно к звуковым частотам в диапазоне от 1 до 5 кГц, даже электромагнитные устройства работающие с частотой 60 Гц, могут создавать значительные уровни шума (эта проблема встречается в приборах, использующих лампы дневного света). В ИИП трудности, связанные с акустическим шумом часто разрешаются простым повышением рабочей частоты до 20 — 30 кГц, что выше порога слышимости (влияние такой частоты на электрические свойства схемы рассмотрены позже). При более высоких частотах переключения получаем некоторый выигрыш, состоящий в том, что магнитные компоненты имеют заметно меньшие размеры, а используемые в этом случае тороидальные ферритовые сердечники работают намного тише, чем сердечники из листовой стали. Более низкая мощность, рассеиваемая ИИП, означает, что можно применить демпфирующие устройства и амортизирующие прокладки для предотвращения акустической связи, поскольку отсутствует необходимость в плотном контакте с корпусом прибора для отвода тепла.

Из-за меньших размеров конденсаторов и проводников, свойственных импульсным источникам питания, уменьшается и уровень шумов, создаваемых ими. Использование алюминиевого шасси и структурных блоков, имеющих звукоизоляцию с помощью звукопоглощающей пены и герметиков уменьшает влияние наведенных электромагнитных помех. В результате этих мер акустический шум, создаваемый ИИП не выше, чем у аналоговых источников, а на высоких частотах может быть значительно ниже.

Коммутация переменного напряжения

Большинство источников питания работают от сети переменного тока. Выходное напряжение таких источников может быть или переменным, или постоянным, но начальная задача состоит в том, как коммутировать или управлять переменным напряжением. В предыдущих главах, мы встретились с тремя основными устройствами коммутации, которые можно использовать при работе с переменным током: диодом, тиристором и симистором. В этой главе рассматриваются схемы, в которых применяются эти переключающие элементы.

Однополупериодный диодный выпрямитель

Рассмотрение необходимо начать с однополупериодного выпрямителя, потому что и схема, и процесс переключения кажутся довольно простыми. Однако для интерпретации показаний приборов переменного и постоянного напряжения требуется понимание того, как форма напряжения связана с такими понятиями как эффективное и среднее значения. Как показано на рис. 10.1, показания приборов, измеряющих постоянные и переменные напряжения и токи, будут не теми, какие ожидает наблюдатель, несведущий в теории переменного тока. Тем не менее, измерительные приборы все-таки дают достоверные данные о том, что они измеряют. Если эти показания правильно интерпретированы, то ожидаемые показания и результат подчиняются прогнозируемым причинно-следственным связям. Однако остается фактом, что в схеме, изображенной на рис. 10.1, формируется не синусоидальное колебание, потому что сегменты или доли синусоидального колебания совсем не могут считаться синусоидальными. Поэтому однополупериодный выпрямитель является генератором гармоник. Практически образование гармоник в такой схеме может быть более значительным, чем ожидается при разложении синусоидальных импульсов в ряд Фурье. Причина состоит в том, что постоянная составляющая тока этой последовательности импульсов может приводить к различной степени насыщения в сердечнике трансформатора. В трансформаторе, используемом с однополупериодным выпрямителем, необходимо предусмотреть значительный запас, если Вы хотите из-

бежать последствий, связанных с работой сердечника в области насыщения. К сожалению, требуется также дополнительный запас, чтобы компенсировать плохое использование трансформатора при работе с такими напряжениями и токами, поскольку наличие гармоник увеличивают потери на гистерезис и на вихревые токи в сердечнике трансформатора.

Мощность постоянного тока в нагрузке $= (4,5)^2 (10) = 200$ ватт

Мощность переменного тока в нагрузке $= (70,7)(7,1) - 200 = 300$ ватт

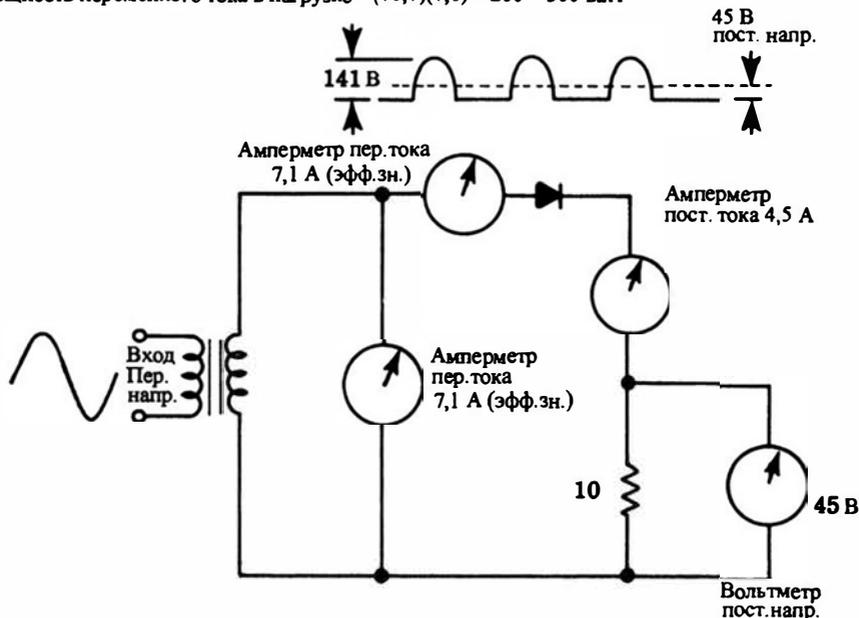


Рис. 10.1. Низкоэффективное преобразование энергии простым однополупериодным выпрямителем. Как показано наверху, входная мощность равна 500 Вт. Предполагая диод идеальным, 60 % мощности (то есть, 300 Вт) попадает в нагрузку в виде переменного тока основной частоты и гармоник. Полезная мощность в виде постоянного тока в нагрузке оставляет 40 % (то есть, только 200 Вт). (Предложенный метод измерения мощности ошибочен! Прим. перев.)

Стабилизация

Еще один недостаток простого однополупериодного выпрямителя состоит в том, что он не способен поддерживать стабильным или регулировать выходное напряжение; то есть выходное напряжение, поступающее к нагрузке, изменяется вместе с изменением входного нестабилизированного напряжения переменного тока. Даже более сложные схемы выпрямления, типа двухполупериодных выпрямителей со сложными

LC-фильтрами, неспособны обеспечить существенную стабильность выходного напряжения. (Возможным исключением в таких схемах является использование трансформаторных стабилизаторов напряжения, которые способны управлять выходным напряжением с помощью специально разработанных насыщаемых сердечников и настроенных в резонанс обмоток.) Таким образом, хотя однополупериодный выпрямитель выглядит простым коммутатором переменного тока, он оказывается непрактичным, поскольку нет возможности управлять его работой с целью стабилизации напряжения.

Коэффициент полезного действия при преобразовании

Совершенно очевидно, что наше обсуждение однополупериодного выпрямителя является упрощенным, но вполне полезным для иллюстрации относительной неэффективности примитивных схем выпрямления. Как показано на рис. 10.1, однополупериодный выпрямитель осуществляет преобразование переменного напряжения в постоянное с к.п.д. около 40 процентов. Двухполупериодные выпрямители, с удвоенным числом импульсов при выпрямлении, имеют эффективность около 80 процентов. Добавление конденсаторов и катушек индуктивности с целью фильтрации может еще увеличивать эту величину. Тем не менее, остается фактом, что повышение эффективности достигается за счет увеличения стоимости и сложности схемы. Суммарная эффективность преобразования энергии снижается в дальнейшем в процессе стабилизации, прежде всего диссипативными (линейного типа) стабилизаторами.

Сказанное наглядно демонстрируется на рис. 10.2, где изображена форма напряжения, полученного от двухполупериодного выпрямителя. Этот выпрямитель имеет на выходе емкостной фильтр для временного хранения энергии между импульсами напряжения, полученными при выпрямлении. В общем случае в электронных системах к.п.д. источника питания определяется, прежде всего, той частью нестабилизированной входной мощности, которая потрачена впустую в процессе стабилизации. Таким образом, на рис. 10.2 полезная мощность содержится только в нижней части графика, ниже прямой, которая представляет постоянное стабилизированное выходное напряжение (V_{OUT}). Верхняя часть представляет пульсирующее переменное напряжение (V_R) и резервное напряжение (V_M), необходимое для стабилизации, которые значительно снижают к.п.д. диссипативных линейных источников питания. Пульсирующее напряжение можно понижать только улучшая фильтрацию, то есть за счет повышения стоимости источника. Резервное напряжение определяется диапазоном изменения входного переменного напряжения и минимальным падением напряжения на проходном стабилизирующем элементе при наихудшей ситуации.



Рис. 10.2. Типичная ситуация рассеяния мощности в линейном стабилизаторе. Волнистая линия представляет собой нестабилизированное напряжение на выходе фильтра двухполупериодного выпрямителя. Только часть входной мощности будет передана в нагрузку в виде выходного напряжения линейного стабилизатора. Остальная часть мощности рассеивается в проходном стабилизирующем элементе линейного стабилизатора. Импульсный стабилизатор может использовать почти полную амплитуду входного напряжения.

Импульсные источники питания полностью используют входное напряжение, вид которого изображен на рис. 10.2, потому что все входное напряжение вносит вклад в «полезную» мощность. Импульсный стабилизатор, например, компенсировал бы пульсирующую составляющую напряжения, но не рассеивая мощность, а изменяя частоту следования или длительность импульсов определяющих процесс переключения, чтобы преобразовать пульсирующее напряжение в постоянное выходное напряжение. То же самое происходит с резервным напряжением, которое изменяется с флуктуациями напряжения сети переменного тока. Для импульсного стабилизатора не составляет проблемы изменить частоту следования или длительность импульсов, чтобы скомпенсировать эти флуктуации. В результате импульсные источники питания обычно предъявляют меньше, чем линейные, требований к выпрямителям, а это приводит к уменьшению их габаритов и компенсирует стоимость входящих в состав стабилизатора компонент.

Тиристорный коммутатор

Тиристорный коммутатор похож на однополупериодный выпрямитель, но имеет преимущество состоящее в том, что он управляем. Схема, показанная на рис. 10.3, содержит измерительные приборы. Этот коммутатор не только генерирует большое число гармоник, но, кроме того, имеет низкий коэффициент мощности в линии переменного тока даже в том случае, когда нагрузка представляет собой активное сопротивление. (Тиристорная схема в этом отношении ведет себя как индуктивность.) На рис. 10.3 коэффициент мощности постепенно ухудшается (понижается), по мере уменьшения угла проводимости.

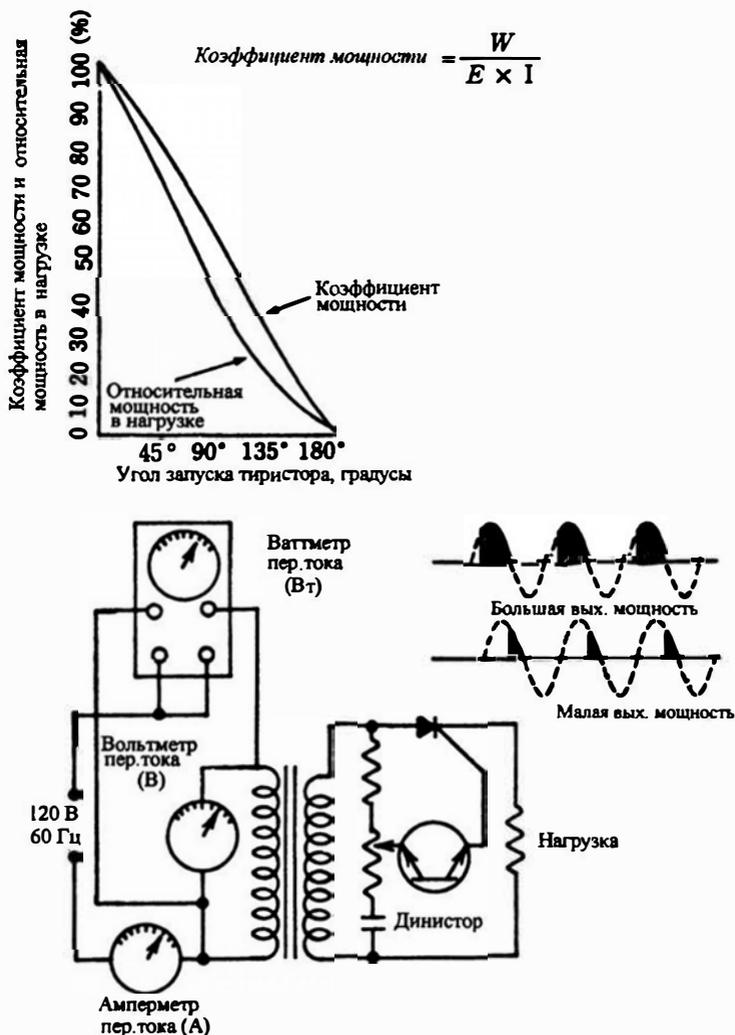


Рис. 10.3. Фазовая регулировка мощности в нагрузке изменяет коэффициент мощности в линии переменного тока. Это может вызвать удивление, потому что коэффициент мощности при активной нагрузке всегда остается равным единице. Другое явление, сопровождающее фазовую регулировку мощности, состоит в появлении дополнительного шума из-за несинусоидальной формы колебаний.

Кстати, применение обычного измерителя коэффициента мощности дает еще один пример проблем, возникающих при кажущейся простоте. Оказывается, этот прибор реагирует на сдвиг фаз между основными частотами напряжения и тока. Но когда существенная часть энергии содержится в гармониках, как это имеет место при коммутации с помощью тиристорov, погрешность измерения может превышать 100 процентов.

Когда тиристорный ключ выдает в нагрузку малую мощность (соответствующую малому углу проводимости), сомнительно относиться к процессу переключения как к одному из высоко эффективных. Возможно и правильно, что во включенном и выключенном положениях ключа рассеивается относительно небольшая мощность, но большой ток, потребляемый от сети переменного тока из-за малого коэффициента мощности может сам стать причиной потери значительной мощности.

Импульсный метод с фазовым управлением, используемый в таких схемах, вызывает быстротекающие переходные процессы в выходном сигнале, а это приводит к сильному возрастанию доли гармоник, создающих шум. К.п.д. тиристорной системы преобразования постоянного тока не лучше, чем у однополупериодного выпрямителя, если не хуже. Таким образом, хотя тиристорная схема представляет собой хороший коммутатор переменного тока, поскольку способна управлять уровнем выходной мощности, это все-таки плохой коммутатор с точки зрения коэффициента мощности, к.п.д. преобразования и уровня создаваемых шумов.

Симисторный коммутатор

Процесс коммутации с применением симистора представляет собой двухтактный или двухполупериодный вариант работы тиристорного коммутатора (рис. 10.4). Шум, генерируемый схемой с симистором, такой же, как в тиристорной схеме, поскольку спектр гармоник столь же широк. Если обе половины симистора имеют одинаковые потенциалы запуска, то через силовой трансформатор не будет протекать постоянная составляющая тока. Однако применение симистора не позволяет повысить низкий коэффициент мощности, соответствующий малым углам проводимости.

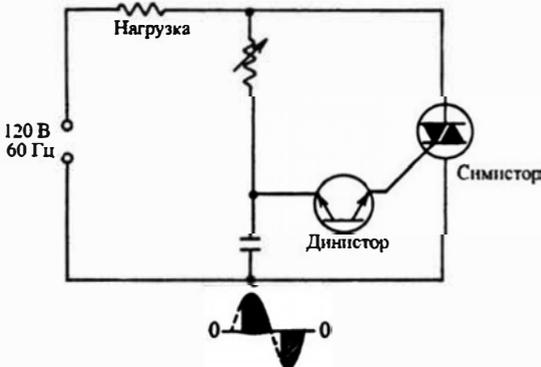


Рис. 10.4. Двухполупериодная схема фазового управления с симистором. Обратите внимание на симметричную форму колебания. Это базовая схема регуляторов силы света. Обычно симисторы плохо работают с частотой выше 400 Гц, и поэтому редко применялись в источниках постоянного напряжения или стабилизаторах. На входе обычно требуется простейший фильтр, чтобы предотвратить проникновение шумов переключения в сеть переменного тока.

Коммутатор, срабатывающий в момент пересечения напряжением нуля

Коммутатор, блок-схема которого приведена на рис. 10.5, благодаря особенностям процесса переключения дает мало побочных эффектов. Такой коммутатор замыкает и размыкает цепь не генерируя заметных гармоник, не изменяя коэффициент мощности и не насыщая силовой трансформатор (если он используется). В таком коммутаторе не возникают резкие скачки тока, какие обычно происходят, когда трансформатор подключают к источнику переменного напряжения. В то же самое время, этот метод переключения в полной мере использует преимущества импульсного способа регулирования, не рассеивающего мощность.

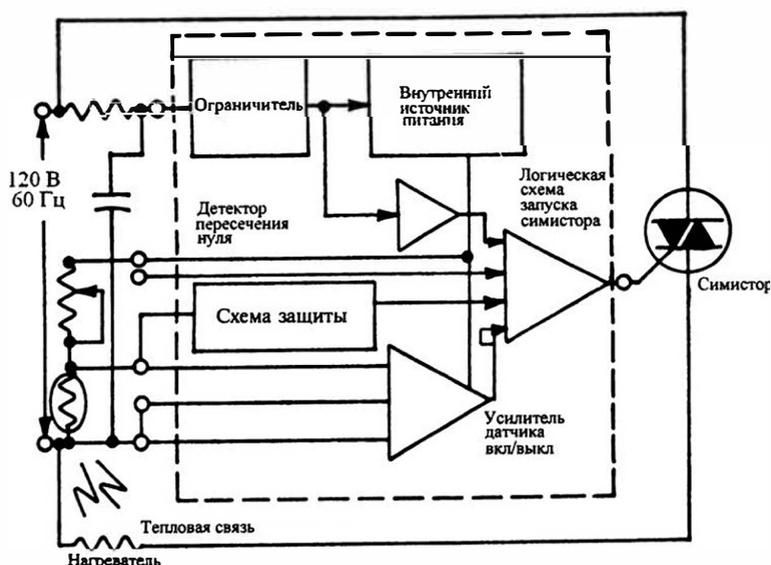


Рис. 10.5. Схема коммутатора, срабатывающего в момент пересечения напряжением нуля, для нагрузки, не требующей малого времени переходного процесса. Работа ограничена тем, что в нагрузку поступает один или несколько полных периодов синусоидального напряжения. Такой режим, характеризующийся наличием полных периодов переменного напряжения (известный как *пакетная модуляция*), существенно уменьшает шум тиристорных коммутаторов. Этот метод регулирования хорош для работы с нагревателями, он обеспечивает плавное управление двигателями и продлевает срок жизни ламп накаливания.

Схема, показанная на рис. 10.5, для коммутации использует включение и выключение симистора точно в тот момент, когда входное переменное напряжение пересекает нулевой уровень. Достоинство этого метода вытекает из постулата Фурье, состоящего в том, что синусоидальное колебание является основой для получения колебания любой формы. Осуществляя коммутацию в момент прохождения входного синусоидального напряжения через нуль, мы предотвращаем появление резких переходных процессов; к нагрузке поступает только основное синусоидальное колебание. По правде говоря, во время перехода из выключенного состояния к начальному нарастанию синусоидального напряжения наблюдается небольшой переходной процесс, но шум, создаваемый в этот момент значительно меньше, чем во время резких переходных процессов, наблюдающихся при попытке переключать напряжение в любое другое время в течение периода.

Устройство, изображенное на рис. 10.5, фактически включает в себя импульсный стабилизатор, но не такой, который используется для мощного электронного оборудования, поскольку он не преобразует входное переменное напряжение тока в выходное постоянное напряжение. Однако для таких типов нагрузки, как нагревательные элементы в печах с термостабилизацией, эта схема оказывается чрезвычайно полезной для стабилизации переменного тока. В этом примере в качестве датчика температуры для схемы управления симистором можно использовать терморезистор. Температурная стабилизация осуществляется с помощью симисторной схемы, подающей на нагревательный элемент печи несколько полных периодов синусоидального напряжения. Инерционность такого стабилизатора относительно велика, но в этом и подобных ему случаях редко требуется малоинерционная стабилизация. Достоинствами этого стабилизатора являются высокий к.п.д., относительная простота и малый уровень шума, что позволяет размещать его близко к чувствительному электронному оборудованию.

Хотя метод переключения, использующий момент прохождения напряжения через нуль, применительно к синусоидальному напряжению доказывает, что он «самый чистый», его не часто используют в реальных импульсных стабилизаторах. Такой способ коммутации увеличивает время переходного процесса, которое намного больше, чем у линейных стабилизаторов. Если, например, синусоидальное напряжение с частотой 20 кГц подается на нагрузку в виде групп по 10 полных периодов, то это равносильно наличию переменного напряжения с частотой 2 кГц, поскольку время переходного процесса не может быть короче, чем продолжительность одной группы периодов. Хотя в будущем возможен намного более высокочастотный вариант такого стабилизатора, но до настоящего времени длительный переходной процесс был препятствием на пути применения этого метода стабилизации источников, используемых для питания электронных схем.

11

Коммутация постоянного напряжения

Один из наиболее предпочтительных методов коммутации постоянных напряжений использует электронный эквивалент простого однополюсного механического выключателя. Прерывание тока, текущего сквозь это устройство, приводит к появлению большого уровня шума, но его можно подавить с помощью относительно простых фильтров. Коммутатор, показанный на рис. 11.1А, формирует на нагрузке импульсное напряжение, и хотя можно определить среднее значение напряжения для последовательности импульсов, это не больше, чем общее понятие. Если бы не некоторые приложения, в которых не предъявляются требования к форме напряжения, такие как заряд аккумуляторов, эквивалентность между импульсной мощностью и средним значением была бы скорее академической, чем практической.

Значительное улучшение достигается путем введения в схему конденсатора, как показано на рис. 11.1В. Пилообразный сигнал состоит из отрезков экспонент, описывающих заряд и разряд конденсатора фильтра. Если емкость конденсатора достаточно велика, то минимальное значение напряжения никогда не опускается до нуля и через нагрузку действительно течет постоянный ток. Эта простая схема имеет много достоинств, чтобы рекомендовать ее, но, тем не менее, осталось много нежелательных свойств. Например, если Вы хотите уменьшить пульсации напряжения переменного тока, наложенные на постоянное напряжение, то потребуются конденсатор очень большой емкости. Кроме стоимости и больших размеров, такой конденсатор приведет к чрезмерному замедлению переходных процессов в стабилизаторе. Конечно, можно увеличить частоту переключений, что также приведет к уменьшению пульсаций, но гарантией может быть только существенное улучшение характеристики фильтра, поскольку при увеличении частоты повышаются диссипативные потери в самом коммутаторе. Мгновенные значения тока в конденсаторе могут быть высокими, подобно броску тока в выпрямителях при включении источника питания.

LC-фильтры и фиксирующие диоды

Для уменьшения пульсаций вполне естественно подумать о включении катушки индуктивности. К сожалению, сама по себе катушка индуктив-

ности бесполезна при прерывании тока потому, что размыкание коммутатора изолирует энергию, накопленную перед этим в виде магнитного поля катушки индуктивности, а это вызывает искрение и другие проявления высокого напряжения. У механического коммутатора контакты могут обгореть или оказаться приваренными один к другому. Совершенно бесполезно вдаваться в анализ повреждений, которые могут быть у полупроводникового переключающего элемента.

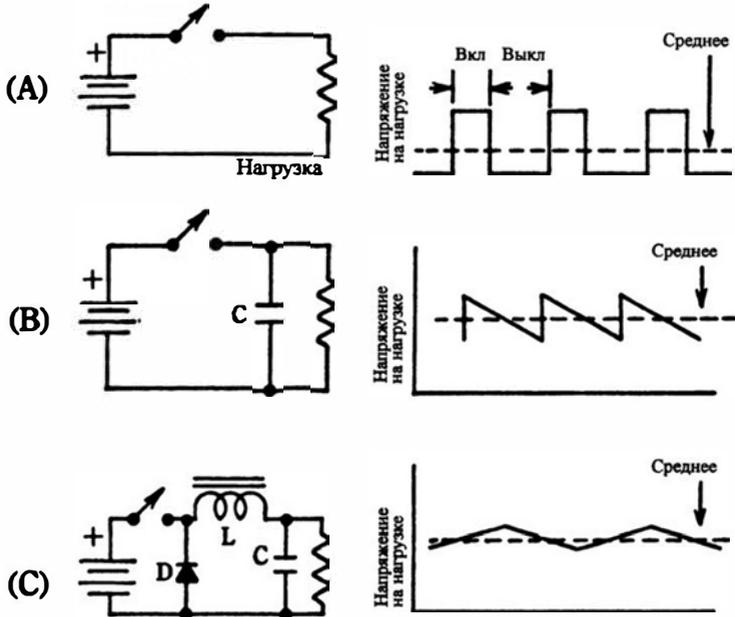


Рис. 11.1. Эволюция схем коммутации постоянного тока. (А) Эта форма напряжения слишком разрывная; «среднее» значение фактически не использовано. (В) С конденсатором можно получить относительно постоянное среднее напряжение. (С) Наилучшие результаты дает эта схема. Диод позволяет протекать через нагрузку почти постоянному току в пределах всего цикла коммутации. Кроме того, диод подавляет искрение, когда ключ размыкается.

Предположим, что для подавления нежелательных эффектов в схему включен диод, как показано на рис. 11.1С. Диод не участвует в прохождении импульсов тока через катушку индуктивности и полярность его включения выбрана так, чтобы погасить высоковольтный сигнал переходного процесса, когда цепь разорвана. Хотя такое применение диодов не ново, в этой конкретной схеме оказывается, что диод, кроме указанного, обеспечивает непрерывную подачу мощности в нагрузку. Когда ключ разомкнут, ток в нагрузке течет за счет энергии, запасенной в магнитном поле катушки индуктивности, благодаря диоду, обеспечивающему путь для тока.

Более уместно рассматривать включение диода как способ, посредством которого энергия магнитного поля катушки индуктивности (накопленная за время замкнутого положения ключа) преобразуется в полезный ток в нагрузке. Без всякой синхронизации или каких-нибудь дополнительных схем, диод обеспечивает протекание тока в нужное время — когда ключ находится в выключенном состоянии. Диод дает возможность LC -фильтру выполнять свою функцию соответствующим образом; с этим диодом необходимо привыкнуть к мысли о том, что LC -фильтр скорее накопитель энергии, чем просто частотно-избирательная цепь. Для этого диода существует несколько названий: — *ограничительный диод, инерционный диод, обходной диод, фиксирующий диод и коммутационный диод.*

Коммутация и стабилизация напряжения

С помощью нескольких простых элементов — коммутатора, катушки индуктивности, конденсатора и диода — электрическая энергия, потребляемая от источника постоянного тока, может быть прокоммутирована, снова сглажена, и затем передана в нагрузку по существу в виде чистого постоянного напряжения. До сих пор рабочий цикл и частота переключения оставались неизменными. Из главы 7 Вы знаете, что в реальных импульсных источниках это не так в связи с изменением ширины импульсов и частоты их повторения, что позволяет нам управлять выходным напряжением стабилизатора. Сказанное показано на рис. 11.2. Когда это регулирование осуществляется автоматически, посредством соответствующих чувствительных элементов и цепи обратной связи, получаем стабилизацию постоянного напряжения, поступающего на нагрузку.

Оба метода управления имеют много общего. Выходное напряжение уменьшается в ситуации, когда отношение времени пребывания во включенном состоянии к времени пребывания в выключенном состоянии уменьшается; это может быть вызвано уменьшением или частоты, или длительности импульсов. Таким образом, два набора осциллограмм на рис. 11.2 иллюстрируют работу равноценных методов, приводящих к уменьшению выходного напряжения, несмотря на то, что используются различные подходы. Напряжение на выходе можно определить из соотношения:

$$V_{\text{OUT}} = \left(\frac{t_{\text{ON}}}{t_{\text{ON}} + t_{\text{OFF}}} \right) \cdot V_{\text{IN}}$$

Заметим, что знаменатель этого соотношения представляет собой время одного полного цикла переключения. Если коммутатор остается постоянно включенным, то выходное напряжение становится равным входному; в том случае, если коммутатор остается выключенным, вы-

ходное напряжение будет нулевым. Очевидно, что в действительности выходное напряжение будет где-то между этими двумя крайними значениями. Трудно сказать, в каком случае следует ожидать лучших результатов, то ли при постоянной длительности импульсов, то ли при постоянной частоте коммутации. С обоими методами были получены превосходные результаты и много зависит от мастерства, с которым конструктор реализует управляющую функцию (вариант, использующий постоянную длительность импульса и переменную частоту предпочтительнее для источников питания, в которых применяется резонансный метод стабилизации).

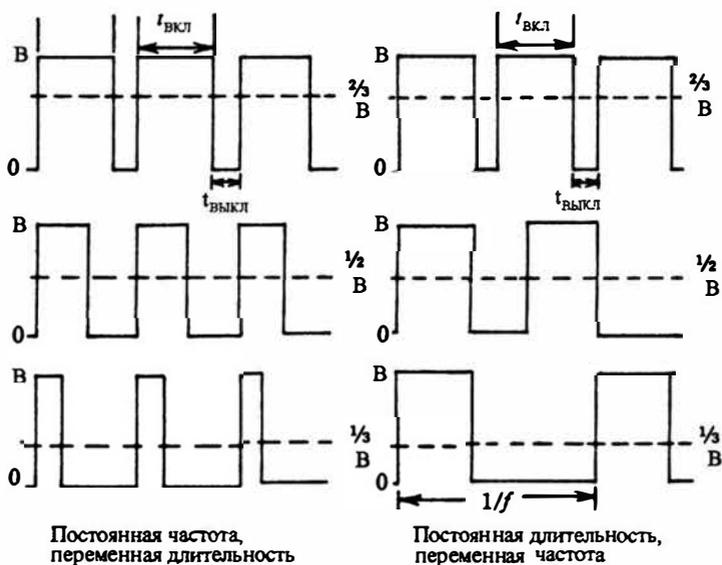


Рис. 11.2. Два основных метода импульсной модуляции для управления постоянным выходным напряжением. Левые осциллограммы демонстрируют управление с использованием постоянной частоты и изменяемой длительности импульсов. Правые иллюстрируют управление при постоянной длительности импульсов и переменной частоте их следования. В обоих примерах накапливающие элементы в LC -фильтре дают средние значения, которые соответствуют пунктирным линиям.

В автоколебательных импульсных стабилизаторах может изменяться и частота, и длительность импульсов. Который из этих параметров оказывает большее влияние на стабилизацию, зависит от многих факторов. Хотя случайное изменение формы сигнала при переключении дает вполне удовлетворительную стабилизацию, многие конструкторы считают, что практически лучше работать или с фиксированной частотой, или с постоянной длительностью импульсов. Чтобы не выходить за пределы области безопасной работы стабилизатора, на эти параметры при расче-

те схемы накладываются некоторые ограничения. Во многих схемах при слишком малой длительности импульсов или слишком высокой частоте, проходной транзистор рассеивает чрезмерную мощность, а если импульсы слишком длинные, то очень большие токи могут повредить транзистор или привести к насыщению в катушке индуктивности.

До сих пор не упоминалась возможность использования режима с фиксированным временем паузы между импульсами. Этот режим можно рассматривать как вырожденный вариант работы с постоянной частотой. В обоих режимах переменным параметром является длительность импульса или время включенного состояния. При работе с постоянной частотой знаменатель дроби остается постоянным и поэтому при постоянном времени выключенного состояния параметром, который может изменяться, является время включенного состояния. Конечный результат состоит в том, что с изменением времени включенного состояния величина всей дроби при фиксированном времени выключенного состояния изменяется не так сильно, как при фиксированном времени включенного состояния. Чтобы получить наилучшую стабилизацию, величина дроби должна быть чувствительна к изменениям, происходящим с переменным параметром, а режим с фиксированной паузой между импульсами таковым не является. Тем не менее, этот режим применяется на практике, поскольку цифровые сигналы, поступающие от логических схем, иногда удобно реализовать именно в таком виде, какой требуется в этом случае.

При прочих равных условиях, для катушек индуктивности, конденсаторов и трансформаторов предпочтительнее более высокая частота переключений. Однако с другой стороны, с повышением частоты увеличиваются потери при переключении из-за возрастания времени, требуемого для достижения включенного и выключенного состояния, электролитические конденсаторы становятся менее эффективными и возрастают потери в фиксирующем диоде. В течение многих лет использовались частоты в диапазоне от 20 до 30 кГц, так как эти частоты много выше звуковых частот и обеспечивали приемлемый компромисс между к.п.д. и экономической выгодой. В настоящее время эффективно используются частоты переключений равные нескольким сотням килогерц и выше. С другой стороны там, где звуковой шум не является нежелательным, достаточно хорошие общие характеристики часто получаются при частоте несколько килогерц. Платой за низкую частоту переключений является вес, габариты и, конечно, стоимость.

Ток в катушке индуктивности

Ключевым моментом работы базовой схемы коммутатора, показанного на рис. 11.3, является характер тока, протекающего через катушку индуктивности. Поскольку катушка индуктивности подвергается воздействию скачкообразно изменяющегося напряжения, то не сложно опре-

делить протекающий через нее ток. При малых изменениях V_{OUT} , ток через катушку индуктивности линейно нарастает или спадает. Амплитуду этих колебаний можно рассчитать из чисто геометрических соображений. Из обоих рисунков 11.3 и 11.4 следует, что:

$$I_{MAX} = t_{ON}(V_{IN} - V_{OUT})/L.$$

Другими словами, коэффициент $(V_{IN} - V_{OUT})/L$ представляет собой скорость нарастания тока и, будучи умноженным на время t_{ON} , дает максимальное значение тока I_{MAX} . Аналогичным образом рассчитывается I_{MIN} . В этом случае скорость уменьшения тока определяется коэффициентом V_{OUT}/L .

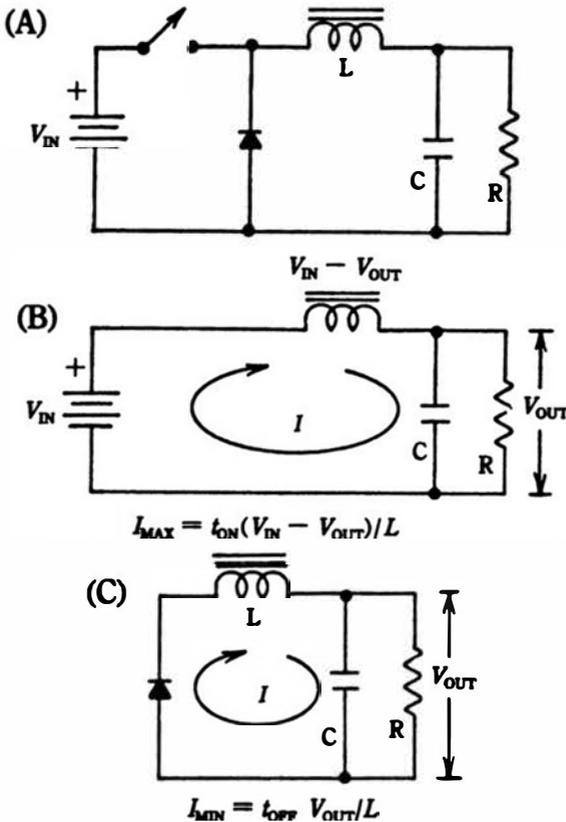


Рис. 11.3 Амплитуды тока в катушке индуктивности в зависимости от времени включенного и выключенного состояния. (А) Базовая схема коммутатора. (В) Путь тока во время включенного состояния. (С) Путь тока во время выключенного состояния. Чтобы воспользоваться приведенными выражениями, ток следует выразить в амперах, время в секундах, а индуктивность в генри.

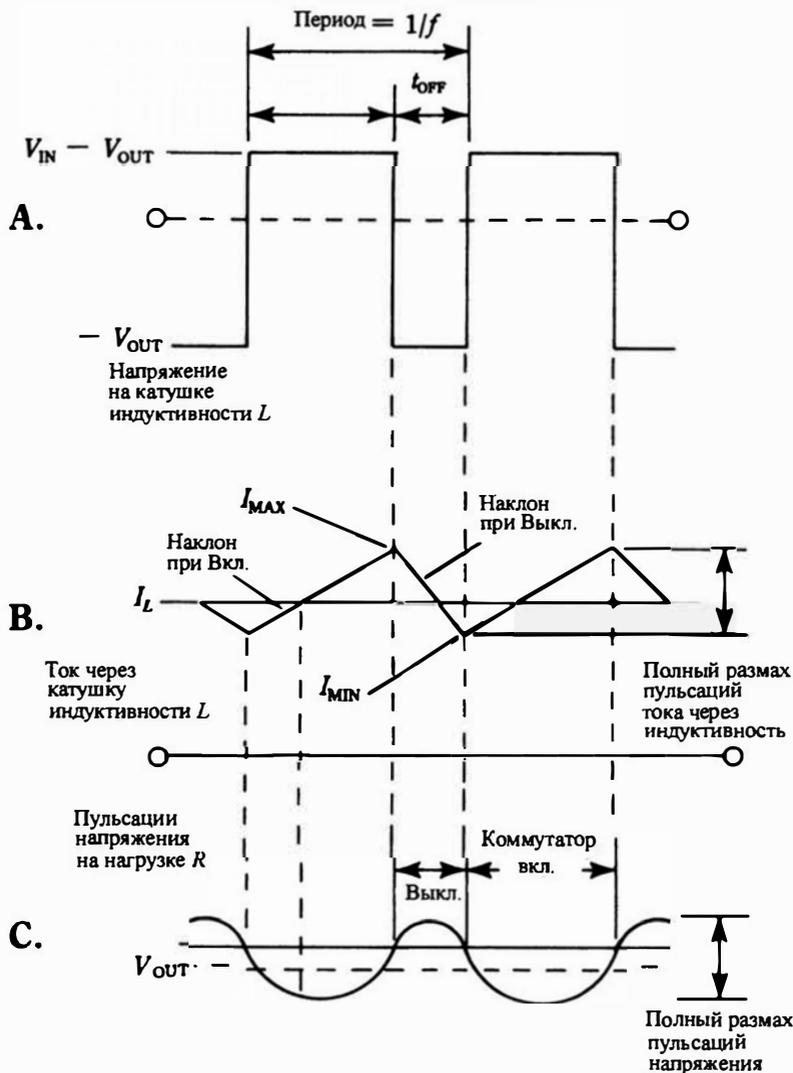


Рис. 11.4. Вид напряжений и тока в схеме, изображенной на рис. 11.3. (А) Среднее напряжение на катушке индуктивности равно нулю. (В) Среднее значение пилообразного тока через катушку индуктивности равно току через нагрузку. (С) Пульсации являются следствием работы коммутатора. Обратите внимание на фазовые соотношения между выходным напряжением и пилообразным током через катушку индуктивности. Пульсации напряжения не синусоидальны в значительной степени из-за наличия последовательного эквивалентного сопротивления конденсатора.

Важно отметить, что ток через катушку индуктивности, несмотря на его пилообразную форму, имеет по существу непрерывный характер. И

в отличие от тока катушки индуктивности в простой схеме однополупериодного выпрямителя он не опускается до нуля. В коммутаторе катушка индуктивности и фиксирующий диод работают вместе, обеспечивая примерно постоянный ток через нагрузку. На рис. 11.3С показано, что направление тока, протекающего после выключения коммутатора то же самое, что и в течение времени, когда коммутатор включен, хотя напряжение, приложенное к катушке индуктивности, имеет противоположный знак.

Совсем не очевидно, что наблюдая выходное напряжение мы увидим ожидаемую форму пульсирующего напряжения потому, что электролитические конденсаторы фильтра имеют заметное последовательное сопротивление. Выходное напряжение представляет собой сумму падений напряжений на внутреннем сопротивлении и на емкости. Однако это касается только случая, когда мы рассматриваем идеализированные компоненты с целью установления основных принципов работы. Тем не менее, основная проблема в совершенствовании импульсных стабилизаторов состоит в производстве идеальных компонент. Теория импульсных источников питания была разработана уже давно и последующее усовершенствование этих источников зависит, прежде всего, от дальнейшего улучшения переключающих транзисторов, конденсаторов фильтра, фиксирующих диодов и других важных компонент.

Коммутатор или трансформатор?

Важным аспектом предыдущего обсуждения, имеющего отношение к базовой схеме коммутатора постоянного напряжения, является вопрос управления. В частности, постоянное выходное напряжение определяется рабочим циклом переключающего сигнала. Действительно, изменяется или частота переключения, или время включенного состояния, или время выключенного состояния. Интересно и поучительно посмотреть на эту управляющую функцию. Выходное напряжение определяется только параметрами переключения и входным напряжением. В данном случае важной является зависимость:

$$V_{\text{OUT}} = \left(\frac{t_{\text{ON}}}{t_{\text{ON}} + t_{\text{OFF}}} \right) \times V_{\text{IN}},$$

где:

t_{ON} — время включенного состояния, а t_{OFF} — выключенного состояния. Поскольку $t_{\text{ON}} + t_{\text{OFF}}$ составляет один период цикла переключения, а период — обратная величина частоты переключений f , соотношение можно записать так:

$$V_{\text{OUT}} = f \cdot t_{\text{ON}} \cdot V_{\text{IN}}.$$

Чтобы далее упростить вид этой основной зависимости, можно заменить коэффициент f_{ON} буквой k . Тогда выражение для выходного напряжения становится простым, $V_{\text{OUT}} = k \cdot V_{\text{IN}}$. Известно также, что входной ток I_{IN} и выходной ток I_{OUT} тоже связаны коэффициентом k ; то есть, $I_{\text{IN}} = k \cdot I_{\text{OUT}}$. Ток I_{IN} измеряется амперметром постоянного тока, включенным в цепь одного из выводов батареи на рис. 11.1, а I_{OUT} — та же самая величина, которая ранее была обозначена как ток катушки индуктивности I_L , и равная току нагрузки.

Хотя этот раздел посвящен току, протекающему в катушке индуктивности, это первое упоминание о токах, втекающих в коммутатор и вытекающих из него. Может показаться несколько неестественным, что эти два тока не равны, но происходит это, вероятно, потому, что мы пытаемся думать, будто переключающий транзистор работает аналогично работе проходного транзистора в линейном, диссипативном стабилизаторе. Проходной транзистор в линейном стабилизаторе играет роль «реостата» и постоянные токи, втекающие в него от источника постоянного тока и вытекающие из него в нагрузку, почти равны. В коммутаторе дело обстоит иначе.

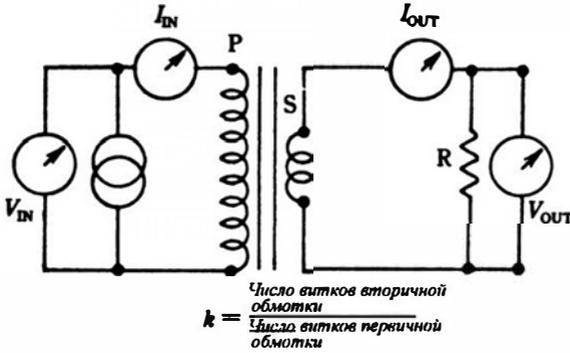
Перепишем выражения для напряжения и тока воспользовавшись общим коэффициентом k ; получим $k = V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}}$ и $k = I_{\text{IN}}/I_{\text{OUT}}$. Отсюда следует, что $V_{\text{OUT}}/V_{\text{IN}} = I_{\text{IN}}/I_{\text{OUT}}$, и, в конце концов, можно записать выражение:

$$I_{\text{IN}}V_{\text{IN}} = V_{\text{OUT}}I_{\text{OUT}} \quad \text{или} \quad P_{\text{IN}} = P_{\text{OUT}},$$

которое говорит о том, что входная и выходная мощности импульсного стабилизатора равны и, если бы не было никаких потерь на рассеяние в компонентах стабилизатора, импульсный источник питания имел бы к.п.д. 100 %, тот же самый теоретический к.п.д. как у трансформатора!

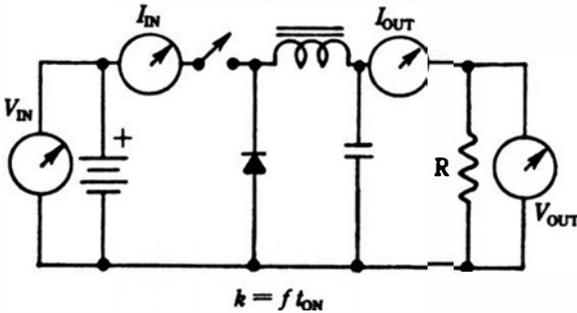
На рис. 11.5 эти соотношения сведены вместе и сравниваются с соотношениями между входными и выходными параметрами в простой схеме трансформатора переменного тока. Здесь видны мотивы, по которым базовая схема коммутатора описывается как «трансформатор постоянного тока». Основной чертой идеального трансформатора является его способность изменять напряжение или ток без потери мощности. Другие методы изменения постоянного напряжения или тока сопровождаются потерей мощности. Типичными примерами является использование реостата или аналогичных устройств, типа проходного транзистора в линейных стабилизаторах, потенциометра и изменение уровня напряжения с помощью стабилитрона. Во всех этих методах потеря мощности происходит вследствие ее поглощения введенным элементом, и ни в одном из этих примеров нельзя получить на выходе ток больше того, который втекает в схему. В отличие от этих обычных методов изменения уровня постоянных напряжений, базовая схема коммутатора постоянного тока способна, подобно трансформатору переменного тока, отдать в нагруз-

ку ток больше, чем входной ток. Это наиболее важная черта базовой схемы коммутатора постоянного тока, с которой непосредственно связаны основные преимущества импульсных стабилизаторов перед диссипативными стабилизаторами.



Все приборы перем. тока

$$\begin{aligned}
 I_{IN} &= k I_{OUT} \\
 V_{OUT} &= k V_{IN} \\
 V_{OUT} I_{OUT} &= V_{IN} I_{IN}
 \end{aligned}$$



Все приборы пост. тока

$$\begin{aligned}
 I_{IN} &= k I_{OUT} \\
 V_{OUT} &= k V_{IN} \\
 V_{OUT} I_{OUT} &= V_{IN} I_{IN}
 \end{aligned}$$

Рис. 11.5 Интересное сравнение трансформаторов переменного и постоянного тока. Базовая схема коммутатора постоянного тока работает как настоящий трансформатор. Приведенные соотношения показывают подобие этих устройств. То, что называется преобразователем постоянного напряжения в постоянное можно было бы назвать *трансформатором постоянного тока*.

Хотя коммутатор, несомненно, позволяет создать трансформатор постоянного тока, сам по себе он не реализует этой функции, а осуществляет ее только вместе с катушкой индуктивности, запасавшей энергию. Роль катушки индуктивности в схеме аналогична автотрансформатору с плавной регулировкой напряжения за исключением того, что катушка индуктивности не имеет отводов и сама не может изменить выходное напряжение. Коммутатор является тем элементом управления, который устанавливает, сколько энергии должно быть запасено в магнитном поле катушки и как эта энергия должна быть освобождена, чтобы получить желаемое выходное напряжение. Конечно, коммутатору требуется дополнительная схема, определяющая величину выходного напряжения и управляющая его работой, но по существу аналогия верна. Подобно автотрансформатору существуют коммутаторы, способные и повышать, и понижать входное напряжение так, что выходное напряжение может быть выше или ниже входного.

Типичная ошибка при использовании трансформаторов связи

Кажется вполне естественным использовать трансформатор в качестве средства связи между источником, формирующим ШИМ-сигнал и выходным каскадом. Можно предположить, что это надежный способ управления выходным каскадом. В конце концов, трансформаторы давно использовались для подобных целей в усилителях звуковой частоты, где известно, что правильно разработанный трансформатор может без искажений передавать сигналы сложной формы. Проверенным фактом является то, что многие импульсные источники используют трансформаторы в схемах драйверов. Тем не менее, такая трансформаторная связь часто приводит к серьезным проблемам, связанным с начальным расчетом схемы, работающей должным образом. Трудности обычно вызваны характеристиками трансформаторов, которые часто упускаются из вида. Оказывается, что не может быть верного воспроизведения, независимо от способа расчета трансформатора.

Предположим, что на первичную обмотку трансформатора подан однополярный ШИМ-сигнал, сформированный управляющей интегральной схемой. Предположим, что первоначально длительность рабочего цикла равна 50 %. Эта ситуация изображена на рис. 11.6. Большинство электронщиков-практиков из теории или из собственного опыта представляют себе, что напряжение на вторичной обмотке будет совершенно симметричным переменным напряжением с удвоенной амплитудой 20 В (предполагается, что коэффициент трансформации равен 1:1). Но что происходит, когда длительность рабочего цикла отличается от 50 %?

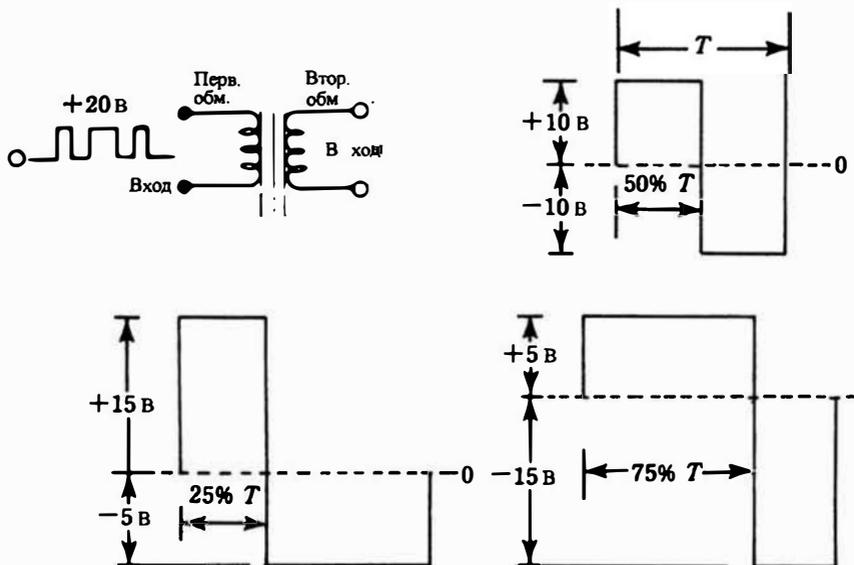


Рис. 11.6. Напряжение на вторичной обмотке трансформатора, к первичной обмотке которого применен однополярный ШИМ-сигнал. Показана ситуация для трех рабочих циклов. Обратите внимание на изменения амплитуды во вторичной обмотке. Такое поведение имеет место в идеальном трансформаторе и может вызвать «загадочные» нарушения работы управляемого каскада.

Предположим, что мы хотим управлять мощным n -канальным МОП-транзистором, для полного включения которого на затвор необходимо подать напряжение 10 В. При длительности рабочего цикла 50 %, это требование удовлетворяется при 10 В положительном отклонении напряжения на вторичной обмотке. Теперь просмотрим, что происходит при длительности рабочего цикла 75 %. Полный размах напряжения на вторичной обмотке по-прежнему остается 20 В. Но амплитуда положительного отклонения, поступающего на затвор МОП-транзистора, теперь только 5 В. «Счастливым» остается только трансформатор, действующий согласно принципу, состоящему в том, что на его вторичной обмотке должны быть сформированы положительные и отрицательные импульсы, имеющие равные произведения напряжения на время. Это приводит к равенству чередующихся площадей, как изображено на рисунке. То же самое можно наблюдать в третьем случае, где рабочий цикл составляет 25 %. В этой ситуации на затвор попадает избыточный сигнал. Результирующая величина произведения вольты на секунды осталась нулевой во всех трех рабочих циклах, но распределение амплитуд конечно изменилось.

Как это свойство трансформатора можно связать с тем фактом, что они часто используются для передачи однополярных ШИМ-сигналов?

Ответ состоит в том, что схема может работать, если диапазон изменения рабочего цикла не слишком велик. Таким образом, можно предположить, что приемлемым будет изменение запускающего напряжения на затворе между 10 и 15 В. Однако, чтобы проектировать с учетом такого компромисса, Вы должны знать это свойство трансформатора или же быть очень удачливыми человеком.

Схема, показанная на рис. 11.7, позволяет преодолеть только что описанное влияние длительности рабочего цикла на работу трансформатора. Здесь логические вентиля используются для преобразования однополярных ШИМ-сигналов в биполярные, представляющие собой чисто переменное напряжение. Поскольку через первичную обмотку трансформатора больше не течет постоянная составляющая тока, то нет проблемы с сохранением произведения вольт на секунды; импульсы, наведенные во вторичной обмотке, остаются симметричными относительно нулевого уровня, независимо от рабочего цикла. Выход этой схемы обычно соединяется с первичной обмоткой выходного трансформатора, за которым, в свою очередь, следуют двухполупериодный выпрямитель и фильтр. Хотя трансформатор драйвера имеет малые размеры, выходной трансформатор обычно большой, потому что работает с большими уровнями мощности. В любом случае оба трансформатора должны работать в линейной области. Непреднамеренное насыщение сердечников является общей причиной трудноуловимых нарушений, поскольку они чувствительны к рабочему циклу.

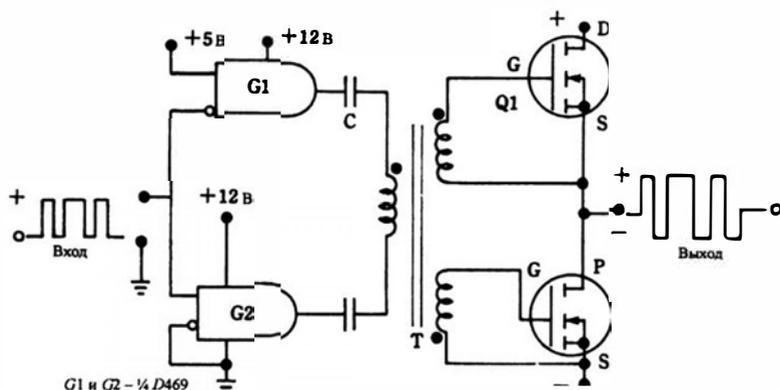


Рис. 11.7. Схема трансформаторного драйвера для правильного управления выходным каскадом коммутатора. На первичной обмотке трансформатора драйвера присутствует чисто переменное напряжение, так что нет никакой постоянной составляющей тока, влияющей на напряжение, наведенное во вторичной обмотке. Выходные транзисторы управляются должным образом независимо от рабочего цикла.

В рассмотренной схеме нет необходимости использовать два конденсатора, как изображено на рис. 11.7; достаточно одного конденсатора, но его емкость должна быть достаточно большой, чтобы сохранить плоскую вершину ШИМ-сигналов.

Пассивные компоненты импульсных источников питания

При расчете, конструировании или обслуживании простых нестабилизированных источников питания имеется возможность воспользоваться большим разнообразием блоков и компонент. При компоновке деталей возможна большая свобода выбора. И фактически ничто в этих примитивных источниках не является критическим, кроме выполнения основных требований, продиктованных напряжением пробоя и номинальной мощностью. Часто можно пойти на компромиссы без существенного ухудшения характеристик; например, если отсутствует некоторая индуктивность для дросселя фильтра, то можно воспользоваться значительно меньшей или большей, компенсируя несоответствие увеличением или уменьшением емкости фильтра.

Затем появился современный, линейный стабилизатор напряжения. Из-за более строгих требований, предъявляемых к нему сложными схемами и системами, линейный стабилизатор, обладающий большим усилением в цепи обратной связи и намного более жесткими техническими условиями на эксплуатационные параметры, требует большего внимания при выборе элементов схемы и их компоновке. Кроме того, требуется учет новых факторов, связанных с условиями эксплуатации. Отклонение от рекомендуемых компонент приводит к таким неприятностям, как колебания, «защелкивание» и недостаточная стабилизация. Итак, линейный стабилизатор требовал большего опыта, более высокой технологии и более глубокого понимания предъявляемых к нему требований, чем это было необходимо его предшественнику, простому нестабилизированному источнику питания.

Появление современных стабилизированных импульсных источников питания (ИИП) сопровождалось созданием большого числа прекрасных компонент, которые позволяют реализовать некоторые фантастические проекты. В результате, несмотря на то, что ИИП обычно значительно сложнее линейных источников, использование интегральных схем и специальных компонент привело к тому, что работать с ними стало намного проще. Но для того, чтобы воспользоваться преимуществом этих новых компонент, необходимо понять их основные свойства.

Конденсатор выходного фильтра

Конденсатор выходного фильтра является тем элементом, с которого удобно начать. Во-первых, основные формулы расчета ИИП ясно показывают, что Вы не можете по-прежнему исходить из предпосылки «если хорошо немного, то больше лучше». В нашем случае взаимодействуют между собой частота переключений, рабочий цикл, индуктивность дросселя и напряжения входа и выхода, так что любой метод решения «в лоб» должен быть исключен. Также важно понять, что с электролитическими конденсаторами, используемыми в фильтре, все оказывается сложнее, чем Вы ожидаете. Не должно вызывать удивления, что эти конденсаторы содержат сопротивление и индуктивность. Паразитные параметры постоянно встречаются в электронных конструкциях и деталях и часто игнорируются. Паразитная индуктивность и внутреннее сопротивление электролитических конденсаторов оказывает большое влияние на работу ИИП, и поэтому они не могут игнорироваться.

На рис. 12.1 показана зависимость полного сопротивления алюминиевого электролитического конденсатора от частоты.

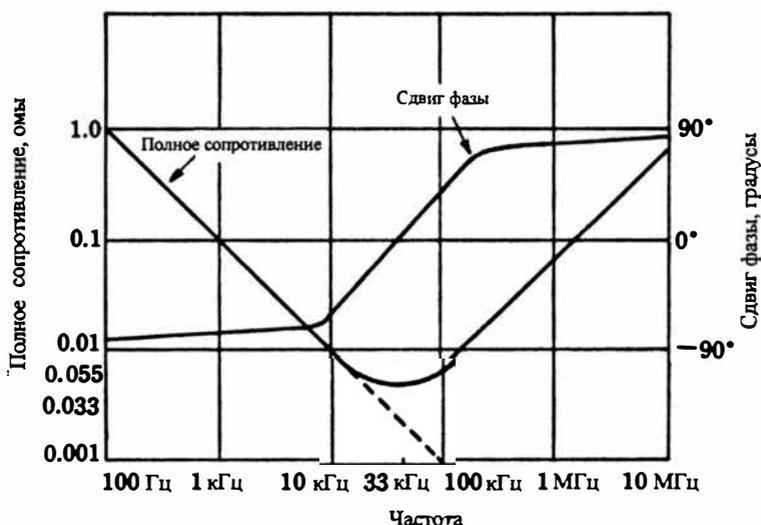


Рис. 12.1. Зависимость полного сопротивления и сдвига фазы у электролитического конденсатора емкостью 1500 мкФ от частоты. Прямой начальный участок линии полного сопротивления представляет чистое емкостное сопротивление. Пунктирное продолжение показывает зависимость для идеального конденсатора, имеющего нулевое сопротивление и нулевую индуктивность. Подъем линии полного сопротивления на частотах выше 33 кГц связан с наличием внутренней индуктивности.

Заметьте, что график построен в двойном логарифмическом масштабе, чтобы линеаризовать связь между частотой и емкостным сопротивлением. Эта зависимость описывается соотношением:

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C},$$

где:

X_C — емкостное сопротивление в омах

f — частота синусоидальных колебаний в герцах

C — емкость в фарадах.

Конденсатор удовлетворяет приведенному выражению для емкостного сопротивления примерно до 10 кГц, до этой частоты график представляет собой прямую линию. Наклон этой прямой, между прочим, один и тот же как для идеальных конденсаторов, так и для реальных конденсаторов на низких частотах. Рис. 12.1 показывает, что этот наклон соответствует уменьшению реактивного сопротивления в 10 раз при десятикратном повышении частоты или, другими словами, что уменьшение емкостного сопротивления составляет 6 дБ на октаву (20 дБ на декаду).

Эквивалентная схема конденсатора

Характеристику, изображенную на рис. 12.1, можно связать с низко добротным резонансным контуром, образованным последовательным соединением емкости, индуктивности и сопротивления. (См. также рис. 12.2.) Поскольку эти зависимости были построены на основании измерений, проведенных с электролитическим конденсатором, можно сделать вывод, что кроме емкости конденсатор содержит индуктивность и сопротивление. И по мере повышения частоты, в конце концов, начинает преобладать индуктивное сопротивление фольги и соединительных проводов конденсатора. Поэтому последовательная цепь, изображенная на рис. 12.2, довольно точно отражает свойства электролитического конденсатора. Аналогично можно представить большинство других компонент; например, испытательный генератор с индикатором в цепи сетки покажет, что небольшие керамические конденсаторы с короткозамкнутыми выводами ведут себя как резонансные LC -цепи, индуктивность которых определяется выводами конденсатора, а острота резонанса зависит от внутреннего сопротивления.

Эквивалентные последовательные R и L ответственны за следующие нежелательные эффекты в ИИП:

— Форма и величина пульсирующего напряжения отличаются от тех, которые были бы получены при идеальной емкости.

— Рассчитывать ИИП труднее, потому что пульсации на выходе этих источников являются одним из конструктивных параметров при оптимизации частоты переключений, длительности рабочего цикла и катушки индуктивности.

— Фазовая и частотная характеристики, определяющие стабильность петли обратной связи, могут измениться так, что приведут к неустойчивости из-за «не конденсаторного» поведения фазы на высоких частотах.

— Хотя много сделано для улучшения стабилизации постоянного напряжения в источниках питания, обычно требуются стабилизированные источники, имеющие низкое полное сопротивление для переменного тока в широком диапазоне частот. Присутствие последовательно включенных эквивалентных R и L препятствует реализации этого требования.

— Величину сопротивления R определить не просто, и оно может сильно изменяться в зависимости от качества конденсатора и со временем. Это затрудняет производство конденсаторов в соответствии с жестко заданными техническими условиями.

— Высокая стоимость, свойственная ИИП связана с использованием конденсаторов с очень низкими значениями R и L .

— Последовательное эквивалентное сопротивление R изменяется с температурой, что дополнительно усложняет расчет и использование ИИП.

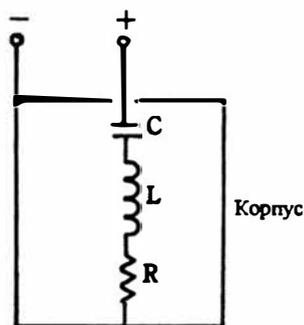


Рис. 12.2 Эквивалентная схема электролитического конденсатора. С соответствующими значениями элементов эта цепь соответствует зависимостям, показанным на рис. 12.1. В этой эквивалентной схеме L — эквивалентная последовательная индуктивность (ESL), а R — эквивалентное последовательное сопротивление (ESR).

Лучше всего применять специальные конденсаторы, разработанные для ИИП, и только у надежных продавцов. Для уменьшения величины R и L используются различные технологические процессы; например, существуют «пакетированные» конденсаторы, имеющие прямоугольную конфигурацию и четыре (а не два) вывода. Кроме того, имеются патентованные методы производства, которые никогда не раскрывались в издаваемой изготовителями литературе. Конечно, изготовители ИИП пытались обходиться без дорогих специализированных конденсаторов и один широко применяемый метод состоит в параллельном включении нескольких конденсаторов небольшой емкости вместо одного большой емкости. Результаты, полученные при использовании этого метода, показаны на рис. 12.3.

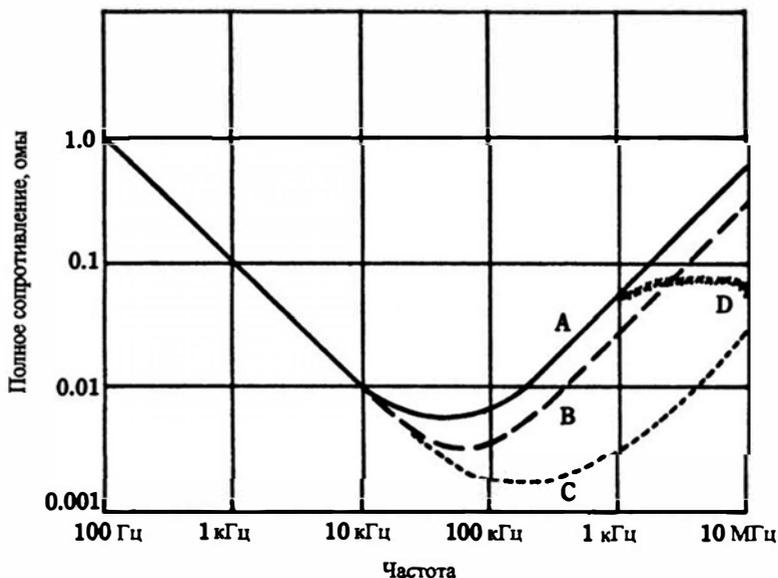


Рис. 12.3. Результаты применения мер, понижающих ESR и ESL в выходных конденсаторах фильтра. (А) Кривая полного сопротивления алюминиевого электролитического конденсатора емкостью 1500 мкФ. (В) Улучшение, наблюдаемое при параллельном включении нескольких конденсаторов одинаковой емкости при полной емкости 1500 мкФ. (С) Результат использования четырехслойного «пакетированного» конденсатора. (D) Обычный характер улучшения при применении танталового конденсатора относительно малой емкости, включенного параллельно конденсатору 1500 мкФ. Для уменьшения ESL в мегагерцовом диапазоне, кроме того, используются тефлоновые или керамические конденсаторы.

Интерпретация полного сопротивления и фазы

На рис. 12.1 видно, что падение полного сопротивления происходит примерно до частоты 33 кГц, где сдвиг фаз равен нулю. Происходит это не случайно, поскольку для любого последовательного колебательного контура имеется резонансная частота, определяемая этим условием. Полное сопротивление при резонансе называется *последовательным эквивалентным сопротивлением* (ESR) электролитического конденсатора. На рис. 12.1 ESR — приблизительно равно 0,055 Ома. Как правило, конденсатор с более низким ESR лучше подходит для использования в выходном фильтре ИИП.

Полное сопротивление конденсатора носит емкостной характер до частот около 10 кГц. Затем, в полном сопротивлении все более и более преобладающей становится активная составляющая, а на резонансной частоте, около 33 кГц, сопротивление становится чисто активным. За-

тем, на частотах выше 300 кГц, начинает доминировать индуктивность выводов и конструкции конденсатора.

Хотя такой способ оценки параметров электролитических конденсаторов не нов, для линейных стабилизированных источников он не имел такого большого значения, как для ИИП. Большое значение для ИИП имеют не только типичные характеристики, изображенные на рис. 12.1, но и область, где происходит изгиб кривой полного сопротивления — от 10 до 100 кГц. Предположим, например, что такой конденсатор используется в выходном фильтре ИИП, работающего на частоте 20 кГц. Для многочисленных гармоник 20 кГц, которые образуются в процессе переключения, эффективность этого конденсатора значительно уменьшается, поскольку его способность ослаблять эти гармоники зависит от того, насколько хорошо он шунтирует их. Это ситуация особенно неблагоприятна потому, что ИИП представляет собой источник большого числа высокочастотных гармоник, и эти гармоники в качестве помех на выходе не только нарушают работу внешних устройств, но влияют также на внутреннюю цепь обратной связи, используемую для стабилизации выходного напряжения.

Оценка последовательного эквивалентного сопротивления

Поскольку последовательное эквивалентное сопротивление (*ESR*) оказывает значительное влияние на полное сопротивление конденсатора в диапазоне от 10 до 100 кГц (область оптимальных характеристик и максимального к.п.д. для многих ИИП), этот параметр следует определить как только становятся известными номинальное напряжение и емкость конденсатора. Все более и более обычным для изготовителей становится публикация этой информации в технической литературе, но она не всегда бывает доступна. Более распространенный метод оценки *ESR* использует соотношение: $ESR = P_D / 2\pi f \cdot C$, где P_D — коэффициент рассеяния, f — частота измерения в герцах и C — емкость в фарадах. Коэффициент рассеяния долго использовался как показатель качества конденсаторов и обычно измерялся на частоте 60 или 120 Гц для конденсаторов фильтра или на частоте 1000 Гц для конденсаторов связи (частота измерения f должна быть известна до вычисления *ESR*). Хотя коэффициент P_D удобен для оценки *ESR* конденсатора, он бесполезен при оценке *ESL*, которая может быть определяющим фактором на частоте переключения.

С увеличением температуры величина *ESR* уменьшается. Эта температурная зависимость, как показано на рис. 12.4А, особенно сильна при отрицательных температурах. Этот факт, вместе с уменьшением емкости (рис. 12.4В), нарушает расчетные характеристики многих ИИП, которые хорошо работали в лаборатории и от которых ожидали тех же результатов при более тяжелых условиях окружающей среды.

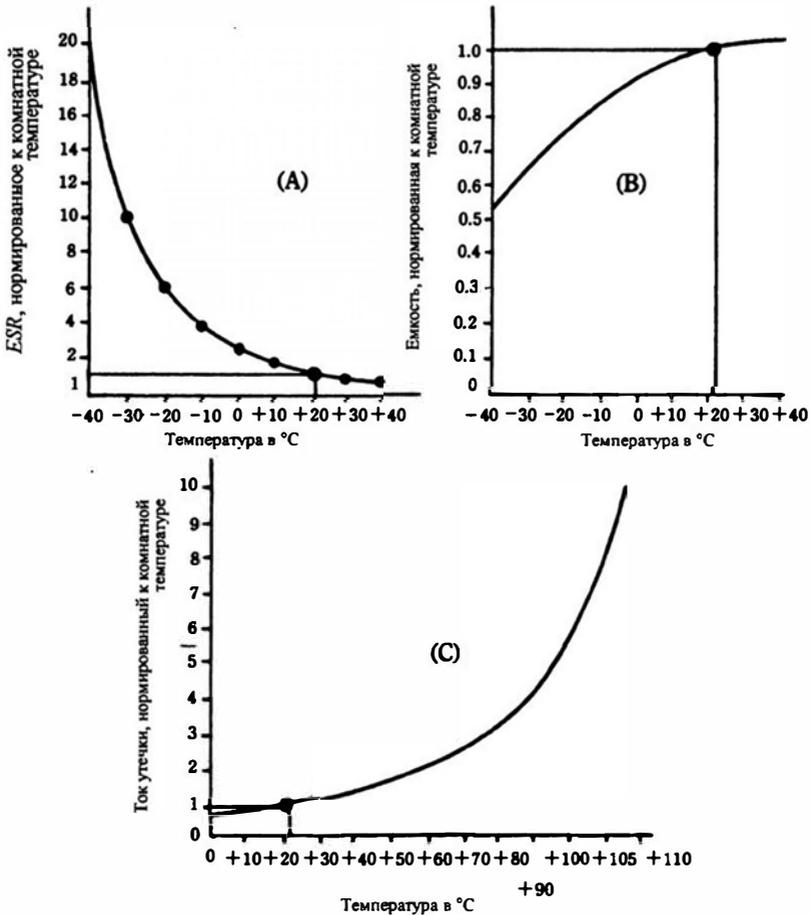


Рис. 12.4 Типичные температурные зависимости параметров электролитических конденсаторов фильтра. (А) Зависимость ESR от температуры. Значения нормированы к величине при комнатной температуре. (В) Зависимость емкости от температуры. Нормированные значения. (С) Зависимость утечки постоянного тока от температуры. Нормированные значения. Во всех случаях данные относятся к электролитическому конденсатору емкостью 1500мкФ «компьютерного типа».

Коэффициент пульсаций тока

Слишком часто все игнорировали пульсации тока, протекающего через выходной конденсатор. Вероятная причина состоит в том, что это не имело большого значения в линейных стабилизаторах. Однако в ИИП срок службы выходного конденсатора ограничен неблагоприятными воздействиями, возникающими в том случае, если его способность пропускать пульсирующий ток не адекватна режиму работы. К счастью, все чаще изготовители конденсаторов могут предоставить потребителям значение

коэффициента пульсирующего тока. Ваша задача состоит в том, чтобы установить требуемый коэффициент и затем воспользоваться обычным эмпирическим правилом, которое доказало свою полную достоверность. Это правило, будучи в некотором смысле эмпирическим, основано на обычной логике. Здесь используются следующие предположения:

— Ток, протекающий в катушке индуктивности, имеет пилообразную форму.

— Только этот ток создает пульсации, воздействующие на выходной конденсатор.

— Типичный размах этого пилообразного тока составляет 20 процентов от максимального постоянного тока поступающего в нагрузку. Это основано на обычно встречающихся рекомендациях по проектированию, которые советуют делать так, чтобы повышение и уменьшение тока в катушке индуктивности составляли 10 процентов относительно постоянной составляющей этого тока. Как следствие вышесказанного, ток пульсаций I_R в выходном конденсаторе (его эффективное значение) можно определить, воспользовавшись выражением:

$$I_R = 0,058I_L$$

Обычно разумно ввести запас прочности после того, как это вычисление сделано, чтобы убедиться в том, что коэффициент пульсаций тока определенный изготовителем соответствует частоте переключений источника питания.

Пульсирующий ток нагревает конденсатор, что приводит к изменениям параметров, зависящих от температуры, как показано на рис. 12.4. Не показана, из-за несколько неясной природы, зависимость срока службы от внутренней температуры конденсатора, хотя известно, что повышенные температуры значительно снижают предполагаемый срок службы любого электрохимического компонента. Часто было трудно гарантировать умеренную температуру окружающего воздуха для конденсаторов, чтобы смягчить ситуацию, вызванную чрезмерно большими токами пульсаций. Даже с правильно выбранным конденсатором, при отсутствии условий для отвода тепла от внешней поверхности, внутри конденсатора возможны опасные повышения температуры.

Выбор конденсатора

Существует два основных типа электролитических конденсаторов: алюминиевые и танталовые. Алюминиевые конденсаторы могут сильно различаться по качеству и методами изготовления. Танталовые конденсаторы включают в себя такие подтипы: с использованием фольги, твердотельные и с влажным наполнением. На первый взгляд, это может поставить в тупик при попытке выбрать тот или иной конденсатор. Старая философия времен нестабилизированных источников, перенесенная на линейные стабилизаторы, подходила к выбору конденсаторов с точки

зрения получения максимальной добротности, определяемой как (емкость \times напряжение)/цена. Очевидно, что это приводит к выбору наибольшего числителя при наименьшем знаменателе.

Однако идея выбора максимального произведения напряжения и емкости при наименьшей стоимости может привести к глубокому заблуждению, если Вы работаете с импульсными источниками питания. Как уже говорилось, если мы хотим полностью реализовать потенциал ИИП, то необходимо учесть характеристики полных сопротивлений и, прежде всего, *ESR*. В тиристорном источнике, работающем с частотой сети, можно применять дешевый алюминиевый электролитический конденсатор сомнительного качества, но все-таки, слишком часто это приводит к возникновению шума, низкой надежности и необоснованной критике всех ИИП. Если надо сделать выбор между стоимостью и характеристиками, то наилучший результат может дать алюминиевый электролитический конденсатор хорошего качества. К таким можно отнести конденсаторы «компьютерного типа» и другие, сделанные специально для ИИП. Некоторые из специализированных конденсаторов имеют, однако, очень хорошие параметры, такие как очень низкие значения *ESR* и *ESL*, за счет высокой цены.

Отличительной чертой всех типов танталовых конденсаторов является их высокий объемный к.п.д., который говорит о том, что в заданном объеме можно получить большую емкость. Танталовый конденсатор с влажным наполнением был неоспоримым чемпионом в споре «емкость против объема» и в приложениях, где размер и вес имеют большое значение, такие конденсаторы естественно заслуживают внимания. Твердые танталовые конденсаторы хороши там, где основное внимание уделяется долговечности (и сроку годности, и сроку службы), но обычно такие конденсаторы не имеют большой емкости или не рассчитаны на высокое напряжение, как другие типы. Танталовый конденсатор с фольгой хорош для ИИП, но не конкурентоспособен с алюминиевым по стоимости.

Известно, что хорошие конденсаторы сыграли большую роль в технологическом и коммерческом успехе импульсных источников питания. Но справедливо также и то, что достигнутый успех ИИП вдохновлял изготовителей конденсаторов на создание еще лучших изделий. Из-за такого стремительного продвижения вперед трудно сказать, что один тип существенно лучше другого. В какой-то момент времени и для конкретного приложения один из типов может дать оптимальную комбинацию параметров на вложенный доллар.

В тех случаях, когда частота переключений высока, а потребляемый ток мал, часто в качестве дополнения к ранее рассмотренным электролитическим конденсаторам применяются не электролитические конденсаторы, обеспечивая шунтирование на высоких частотах, где *ESL* электролитических становится слишком высоким. Существующая тенденция для высокочастотных ИИП состоит в том, чтобы обходиться без электролитических конденсаторов, используя вместо них полипропиленовые или керамические. Часто для сохранения низкой величины *ESL* они выпускаются в корпусе, предназначенном для поверхностного монтажа.

Независимо от того, какой тип конденсатора выбран, успешное использование в значительной степени зависит от компоновки устройства и метода монтажа. Например, требования, предъявляемые к *ESL* конденсатора, можно снизить при аккуратном монтаже. Лучше всего применять короткие, широкие и даже идущие параллельно шины, для дополнительного снижения индуктивности. Совершенно бессмысленно покупать конденсатор с четырьмя выводами, с прекрасными характеристиками полного сопротивления и затем подключать его в схему, используя обычные провода длиной 30 см. Все больше и больше искусство проектирования ИИП использует радиочастотные методы.

Катушка индуктивности

Попытка создать идеальный элемент, типа идеального полупроводникового переключателя, является неосуществимой задачей, но она сосредотачивает усилия в правильном направлении. Итак, в случае переключающего транзистора Вы знаете, что должны насколько возможно приблизиться к выключателю, который является идеальным проводником во включенном состоянии и идеальным изолятором, когда он выключен, и который изменяет состояние проводимости мгновенно. Если следовать подобному принципу, то что бы представляла собой идеализированная катушка индуктивности? Требования, предъявляемые ИПП говорят, что такая катушка индуктивности должна быть ненасыщающейся, иметь нулевое сопротивление постоянному току и не иметь никакой паразитной емкости между витками. Требованию не иметь насыщения удовлетворяет катушка индуктивности без сердечника, но для высокого значения индуктивности в ней пришлось бы намотать слишком много витков тонкой проволоки, что увеличит межвитковую емкость. Наличие емкости нежелательно потому, что она приводит к появлению как последовательного, так и параллельного резонансов, которые ухудшают работу схемы. По крайней мере, Вам хотелось бы надеяться, что первая резонансная частота вашей катушки индуктивности будет намного выше, чем частота переключений.

Единственный способ понизить сопротивление катушки индуктивности без сердечника состоит в том, чтобы использовать провод большого диаметра, который ведет к появлению чудовища громадных размеров. Чтобы сократить необходимое число витков, необходимо включить ферромагнитный сердечник. А чтобы избежать последствий преждевременного и особенно резкого насыщения сердечника его необходимо снабдить воздушным зазором. Оптимальная, но реальная, катушка индуктивности является в этом случае результатом компромиссов, учитывающих размер провода, число витков, эффективную проницаемость магнитного сердечника и величину воздушного зазора. Поскольку все эти параметры взаимодействуют, расчет соответствующей катушки индуктивности является скорее искусством, чем наукой. И, как можно ожидать в таких случаях, возможно использование не одного подхода. Кривые намагничивания и потерь на рис. 12.5 показывают природу противоречивых параметров, используемых при расчете реальной катушки индуктивности.

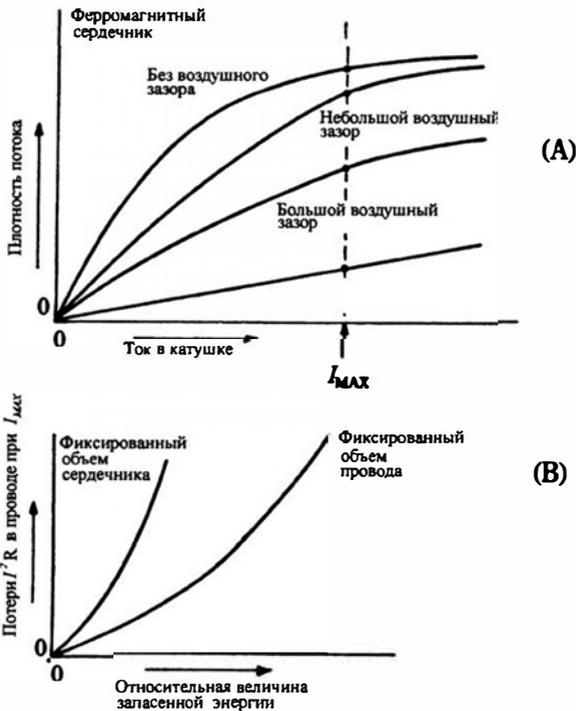


Рис. 12.5. Создание хорошей катушки индуктивности предполагает принятие многих компромиссных решений. (А) Наиболее желательна линейная кривая намагничивания. Такую зависимость можно получить только при отсутствии сердечника, но к ней можно приблизиться применяя ферромагнитный сердечник с соответствующим воздушным зазором. (В) Слишком большой воздушный зазор требует большого числа витков, а это увеличивает потери, равные I^2R . Существует эмпирическое правило: Потери I^2R следует ограничить на уровне примерно одного процента от выходной мощности источника.

Материал и форма сердечников

Удобно использовать ферритовые сердечники, выполненные в виде чаши (броневой сердечник), потому что провод можно легко намотать на каркасе и вставить во внутрь сердечника. Кроме того, легко опытным путем установить соответствующий воздушный зазор с целью линеаризовать кривую намагничивания. Другим достоинством сердечника с воздушным зазором является относительно плавный переход в насыщение при протекании через катушку больших токов.

Тороиды из молибденового пермаллоя (кольцеобразные сердечники) являются прекрасными сердечниками для катушек индуктивности. Конечно, при этом приходится жертвовать удобством намотки провода по сравнению с намоткой на каркас. Но к счастью катушки индуктивности в ИИП, особенно работающие с высокими частотами требуют относительно небольшого, по сравнению с громадными дросселями используемыми

в других источниках, числа витков толстого провода. Необходимый воздушный зазор фактически существует в этом материале — это связано с равномерным распределением в объеме ферромагнитных частиц, которые отделены друг от друга немагнитным связывающим материалом. Железные тороиды для больших мощностей имеют характеристики близкие к характеристикам пермалоевых тороидов в отношении условий, предъявляемых ИИП, и поэтому достойны сравнительного рассмотрения.

Существуют и ферритовые тороиды, но для них характеристики насыщения контролируются не так легко, и это приводит к сложностям при проектировании. В ферритах основное внимание, прежде всего, было направлено на создание высоких, а не низких значений A_L . Изготовители ферритовых материалов сделали, однако, доступным интересный набор сердечников, ориентированных на требования ИИП, которые состоят из двух частей, что позволяет создавать воздушный зазор.

В таблице 12.1 приведены другие, более или менее успешно применяемые материалы для сердечников. Они включают ленточные материалы и воздушные сердечники, специализированные для высокочастотных устройств. Недостатком ленточных сердечников являются относительно высокие потери, связанные с гистерезисом и вихревыми токами на ультравысоких частотах переключения.

Таблица 12.1. Характеристики насыщения материалов сердечников для преобразователей.

Материал сердечника	Магнитная воздушная насыщения в сдмгаусах
Сталь силового трансформатора 60 Гц	16 - 20
Коросил, Гиперсил, Силектрон, Гранко	19,6
Дельтамакс, Ортонал, Перменюрм	15,5
Пермаллой	13,7
Молипермаллой	8,7
Мю-металл	6,6
Феррокуб 3Е2А	~3,5

Наименьшее, что можно ожидать при насыщении катушки индуктивности, это очень резкое изменение частоты переключений автоколебательного стабилизатора. При этом в большей или меньшей степени, в зависимости от других факторов, могут увеличиться пульсации и ухудшиться стабилизация постоянного напряжения. Менее благоприятным последствием может быть выход из строя переключающего транзистора или фиксирующего диода. В любом случае, когда требуется быстро изменить накопленную в катушке индуктивности энергию, недостаточная или избыточная энергия должна быть или быстро введена, или быстро поглощена. Это приводит к появлению больших, часто разрушительных бросков тока в переключающем транзисторе и фиксирующем диоде. Поэтому, редко экономят на стоимости катушки индуктивности, когда учитывается стоимость и надежность других связанных с этим компонент.

Традиционные полупроводниковые коммутирующие компоненты

Полупроводниковые компоненты, рассматриваемые в этой главе, это давно используемые дискретные устройства, которые надежно работают в качестве переключателя в источниках питания. В импульсных стабилизаторах, инверторах и преобразователях переключающие транзисторы и диоды обычно осуществляют коммутацию постоянного напряжения. При коммутации переменных напряжений аналогичную функцию выполняют симисторы и тиристоры. Однако во многих системах используются интересные объединения этих устройств, так что невозможно сказать какое из них ограничивает работу переключателя. Но можно сказать, что знать эти устройства нужно, потому что их оптимальное функционирование и жизнеспособность в ИИП оказывают решающее влияние на способность схемы приблизиться к идеальному коммутатору.

Переключающие транзисторы

Существует много типов импульсных транзисторов, от модернизированных германиевых до сложных монокристаллических транзисторов Дарлингтона. Часто можно воспользоваться больше чем одним типом транзистора, удовлетворяющим нашим требованиям. Обычно выбор сужен такими соображениями как: требуемый тип транзистора — *npn* или *pnp*, нужно ли обращать специальное внимание на высокое напряжение, высока ли скорость коммутации, велик ли ток и стоимость.

Прежде всего необходимо знать основные различия между идеальным коммутатором и реальным переключающим транзистором. На рис. 13.1, дано изображение идеальной формы сигнала при переключении вместе с реальной формой, которую дает реальный переключающий транзистор. Идеальная прямоугольная форма — это мечта, к которой можно приближаться, но достигнуть невозможно. Прелесть идеальной формы сигнала при переключении состоит в том, что потери все время остаются нулевыми. Идеальный коммутатор или полностью включен, или полностью выключен, а переход между двумя состояниями происходит мгновенно. Когда идеальный коммутатор включен, через него протекает полный ток и на клеммах отсутствует падение напряжения; когда он выключен, то к его клеммам приложено полное напряжение, а ток

не течет. В реальном транзисторе форма сигнала при переключении близка к трапецеидальной и чтобы приблизить ее к идеальной форме, было потрачено много времени и усилий.

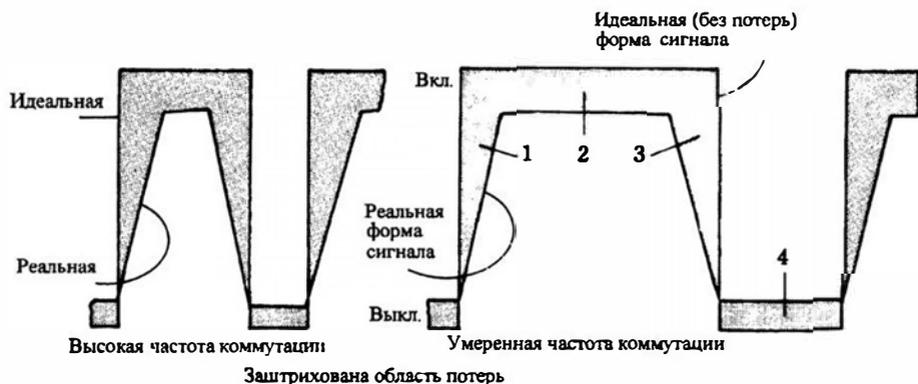


Рис. 13.1. В реальном транзисторе при переключении мощность рассеивается в течение четырех временных интервалов. В отличие от этого идеальный переключающий транзистор совсем не рассеивает мощность. (1) Мощность, рассеиваемая в течение процесса включения. (2) Мощность, рассеиваемая во время включенного состояния. (3) Мощность, рассеиваемая в течение процесса выключения. (4) Мощность, рассеиваемая в во время выключенного состояния.

Реальный сигнал при переключении можно разделить на четыре временных интервала, в течение которых имеет место потеря мощности. Выключение реального коммутатора происходит не полностью, что позволяет небольшому току утечки протекать в нагрузку. Так как напряжение коллектор-эмиттер максимально при закрытом транзисторе, то потери, хотя часто и бывают низкими, тем не менее, могут стать существенными. Когда реальный коммутатор находится в состоянии «включено», то он снова включен не полностью; между коллектором и эмиттером остается напряжение насыщения $V_{CE(sat)}$. Хотя это напряжение бывает относительно невелико, потери также могут быть весьма существенны, так как при этом протекает максимальный ток коллектора.

Заштрихованные области на рис. 13.1 показывают и другие отклонения от идеального случая. Реальному коммутатору требуется время для перехода во включенное или выключенное состояние. Во время этих переходов коммутатор работает как линейный элемент — усилитель класса А; он рассеивает мощность, потому что на нем имеется заметное напряжение и через него течет некоторый ток. К счастью, обычно коммутатор находится в таком состоянии относительно короткое время, но если частота переключений высокая, то потери мощности во время переходных процессов станут доминирующими. Мощность, рассеиваемая в течение этих переходов, часто является причиной отказов транзисторов. По этой причине изготовители часто приводят графики, показывающие

различные комбинации напряжения и тока, которые образуют «область безопасной работы» (*SOA*) транзистора в режиме переключения.

Общие характеристики транзисторов

Таблица 13.1 представляет обобщенное руководство по применению транзисторов различных типов. По экономическим показателям, доступности, по менее существенным требованиям и по неведению странные транзисторы иногда находятся на странных местах. В настоящее время быстро развивается направление, связанное с созданием прекрасных монокристаллических транзисторов Дарлингтона с тройной диффузией; эти структуры по существу имеют мало общего с предшествующими низкочастотными транзисторами. Характеристики различных транзисторов часто перекрываются между собой.

Частотные свойства транзисторов изготовители указывают двумя способами. Распространенным вариантом является определение f_T , частоты, на которой коэффициент усиления тока в схеме с общим эмиттером становится равным единице; параметр f_T известен также как граничная частота передачи тока. Коэффициент усиления тока снижается на 6 дБ при увеличении частоты на октаву; зная это, можно приблизительно определить предельную частоту коэффициента усиления тока, определяемую как частота, на которой коэффициент усиления по току (β) на 3 дБ ниже, чем на низкой частоте, например 1000 Гц. Предельная частота должна быть, по крайней мере, в 10 раз выше частоты переключений; это утверждение основано на предположении, что для получения достаточно прямоугольной формы сигнала необходимо наличие 10 гармоник.

Таблица 13.1. Руководство по применению мощных транзисторов

Германий (<i>ppp</i>)	Кремний однократная диффузия (<i>ppn</i>)	Кремний эпитаксиальная база (<i>ppn/ppp</i>)	Кремний двойная диффузия (<i>ppn/ppp</i>)
<p>Свойства</p> <p>Низкая цена.</p> <p>Большие токи.</p> <p>Низкое напряжение насыщения коллектор-эмиттер</p>	<p>Электрически надежный. Хорошие тепловые характеристики часто делают этот кремниевый прибор предпочтительнее германиевого.</p>	<p>Практически сочетает надежность, хорошие частотные свойства и высокое рабочее напряжение.</p> <p>Полезная "рабочая площадка" для многих применений в источниках питания.</p>	<p>Самая лучшая биполярная технология для получения высокочастотных свойств, обеспечивающих высокую частоту переключения.</p> <p>Большой номинальный ток.</p>
<p>Недостатки</p> <p>Ограниченные частотные возможности. Требуется эффективный отвод тепла (температура перехода ограничена величиной 110°C).</p> <p>Напряжение коллектора обычно ниже 100В. Отсутствуют транзисторы <i>ppn</i>.</p>	<p>Ограниченный частотный диапазон. Умеренные рабочие напряжения. Обычно отсутствует транзистор <i>ppn</i>-типа.</p>	<p>Возможна малая эффективность в схемах с высокой частотой коммутации.</p>	<p>Если внимание слишком акцентировано на частотных свойствах, то страдает электрическая надежность. Обычно низкая величина <i>SOA</i>.</p>

Таблица 13-1 (продолжение)

<p>Применение</p> <p>Проходные элементы в линейных стабилизаторах. Инверторы, преобразователи и ИИП, работающие на низких и средних частотах.</p>	<p>Универсальные мощные приборы для линейных стабилизаторов и для ИИП, работающих на средних частотах.</p>	<p>Универсальный элемент с сочетанием параметров, позволяющих более простое применение чем транзисторов с однократной диффузией.</p>	<p>Быстродействующая коммутация в приложениях, использующих высококачественную схему. Часто используются методы защиты.</p>
<p>Кремний тройная диффузия (pnp)</p>	<p>Кремний Дарлингтон (npn/рnp)</p>	<p>Мощный МОП-ТРАНЗИСТОР (п-канал)</p>	<p>Синтезированный транзистор (эпитакциальный pnp-транзистор)</p>
<p>Свойства</p> <p>Второсортный биполярный прибор в отношении частотных свойств и скорости коммутации. Имеет лучшее рабочее напряжение.</p>	<p>Высокий коэффициент усиления по току. Высокое входное сопротивление. Умеренная стоимость и простота производства. Комбинация параметров. Подходит для многих применений. Электрически надежный.</p>	<p>Отсутствует нежелательный нагрев. Отсутствует вторичный пробой. Очень высокая скорость коммутации. Очень высокое входное сопротивление. Внутренняя защита затвора. Режим обогащения. Простое запамятование.</p>	<p>Полная защита от перегрузок. Безопасны повышения напряжения на базе до 40 В. Время переключения 0,5 мкс. Ток базы 3 мкА. Совместимы с КМОП или ТТЛ. Низкая цена.</p>
<p>Недостатки</p> <p>Номинальный ток обычно ниже, чем у других кремниевых транзисторов. Стойкость выше, чем у "рабочих лошадей"</p>	<p>Некоторая потеря гибкости схемы. Следует тщательно оценивать компромисс между частотой, напряжением и током. Не допускает насыщения. Поэтому на транзисторе имеет место большое падение напряжения.</p>	<p>В некоторых схемах внутренний диод может вызывать проблемы. Сопротивление включенного транзистора может приводить к большим потерям напряжения и снижению к.п.д.</p>	<p>Отличаются номинальные значения тока и напряжения. (около 2А и 40В.) Недоступны pnp-транзисторы. Склонны к автоколебаниям при неаккуратном монтаже.</p>
<p>Применение</p> <p>Высоковольтные стабилизаторы, инверторы и преобразователи. Обычно используются в импульсных схемах, где имеется высокая частота переключения и высокое напряжение.</p>	<p>Проходные элементы. Драйверы. Умеренная частота коммутации. Полезны для уменьшения числа компонент и простоты изготовления надежных. Управление двигателями.</p>	<p>Оптимально подходит для линейных и импульсных источников питания в широком диапазоне мощностей. Заслуживает внимания при высокой частоте коммутации. Превосходно подходит для управления двигателями.</p>	<p>Высокая надежность, малоомощный выходной элемент для импульсных и линейных источников. Особенно полезен в недорогих разработках, потому что не требует схемы защиты.</p>
<p>Мощный МОП-транзистор (р-канал)</p>	<p>Мощный МОП-транзистор Режим обеднения</p>	<p>SENSEFET[®] Мощный МОП-транзистор</p>	<p>Биполярный транзистор с эпитакциальным затвором (IGBT)</p>
<p>Свойства</p> <p>Большинство продаваемых транзисторов имеют характеристики, подобные популярным n-канальным транзисторам. В некоторых случаях упрощает топографию схем.</p>	<p>Прибор нормально открыт. Смещением на затворе можно еще сильнее открыть транзистор или закрыть его. Разработки были сосредоточены на транзисторах с n-каналом, но имеются транзисторы с р-каналом.</p>	<p>Имеет дополнительный вывод, по которому протекает малая доля тока нагрузки, используемая для целей управления.</p>	<p>Обладает высоким входным сопротивлением мощного МОП-транзистора и низким падением напряжения биполярного транзистора. Хорошо шунтирует обратный выброс. Отсутствуют проблемы со встроенным диодом.</p>

Таблица 13-1 (продолжение)

Мощный МОП-транзистор (р-канал)	Мощный МОП-транзистор Режим обеднения	SENSEFET Мощный МОП-транзистор	Биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT)
Недостатки Менее доступен и дороже, чем аналогичный п-канальный МОП-транзистор.	Менее распространен, чем аналогичный МОП-транзистор, работающий в режиме обогащения. Обычно применяемые схемы используют транзисторы, работающие в режиме обогащения. Ограниченные номинальные значения тока и напряжения.	Ограниченный диапазон параметров.	Высоковольтный и работающий с большими токами прибор, лучше всего подходящий для низких и средних частот. Лучше всего IGBT-транзисторы работают с частотами от 5 кГц до 20 кГц. Могут работать на частоте до 50 кГц.
Применение В большинстве случаев используется подобно транзистору с п-каналом. Сюда входят ИИП и управление двигателями. р-канальный МОП-транзистор особенно хорошо подходит для использования в мостовых синхронных выпрямителях.	Хорошо подходит для некоторых схем «постоянного тока». Может использоваться в линейном стабилизаторе. Имитирует нормально включенный режим некоторых реле.	Прекрасно подходит для использования в импульсных стабилизаторах тока. Не требуется вводить резистор обратной связи, рассеивающий мощность, в цепь нагрузки. (Спротивление, используемое в этом случае рассеивает малую мощность.)	Наиболее подходящий для ИИП, работающих при напряжении 600 В (и выше), тока десятки амперно на частоте 20 кГц или ниже. Прибор позволяет очень эффективно управлять двигателем.

Приведенная оценка частотных свойств не годится для частоты переключений выше нескольких килогерц, потому что начинает преобладать явление накопления зарядов в базе при насыщении транзистора. Поэтому, изготовители транзисторов часто указывают параметры, соответствующие работе в импульсном режиме, такие как задержка, скорость включения, накопление заряда и время выключения при определенных условиях работы. Имея такую информацию, можно реально планировать частоту переключений и длительность рабочего цикла.

Транзисторы с тройной диффузией подразделяются на *кольцеобразные* и с *меза структурой*. Кольцевая структура позволяет получить номинальные напряжения до 400 или 500 В, а f_T могут быть около 30 МГц. Транзисторы с меза структурой представляют классический пример компромисса, дающего номинальное напряжение около 1000 В и f_T порядка 10 МГц. Область безопасной работы у высоковольтных транзисторов больше, чем у высокочастотных.

Причины возникновения потерь, изображенные на рис. 13.1 не полностью описывают рассеяние мощности в импульсном транзисторе. Можно предположить, что мощность также рассеивается при управлении транзистором, так как для перевода его в насыщенное состояние требу-

ется значительная мощность. Впрочем, одновременно это приводит к сокращению мощности рассеиваемой в цепи коллектора из-за понижения $V_{CE(sat)}$. Поэтому кажется, что предпочтительнее выбирать транзисторы с высоким коэффициентом усиления по току и низким напряжением насыщения.

Фактически каждый раз, когда Вы оптимизируете какой-то параметр транзистора, то платите за это ухудшением другого параметра. Если Вы задаете критерий качества для транзисторов, перемножая все наиболее важные параметры, то это произведение остается примерно постоянным; один параметр улучшается за счет пропорционального ухудшения другого. Например, способность транзистора работать с высокими напряжениями сопровождается ухудшением его частотных свойств. С этой точки зрения достижения в транзисторной технологии можно характеризовать тем, насколько производственные процессы приводят к улучшению всех или большинства основных рабочих характеристик.

Обсуждение процесса переключения

Управление импульсным транзистором заключается не только в обеспечении насыщения в течение времени, когда он включен. На рис. 13.2 видно, что ток базы не прекращается в тот момент, когда транзистор, как предполагается, закрыт. Чтобы свести заряд, накопленный в базе, к нулю, некоторое время должен протекать ток базы. В это время продолжает течь ток коллектора, как будто транзистор все еще открыт сигналом от внешнего источника тока. Это явление в значительной степени определяет время спада тока коллектора. С другой стороны, с увеличением тока базы уменьшается время нарастания тока коллектора. Таким образом, величина тока базы по-разному сказывается на потерях при включении и выключении (рис. 13.1). Поскольку ток базы непосредственно влияет на потери при включенном состоянии транзистора, легко заметить, что должна существовать оптимальная величина базового тока при включении. Процессы усложняются тем, что часто напряжение на базе делают отрицательным в течение времени, когда транзистор должен быть закрыт, с целью уменьшить потери в это время и сократить время выключения. Как следует ожидать, оптимальный сигнал на базе часто устанавливают эмпирически на опытной макете пытаясь получить максимально возможный к.п.д.

Из-за принимаемых при создании транзисторов компромиссных решений не может быть универсального транзистора. Германиевый транзистор удовлетворяет необходимым требованиям одного переключателя, в то время как другие требуют сложного кремниевого транзистора с тройной диффузией. Но имеется один критерий, которому должны следовать все конструкторы: транзистор должен оставаться в *области безопасной работы (SOA)*. SOA накладывает ограничения на работу транзистора в дополнение к тем, которые вытекают из учета только рассеиваемой мощности.

Формулируется это просто, Вы не можете иметь одновременно максимальными ток, напряжение и номинальную мощность. Концепция *SOA* представлена графически на рис. 13.3. Если бы транзистор был простым пассивным устройством, типа 100 ваттного резистора, то вообще не имело бы значения, как получены эти 100 Вт: от источника постоянного напряжения величиной 10 В при токе 10 А или от источника импульсов 50 В при токе 10 А с 20-процентным рабочим циклом. С транзистором дело обстоит не так, он имеет ограничение по току коллектора и по напряжению вторичного пробоя, которые намного ниже, чем следовало бы из простого продолжения линии, изображающей максимальное допустимое рассеяние мощности. Напряжение между коллектором и эмиттером ограничено из-за опасности лавинного пробоя.

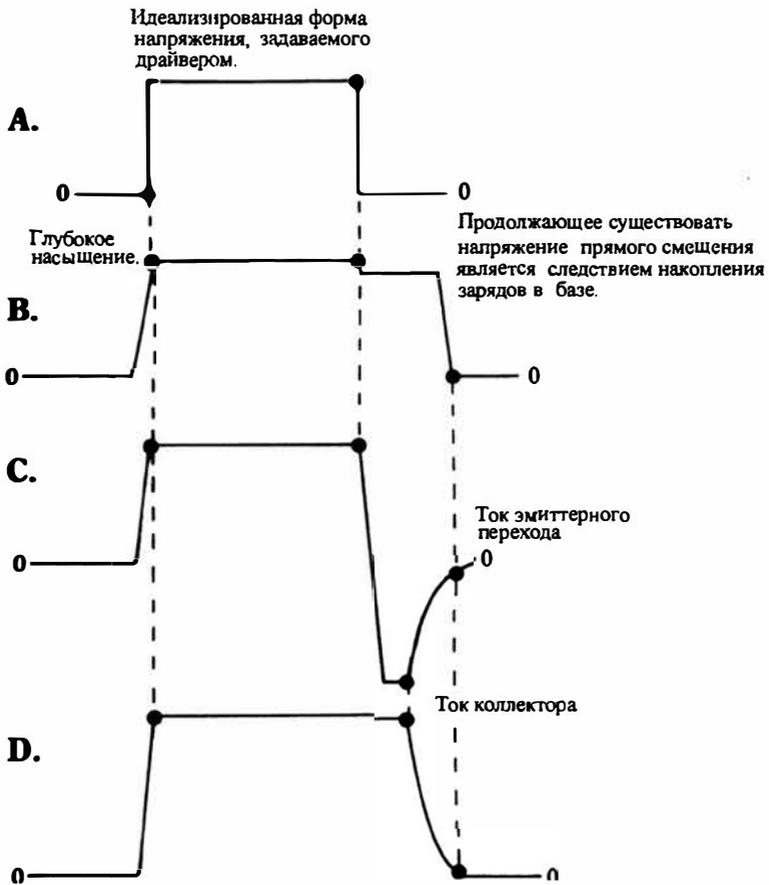


Рис. 13.2. Влияние накопления заряда в базе на время спада тока коллектора. (А) Идеальное напряжение создаваемое драйвером на базе переключающего транзистора. (В) Форма напряжения, реально наблюдаемая на базе. (С) Ток эмиттерного перехода. (D) Форма тока коллектора — это ток, протекающий через внешнюю катушку индуктивности во время включенного состояния.



Рис. 13.3. Иллюстрация к определению понятия область безопасной работы мощного транзистора. Допустима не любая комбинация коллекторного напряжения и тока. Разрешенные напряжение и ток ограничены вторичным пробоем, максимально допустимым током коллектора и максимально допустимым коллекторным напряжением. Даже если эти ограничения не нарушены, необходимо соблюдать максимально допустимую рассеиваемую мощность.

Рис. 13.3, однако, отражает не все. У реального транзистора необходимо учитывать уменьшение рассеиваемой мощности с повышением температуры. Кроме того, оказывается, что существует допустимое уменьшение границ *SOA* в зависимости от формы сигнала. Как можно ожидать, при сокращении времени включенного состояния, условия эксплуатации транзистора становятся более благоприятными. Поэтому, более правильный подход к *SOA* показан на рис. 13.4, из которого можно получить не только основные границы, изображенные на рис. 13.3, но и то, как эти границы изменяются в зависимости от длительности рабочего цикла и температуры. Таким образом, Вам необходимо иметь семейство кривых *SOA*, где параметром является время включенного состояния и зависимость мощности от температуры. Такая информация обычно публикуется крупными изготовителями импульсных транзисторов, но она не включает в себя все условия, приводящие к вторичному пробое; если у Вас есть сомнения, то обращайтесь к изготовителю за более полной информацией.

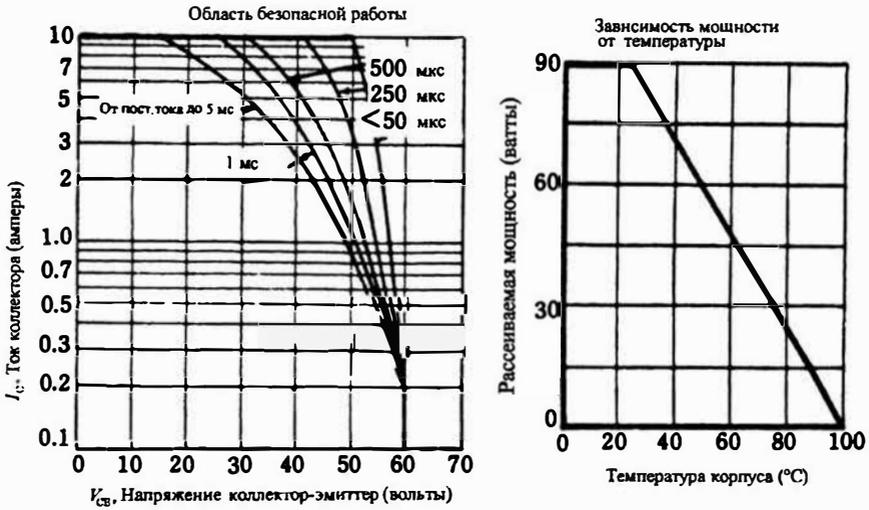


Рис. 13.4. Типичное семейство кривых SOA и зависимость мощности от температуры. Когда температура корпуса превышает 25°C , допустимые рабочие условия, представленные в виде SOA должны быть изменены. Если в зависимости мощности от температуры указана температура перехода, то необходимо воспользоваться формулой для вычисления температуры корпуса. В принципе, температура перехода является более фундаментальным параметром.

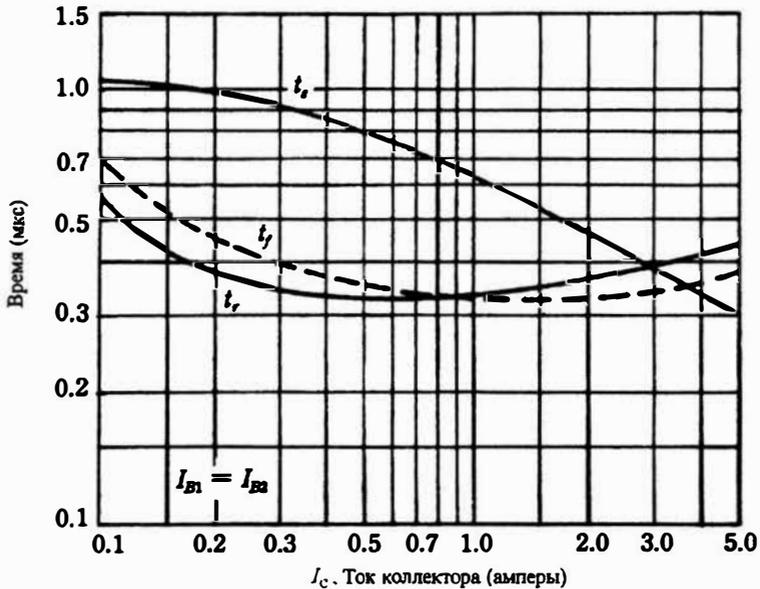


Рис. 13.5. Типичный набор кривых показывает временные параметры, определяющие скорость коммутации. t_r — время нарастания, t_f — время рассасывания заряда, t_d — время спада. Иногда добавляется четвертая кривая — время задержки включения t_{on} . Эта величина обычно мала по сравнению с остальными временами. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Принимая во внимание только граничную частоту f_T , можно оценить, является ли импульсный транзистор «быстрым» или «медленным», но это не будет надежным показателем работы в режиме переключения. Поэтому, изготовители транзисторов предоставляют графики, изображающие задержку, скорость включения, время рассасывания заряда и время выключения тех транзисторов, которые могут быть использованы в качестве переключателей. Типичный набор таких кривых показан на рис. 13.5. Суммируя времена задержки, включения, рассасывания заряда и выключения, легко можно дать обоснованное заключение относительно допустимых частот переключения и рабочих циклов. Кривые также дают возможность оценить возможные потери при включении и выключении транзистора. Можно сделать так, чтобы время включенного состояния было достаточно большим по сравнению со временем нарастания и временем спада.

Диоды

Диоды широко применяются в схемах ИИП. Мы ограничимся обсуждением выпрямительных и фиксирующих диодов; однако общие идеи будут применимы и при реализации других функций, таких как коммутация, удержание устройства в выключенном состоянии, заряд конденсатора и другие, в том числе и функций предполагающих использование тириستоров.

Общая ошибка, допускавшаяся в ранних конструкциях ИИП состояла в том, что диоды выбирались по способности выдержать наихудшие условия с точки зрения прямого и обратного напряжения, прямого тока, повышения температуры и по способности выдерживать броски тока и ток короткого замыкания. Это соответствует хорошему консервативному, инженерному подходу; и он сохранялся до тех пор, пока частота переключения этих источников не начала увеличиваться. После того, как была достигнута частота несколько килогерц, звуковой шум достиг неприятного уровня, особенно при более высоких уровнях мощности. Это подтолкнуло к быстрому переходу в ультразвуковую часть спектра, начинающегося приблизительно с 20 кГц. Теперь стало недостаточно выбирать диоды только на том основании, что они имеют хорошие характеристики на частоте 60 Гц; потребовалось учитывать частотные свойства диодов.

Поведение реального диода

Рынок заполнен плоскостными диффузионными диодами с почти идеальными характеристиками, и эти диоды действительно замечательные. У них достаточно низкое для многих приложений прямое падение напряжения и некоторое соперничество между ними может проявляться в отношении токов утечки, очень низких даже при высоких уровнях обратного напряжения. С ними не возникает никаких проблем в таких вопросах как надежность или стоимость. На рис. 13.6А показано поведение однополупериодного выпрямителя, использующего мощный, плоско-

стной кремниевый диод, настолько идеальный, насколько можно ожидать при частоте 1 кГц (конечно, Вы не видите потери, связанные с неидеальной проводимостью).

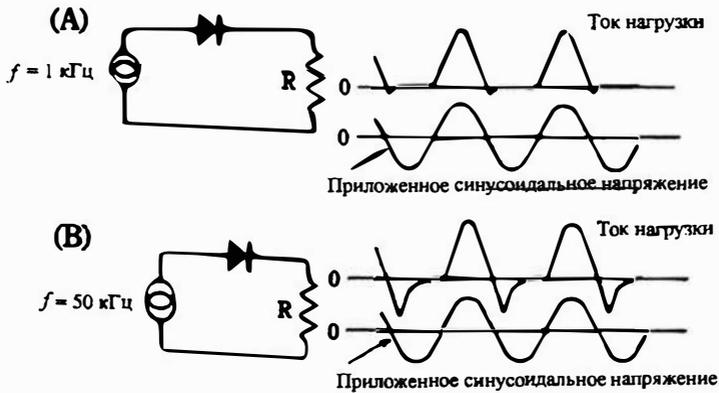


Рис. 13.6. Режим выпрямления типичного диффузионного кремниевого диода. (А) На частоте 1 кГц обратное восстановление едва заметно. (В) На частоте 50 кГц, восстановление обратного сопротивления в значительной степени определяет форму выпрямленного тока.

Однако если частота повышается до 50 кГц, то сказывается наличие обратной проводимости, что приводит к нагреванию диода и резкому снижению к.п.д. выпрямителя. Как и в случае с переключающими транзисторами, неспособность диода быстро закрыться связана с накоплением заряда. Накопление происходит в то время, когда диод проводит в прямом направлении; заряды накапливаются и в переходе, и в объеме полупроводника и должны быть выведены оттуда. На это требуется некоторое время, которое называют временем «рассасывания». Рассасывание происходит в течение некоторой части отрицательного полупериода синусоидального напряжения, при этом в диоде рассеивается мощность. В этой ситуации понижается выходное напряжение, а конденсаторы фильтра подвергаются воздействию больших амплитуд пульсирующего тока. Скоростью восстановления диода можно управлять; лучшие результаты достигаются в том случае, когда в результате соответствующей конструкции диода в нем накапливается меньшая величина заряда. Быстрое восстановление может, однако, привести к появлению других проблем, связанных с радиопомехами и нарушениями работы схемы из-за появления «звона». Существует два метода изготовления достаточно высокочастотных выпрямительных диодов.

В первом методе диод с *быстрым восстановлением* обычно получается путем легирования кремния золотом. При этом имеет место существенное улучшение характеристик, что дает фактически чистое выпрямление на высоких частотах. Как и следует ожидать, такой результат обязан компромиссу — неблагоприятные последствия его сказываются на вели-

чине прямого падения напряжения и на токе утечки. Рассматривая работу диода в целом, можно сказать, что компромисс благоприятно сказался на его свойствах при высоких частотах. Связано это с тем, что на высокой частоте особенно желательно устранить или значительно ослабить обратную проводимость, вызванную накопленным зарядом.

Другой метод борьбы с накопленным зарядом представляет собой некоторую хитрость: диод сделан так, что не использует неосновных носителей заряда, так что фактически нет заряда, который может быть накоплен. Такой диод называется диодом с барьером Шотки или диодом на горячих носителях. В отличие от кремниевого плоскостного диода, диод Шотки использует контакт между металлом и полупроводниковым материалом, обычно *n*-типа. При соответствующей обработке, односторонняя проводимость такой структуры представляет собой «омический» контакт. С практической точки зрения этот диод свободен от явлений накопления заряда, и на его высокочастотные свойства влияет только достаточно малая внутренняя емкость, что позволяет получить хорошее, чистое выпрямление при частоте выше 100 кГц.

Если самым плохим, что можно ожидать от обыкновенных выпрямительных диодов в высокочастотных цепях, было бы требование более эффективного отвода тепла от них или незначительного снижения к.п.д., возможно для разработки высокочастотных диодов было бы меньше стимулов. Но, поскольку процессы в схемах взаимодействуют между собой, плохая характеристика одного узла может неблагоприятно сказаться на работе других.

Анализ процесса переключения

На рис. 13.7А показана упрощенная схема высокочастотного (50 кГц) преобразователя. Можно считать, что это часть ИИП с цепью обратной связи от выхода постоянного напряжения до драйвера преобразователя, который управляет переключающими транзисторами $Q1$ и $Q2$, изменяя рабочий цикл инвертора. Рассмотрим только прямоугольные колебания с частотой 50 кГц, которые генерируются и выпрямляются. На рис. 13.7В и С показаны формы напряжения и тока при переключении высококачественных диффузионных диодов и диодов, легированных золотом с малым временем восстановления. Очевидно, что обычный диод дает большее отклонение от идеального режима, чем диод с быстрым восстановлением.

Внимательный анализ сигналов, изображенных на рис. 13.7В, показывает наличие существенных искажений. На рис. 13.7В форма тока диода подтверждает значительное нарушение процесса выпрямления. Между прочим, в этой ситуации приходится отводить значительное количество тепла — этот вывод основан на большой площади под кривой ниже нулевого уровня. Неприятные последствия плохого выпрямления показаны на рис. 13.7Д в виде очень высоких бросков тока

переключающих транзисторов — их продолжительность достаточно велика, чтобы транзисторы могли перенести энергетический удар. Эти транзисторы вынуждены значительную долю времени, отведенного на включенное состояние, находиться в ненасыщенном или линейном режиме. При таком режиме работы транзисторы наверняка выйдут за пределы *SOA*. На рисунке не показаны другие возможные неблагоприятные эффекты, например, более высокая величина пульсирующего тока, протекающего через конденсатор выходного фильтра, и увеличенная пульсация выходного напряжения. Обратите внимание на чистую форму тока I_c на рис. 13.7Е.

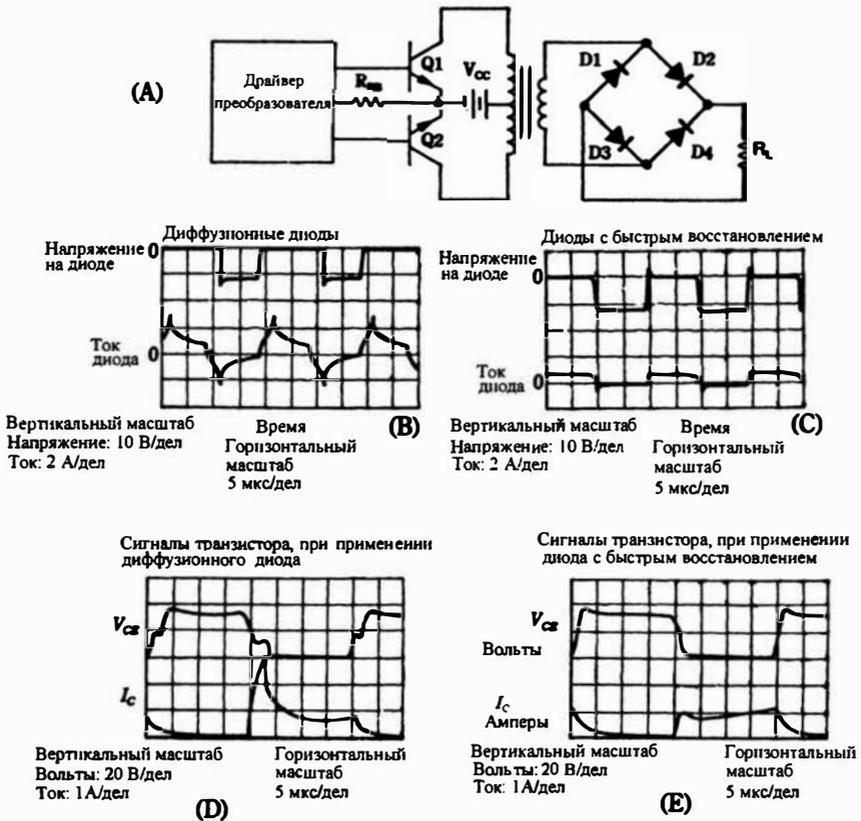


Рис. 13.7. Сравнение диффузионного диода с диодом, имеющим малое время восстановления в преобразователе из постоянного напряжения в постоянное, работающем с частотой 50 кГц. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Сравнение диодов с диффузией золота и диодов Шотки

Диоды с малым временем восстановления создаются путем легирования золотом кремния и эта методика позволяет получить очень хорошие характеристики восстановления для частот выше 100 кГц. Диод Шотки, в котором существуют только основные носители, и который благодаря этому имеет минимальные проблемы с накоплением заряда, также демонстрирует хорошее восстановление на частотах выше 100 кГц. Является ли один из них лучше другого? Очень быстрое восстановление диода с диффузией золота получено в результате ухудшения других параметров. Один из них — прямое падение напряжения. Даже с обычными кремниевыми диодами имеются трудности, когда они применяются в выпрямителях низкого напряжения. А в вычислительной технике в основном используются 5 или 6-вольтовые источники, часто рассчитанные на большой ток. Прямое падение напряжения на диодах при относительно низких напряжениях приводит к значительной потере мощности. Один из способов, позволяющих преодолеть этот недостаток, состоит в применении двухполупериодного выпрямителя с отводом от середины обмотки трансформатора, вместо моста, в котором падение напряжения происходит на двух диодах, дополнительно ухудшая ситуацию. Конечно, заслуживает внимания выпрямительный диод с более низким падением прямого напряжения, чем у плоскостного кремниевого, и таким прибором является великолепный диод Шотки.

Рис. 13.8А показано падения прямого напряжения у диодов Шотки и обычных кремниевых диодов, рассчитанных на работу с одинаковыми токами. Кроме того, что диод Шотки представляет собой лучший выбор для низковольтного, высокочастотного выпрямителя, из-за низкого прямого напряжения он предпочтителен и для низковольтных, низкочастотных источников питания. Его температурные возможности, однако, как правило, хуже, чем у плоскостных кремниевых диодов, но лучше, чем у старых германиевых. Фактически, диоды Шотки применяют в составе низковольтных устройств, потому что его обратный ток очень быстро увеличивается с увеличением обратного напряжения. Каких успехов достигнет технология завтра не очень ясно, но используемые сейчас диоды Шотки дают резкое увеличение рассеиваемой мощности, когда обратное напряжение достигает примерно 30 В, как показано на рис. 13.8В; и ситуация еще более ухудшается при высоких температурах. Многочисленные разработки ведутся с целью ослабить температурные ограничения. До недавнего времени возникали проблемы, когда температура «перехода» достигала 100°C, но сейчас диоды надежно работают до температуры 125°C и выше.

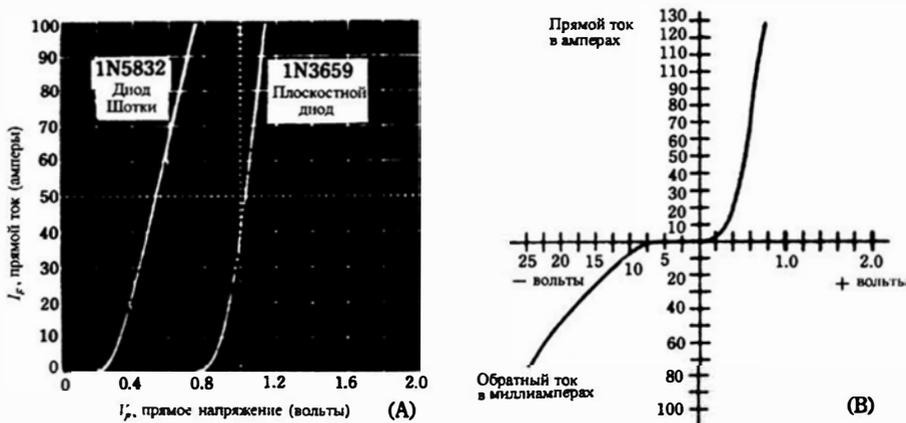


Рис. 13.8. Сравнение прямого падения напряжения в диодах Шоттки и в обычных кремниевых диодах.

Плоскостные диоды с диффузией золота, имеющие малое время восстановления становятся все более и более конкурентоспособными в тех случаях, когда снижение прямого падения напряжения менее существенно что бывает при выпрямлении более высокого напряжения, например, около 10 – 15 В. Там, где прямое падение напряжения не очень существенно, и возможности диодов Шоттки не удовлетворяют по величине обратного напряжения, диоды с диффузией золота могут оказаться предпочтительнее.

Тиристоры

Подобно импульсным транзисторам существует широкий выбор тиристоров. Поистине, не всегда просто разобраться в справочниках при выборе подходящих характеристик для некоторых функций переключения. Тиристор является прибором, зависящим от регенеративного действия схемы. После того, как тиристор включен, сигнал с управляющего электрода снимается и могут происходить сбои. Простая тиристорная схема регулировки фазы может использоваться как предварительный регулятор, работающий от сети переменного тока 60 Гц. Трудности, которые могут встречаться в такой схеме, минимальные. Однако, при высокой частоте переключения и в таких схемах, как инвертор, где выключение осуществляется коммутационными методами, можно без труда быстро набрать коробку перегоревших тиристоров!

Недорогие тиристоры обычно предназначаются для потребительского рынка – для приложений, где главным является простое регулирование мощности. При изготовлении этих приборов часто используют диффузионно-сплавной метод, так что напряжение и ток запуска, анодное

запирающее напряжение и ток удержания активного состояния могут иметь большой разброс. Было бы неправильно говорить, что эти относительно недорогие устройства не могут использоваться в ИИП, но использовать их, считая все тиристоры одинаковыми, прямой путь доставить себе неприятности. Отметим некоторые нарушения работы, общие для тиристорных схем коммутации:

Отказ выключения. Он может быть следствием высокой температуры перехода, недостаточного запирающего напряжения, а также результатом переходных процессов в основном источнике или плохой работы схемы переключения. Вероятная причина связана с «дешевизной» — эти тиристоры имеют низкую скорость dv/dt изменения напряжения; скорость изменения напряжения, вызванного переходными процессами, может включить тиристор даже в том случае, когда другие механизмы включения отсутствуют — наблюдается невосстановимое разрушение тиристора.

Ложное включение вызвано в основном причинами, отмеченными выше. Снова, решающее влияние оказывает недостаточная величина dv/dt , способствующая повреждению тиристора.

Хорошая работа, но малый срок службы. Скорее всего, это указывает на недостаточную величину di/dt . Высокая начальная плотность тока вызывает локальный нагрев, который постепенно вызывает старение с последующим выходом из строя. Термическая усталость точки припоя также может быть причиной отказа.

Зашелкивание и трудности коммутации при высокой скорости коммутации. Накопление заряда приводит к появлению у тиристоров временной задержки также, как это бывает в транзисторах. Характеристики многих даже высококачественных тиристоров, рассчитаны на работу с частотой 60 или 400 Гц. Возможность работы с более высокими частотами должна быть оговорена.

При использовании в ИИП все диффузионные тиристоры (включая эпитаксиальные) имеют преимущество перед диффузионно-сплавными. Дополнительный анализ касается вопросов геометрии структуры управляющий электрод — катод. Широко используемая геометрия краевого запуска часто приводит к таким значениям dv/dt и di/dt , которые не соответствуют работе на высоких частотах. Известно, что геометрия краевого запуска требует относительно малой величины запускающего тока, но сомнительно, чтобы это было определяющим. Первоначальное преимущество в стоимости тиристоров с геометрией краевого запуска сузилось, поскольку большое количество разработок было посвящено более совершенной геометрии центрального запуска. Существует много вариантов этой новой геометрии, но все они имеют преимущество перед геометрией краевого запуска связанное с тем, что большая область катода становится проводящей в единицу времени.

Тиристоры, в которых вывод сделан с помощью припоя, независимо легкоплавкий он или нет, могут быть ненадежны в ИИП, особенно

в критических ситуациях с отводом тепла. Намного лучшим методом является создание *прижимного контакта*, в котором пружинная система заменяет припой. Для мощных источников питания, управляющих токами в десятки и сотни ампер, *дисковая конструкция* обеспечивает превосходные тепловые характеристики, так как контакт охлаждается с обеих сторон.

Процесс переключения в тиристорах

Тиристоры позволяют управлять мощностью в нагрузке путем прерывания тока, протекающего через нее, так что во многих отношениях они подобны простейшему переключателю (рис.11-1). В ИИП чаще всего используют тиристоры и симисторы, хотя для переключения и синхронизации важны и другие *ppnp*-устройства. Транзистор работает как управляемый коммутатор, его проводимость всегда зависит от сигнала, поступающего от драйвера. Тиристор же работает как регенеративный коммутатор, переключаемый из выключенного состояния во включенное коротким импульсом. После того, как тиристор открылся, он сам воздействует на свой управляющий электрод и очень быстро переходит в состояние насыщения, в результате чего управляющий электрод становится неуправляемым. Теперь не имеет значения, подается последовательность запускающих импульсов на управляющий электрод или он отключен от схемы. Как только тиристор попадает в состояние «включено», он защелкивается как замкнутый выключатель.

Тиристор остается включенным до тех пор, пока ток, протекающий через него, либо будет прерван, либо опустится ниже относительно небольшой величины, называемой *током удержания*. Тогда тиристор возвращается в непроводящее или выключенное состояние. Таким образом, будучи возвращен в исходное состояние, тиристор снова становится восприимчив к запускающему импульсу. Поскольку простая тиристорная схема питается от источника переменного тока, ток нагрузки определяется временем появления запускающих сигналов. Таким образом, в течение большей или меньшей части каждого полупериода ток может протекать в нагрузку. Этот метод известен как *фазовое управление*, но результат тот же, что и при управлении рабочим циклом или при широко-импульсной модуляции.

На рис. 13.9 показаны физическая и схемная модели тиристора. Двух-транзисторная конфигурация точно отражает реальную работу тиристора. В сущности, это двоичная защелка или триггер, в котором одно изменение состояния (от выключенного к включенному) вызывается запускающим импульсом, а обратное изменение (от включенного к выключенному) осуществляется очередным прохождением через нуль входного напряжения переменного тока (имеются и другие режимы работы тиристора, но типичной является описанная последовательность событий).

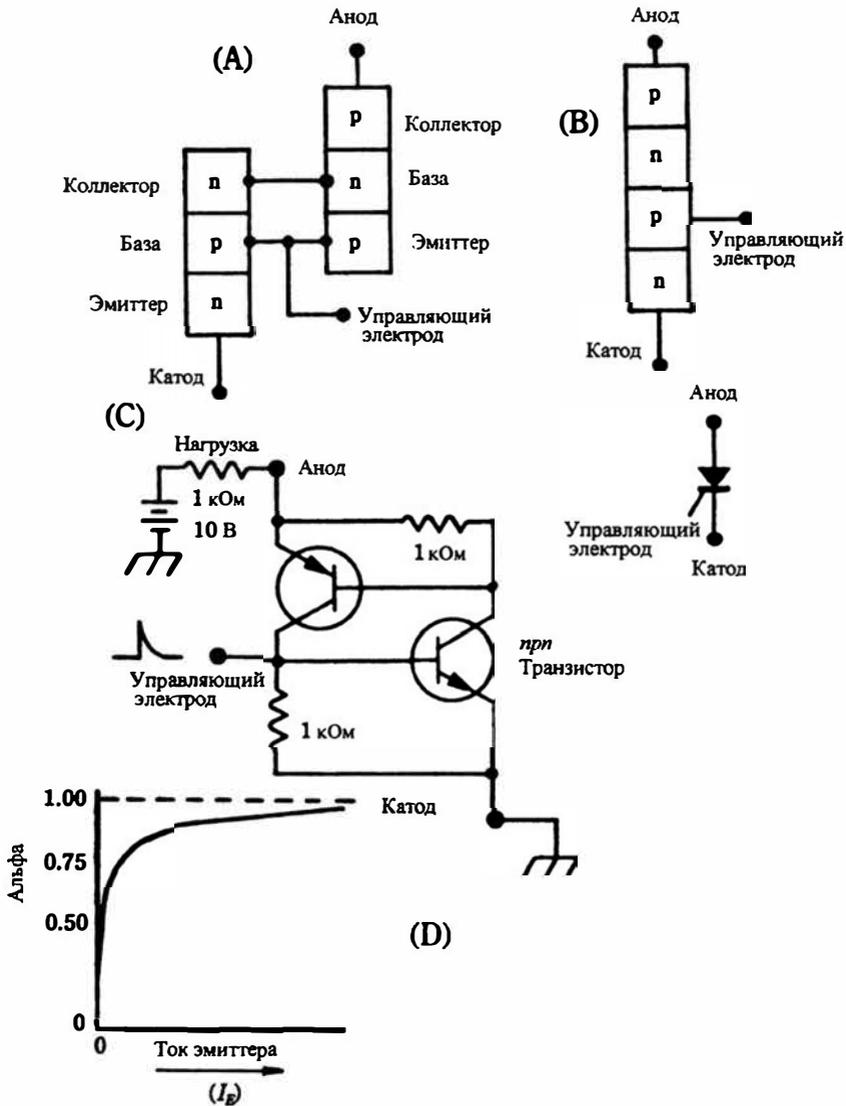


Рис. 13.9. Модель и эквивалентная схема тиристора. (А) Физическая модель, составленная из двух транзисторо-подобных полупроводниковых приборов. (В) Объединение двух структур, изображенных на рис. А, дает аналог реального тиристора. (С) Схема регенеративного ключа, который функционирует как тиристор. (D) Коэффициент передачи тока альфа в области малых токов сильно зависит от тока эмиттера.

Полезные свойства тиристора непосредственно вытекают из того факта, что альфа (α) — коэффициент передачи тока в транзисторах — является функцией тока эмиттера. Альфа является отношением выходного (коллекторного) тока к входному (эмиттерному) току транзистора в схе-

ме с общей базой. Коэффициент альфа можно использовать в соотношениях, описывающих зависимости в транзисторных схемах, отличающихся от схемы с общей базой, таких как двух транзисторная схема на рис. 13.9. Поскольку ни один из транзисторов не имеет прямого смещения базы, каскад находится в непроводящем состоянии. Хотя ток утечки (I_{CO}) обуславливает наличие некоторого прямого тока эмиттерного перехода *pnp*-транзистора, но коэффициент α у этого транзистора при таких малых токах слишком низок, чтобы запустить какую-либо цепь событий во всей схеме. Таким образом, этот транзистор, а также *pnp*-транзистор, остаются «мертвыми».

Кратковременный положительный импульс, поданный на управляющий электрод, вызывает существенное изменение в схеме. Коэффициент α *pnp*-транзистора мгновенно увеличивается, приводя к возрастанию его коллекторного тока. Это в свою очередь увеличивает прямой ток *pnp*-транзистора, делая его активным. Появляющийся коллекторный ток *pnp*-транзистора увеличивает напряжение прямого смещения эмиттерного перехода *pnp*-транзистора независимо от того, существует или нет запускающий импульс. Будучи активизированы, оба транзистора быстро переходят в проводящее состояние. Поскольку один транзистор поддерживает включенное состояние другого, схема в целом защелкивается в состоянии «включено», позволяя полному току протекать через нагрузку. В этом состоянии запускающие импульсы не оказывают дальнейшего влияния и даже отрицательный импульс, поданный на управляющий вход, обычно не изменяет состояния схемы. Чтобы вернуть схему в состояние «выключено», надо на мгновение прервать ток катода или анода.

Существуют модификации тиристорov (например, симисторы) с возможностью выключения сигналом, поступающим на управляющий электрод, однако в качестве фазоуправляемых коммутаторов в источниках питания, стабилизаторах, регуляторах двигателей и в других приложениях, где величина мощности превышает несколько ватт, наиболее часто используются обычные тиристоры. Даже при значительно меньших уровнях мощности обычно используется простой тиристор.

Выражение, определяющее ток, протекающий через транзисторы, имеет вид:

$$I = \frac{I_{CO}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)},$$

где:

I — ток, текущий через нагрузку,

I_{CO} — ток утечки в схеме, когда транзисторы находятся в выключенном состоянии,

α_1 — коэффициент альфа *pnp*-транзистора,

α_2 — коэффициент альфа *nnp*-транзистора.

Это выражение говорит о том, что ток нагрузки увеличивается по мере того, как сумма α_1 и α_2 приближается к единице, и в тот момент,

когда эта сумма становится равной единице ток нагрузки полностью определяется собственным сопротивлением цепи. В этой ситуации транзисторная схема ведет себя как замкнутый выключатель. Конечно, ни эта цепь, ни имитируемая тиристорная структура в состоянии «включено» не имеют нулевого сопротивления или нулевого падения напряжения, но так как оба транзистора находятся в глубоком насыщении, падение напряжения между анодом и катодом относительно низкое. Хорошими считаются те транзисторы, у которых коэффициент α близок к единице. Но используемое выражение показывает, что здесь могут использоваться даже относительно плохие транзисторы, имеющие коэффициент α значительно меньше единицы, поскольку достаточно только, чтобы сумма коэффициентов передачи тока достигала единицы.

Вольт-амперные характеристики

На основании того, что было сказано до сих пор о тиристоре, можно предположить, что подача на него переменного напряжения не приведет к каким-либо последствиям. Объяснение состоит в том, что в отсутствие запускающего сигнала в двух-транзисторной модели может протекать только ток утечки. Когда полярность напряжения анод-катод соответствует нормальной проводимости, ток не потечет из-за отсутствия смещения на эмиттерных переходах обоих транзисторов. При обратной полярности подаваемого напряжения мы и не ожидали никаких изменений. Это рассуждение справедливо, но только в том случае, если прикладываемое переменное напряжение остается в пределах некоторых границ. Одна из этих границ нам знакома, поскольку при достаточно большом обратном напряжении наступает лавинный пробой. На рис. 13.10 обратный пробой происходит в точке А и обозначен как BV_R . Когда тиристор используется в коммутаторе с фазовым управлением, важно не допускать обратного пробоя, потому что это приводит к нарушению и выпрямления, и регулирования мощности в нагрузке.

На рис. 13.10 показана еще одна точка пробоя В, обозначенная как BV_F . Очень важно понять, что этот пробой, при прямой полярности приложенного переменного напряжения, происходит в отсутствие запускающего сигнала. Это может показаться странным, потому что результат похож на тот, который мы ожидаем при воздействии запускающего импульса — тиристор регенеративно переходит в состояние «включено» и защелкивается. Таким образом, превышен основной ограничивающий показатель работы схемы. Происходит увеличение тока утечки до величины, достаточной для создания прямого смещения эмиттерного перехода *pnp*-транзистора. Этого увеличения достаточно, чтобы оба транзистора смогли перейти в состояние насыщения. Если мы хотим, чтобы тиристор управлялся только запускающими импульсами, очевидно, что нужно избегать попадания в точку В. Ради того, чтобы показать полные динамические характеристики тиристора, приложенное напряжение на рис. 13.10 было умышленно сделано выше

чем, присуще реальной схеме. Из-за влияния температуры, а также довольно больших допусков на параметры многих тиристоров, разумно предусмотреть большой запас, чтобы обеспечить работу без пробоя.

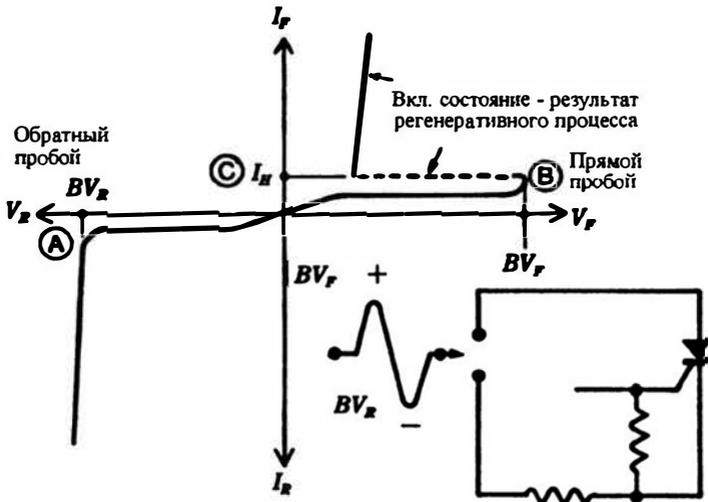


Рис. 13.10. Вольт-амперная характеристика тиристора при нулевом напряжении на управляющем электроде. (А) Эта область подобна лавинному или зенеровскому пробую в кремниевых диодах. (В) Эта область пробоя является следствием чрезмерного напряжения между анодом и катодом. (С) Эта область показывает ток удержания I_H , являющийся минимальным анодным током, необходимым для поддержания тиристора в проводящем состоянии. Замечание: Попадание в области А и В недопустимо, потому что устройство должно переводиться в проводящее состояние только запускающим сигналом.

Показанное на рис. 13.11 напряжение находится в пределах границ, так что не происходит ни прямого, ни обратного пробоя. Схема запуска обычно делается так, чтобы можно было регулировать положение импульсов, определяющих момент запуска.

Схема запуска может включить тиристор немедленно с началом положительного полупериода входного переменного напряжения или запуск может быть задержан на какое-то время. Рис. 13.11 изображает несколько вариантов задержки запуска. Заштрихованные области представляют ту часть периода, в котором тиристор находится в состоянии «включено», передавая мощность в нагрузку. Простые схемы запуска, используя входное переменное напряжение, запускают тиристор, когда напряжение достигает некоторого установленного уровня; другие используют такие RC -цепи, которые позволяют иметь задержку больше 90° . Более сложные схемы запуска для регулировки выходной мощности используют цепь обратной связи.

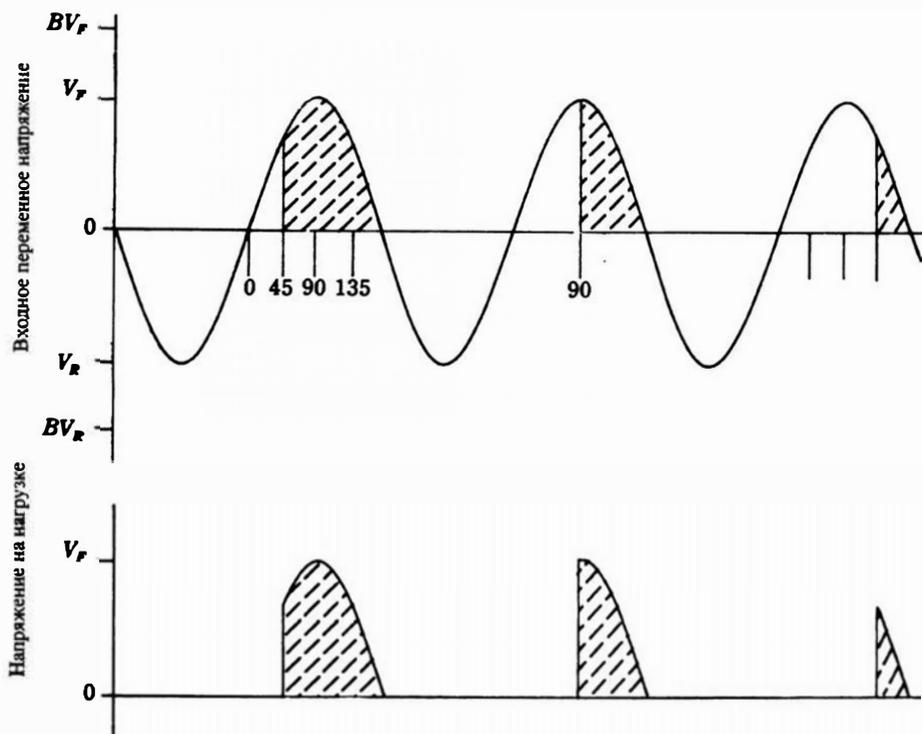


Рис.13.11. Форма сигналов при тиристорной коммутации. Эти три примера показывают случаи при 45, 90 и 135 градусах угла задержки проводимости. Чем раньше тиристор переходит в проводящее состояние, тем большая мощность попадает в нагрузку.

Первоначально тиристоры использовались почти исключительно в схемах, работающих с частотой 60 Гц. Позже они стали эффективно применяться в трехфазных системах с частотой 400 Гц. В настоящее время имеются тиристоры, способные работать в инверторах, частота переключения в которых выше 25 кГц. Максимальная частота тиристора определяется частотными характеристиками полупроводниковых переходов. Можно сказать, что трудности возникают скорее при чрезмерно быстрой реакции, чем при замедленной. По мере увеличения частоты подаваемого напряжения, мы обнаруживаем большую склонность к включению, независимо от сигнала запуска. Внутренняя емкость pn -перехода может вызывать высокочастотное включение из-за появления включающего напряжения достаточной величины, которое попадает на управляющий электрод от основного источника анодного напряжения. Это явление известно как эффект dv/dt , называется так потому, что ток, через емкость пропорционален частоте прикладываемого переменного напряжения.

Другим рабочим параметром, который должен быть в определенных границах, является величина di/dt . Это начальная скорость, с которой возраста-

ет анодный ток при включении. Высокая скорость неблагоприятно сказывается на сроке службы и надежности тиристоров, особенно в мощных устройствах. Часто величину di/dt можно уменьшить, включая последовательно небольшую индуктивность. Поскольку практически не просто получить соответствующие данные, часто разумно уменьшить токовую нагрузку. Всегда правильным шагом в этом направлении является обеспечение хорошего отвода тепла. Тиристоры различаются конструкцией, геометрией управляющих электродов и внешним оформлением. Проектированию устройства и даже замене тиристора всегда должна предшествовать консультация с хорошо зарекомендовавшим себя изготовителем, так как современное состояние этих приборов прогрессирует быстрее, чем их внешний вид.

Важную роль играют характеристики запуска тиристоров (а также симисторов), определяющие время включения и мощность, рассеиваемую тиристором в течение процесса включения. Изготовители определяют как минимальные, так и максимальные значения запускающих напряжений и токов. Хотя может показаться, что лучше всего выбрать параметры драйвера такими, которые обеспечивают минимальные значения напряжения и тока, но это приводит к более медленному включению и неизбежно связанному с этим увеличению рассеиваемой мощности, особенно при высоких частотах переключения. Конечно, увеличение сигнала запуска также увеличивает мощность, рассеиваемую в цепи запуска тиристора, но она входит в общую мощность, рассеиваемую в тиристоре, что является более важным параметром. Следовательно, фактически проще включать тиристор, используя почти максимальные значения запускающих импульсов.

Тиристоры и симисторы

Обычно в технической литературе говорится, что симистор является двухполупериодным тиристором, который обеспечивает прохождение обоих полупериодов переменного тока в нагрузку. Иногда это приводит к недоразумениям, поскольку несмотря на то, что тиристор работает как однополупериодный выпрямитель, из этого не следует, что симистор является двухполупериодным выпрямителем. В большинстве ИИП на выходе имеется стабилизированное постоянное напряжение. Конечно, не обязательно исключать симистор, поскольку выпрямление всегда можно осуществить используя управление этим симистором. Большее предпочтение, отдаваемое тиристорам, вытекает из его выпрямительных свойств и из того факта, что симисторы имеют существенные ограничения по напряжению, току и номинальной мощности. Учитывая это, не должно вызывать удивления, что симистор не заменил тиристор в ИИП.

На рис. 13.12 изображена базовая схема, используемая для фазового двухполупериодного управления мощностью постоянного тока с двумя тиристорами, работающими вместе с парой обычных выпрямительных диодов. Этот метод используется в ИИП, показанном на рис. 8.3.

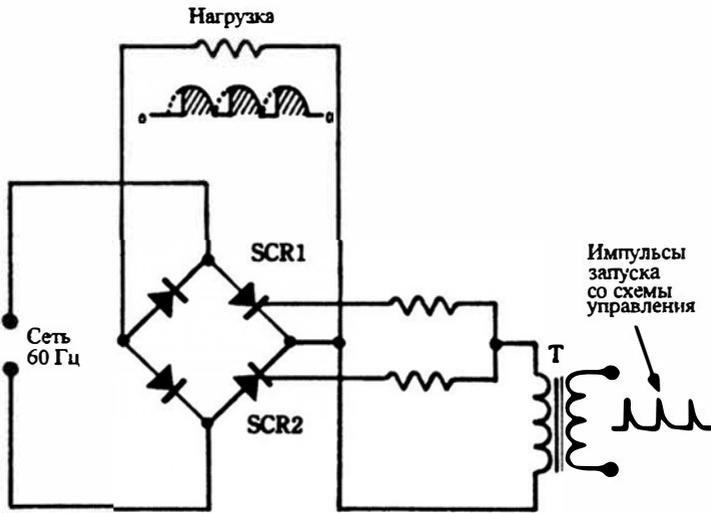


Рис. 13.12. Схема двухполупериодного управления мощностью на тиристоре. Схема по существу является модифицированным мостовым выпрямителем, в котором два обычных диода заменены тиристорами.

Интересный способ реализации той же самой идеи с одним тиристором изображен на рис. 13.13. Схема запуска использует релаксационный генератор на однопереходном транзисторе. Для простоты представлен вариант ручного управления — мощность, подводимая к нагрузке, регулируется посредством переменного резистора R (если схема генератора запитывается от маломощного вспомогательного источника постоянного тока, а не от основного выпрямительного моста, как показано на рисунке, то можно получить более широкий диапазон регулирования). В ИИП резистор R можно заменить цепью транзистора коллектор-эмиттер; сформированный на основании полученного постоянного напряжения сигнал рассогласования можно тогда подать на базу, чтобы изменять ток заряда конденсатора C таким способом, который приводит к стабилизации постоянного выходного напряжения.

Независимо от того используется ручное или автоматическое управления, релаксационный генератор начинает цикл колебания при каждом прохождении через нуль напряжения с частотой 60 Гц. Таким образом, обеспечивается синхронизация с сетью переменного тока, что является характерной особенностью метода. Эта особенность связана с подачей на релаксационный генератор нефильтрованного постоянного напряжения. Поэтому, если, как было предложено, используется вспомогательный источник, то в нем не должно быть никакого конденсатора для фильтрации.

Использование симисторов, вообще, ограничено низкочастотными схемами, хотя в будущем они смогут преодолеть этот недостаток. Симисторные схемы с фазовым управлением подобны тиристорным схемам, но они имеют преимущество состоящее в том, что симистор требует

только один сигнал запуска, а двухполупериодная тиристорная схема обычно два. Симистор может быть включен подачей на управляющий электрод постоянного напряжения любой полярности, хотя обычно он более чувствительный, когда запускающее напряжение имеет ту же полярность, что и на аноде. Поскольку симисторы обычно используются для переключения переменного тока, при разработке схемы запуска должны быть приняты во внимание наилучшие условия включения. Как и в случае с тиристором, лучше всего обеспечить почти максимальный сигнал на управляющем электроде, что гарантирует быстрое включение и снижение рассеиваемой мощности.

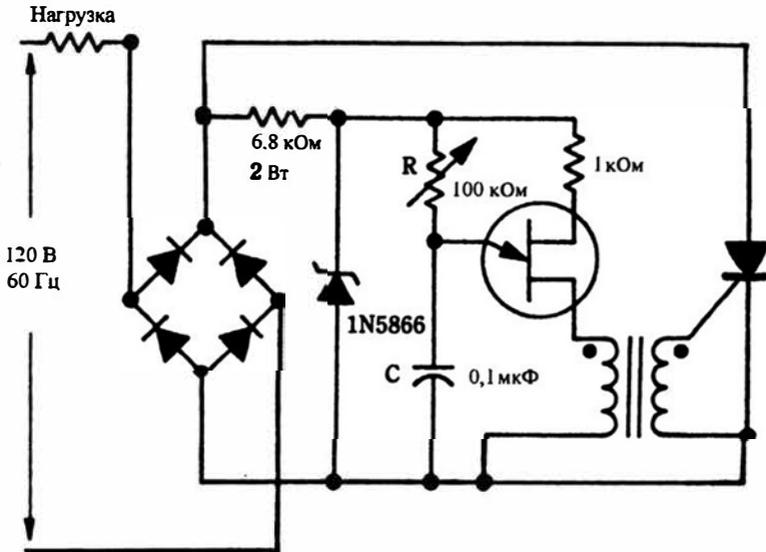


Рис. 13.13. Альтернативный метод тиристорного двухполупериодного управления мощностью. В этом устройстве единственный тиристор обеспечивает фазовое управление выходной мощностью для обоих полупериодов входного переменного напряжения.

Рис. 13.14 показывает условное обозначение симистора и его вольт-амперную характеристику. Симистор имеет прямое и обратное напряжение пробоя V_F и V_R . Вольт-амперные характеристики симистора симметричные, поэтому запускающий импульс может включать симистор при любой полярности напряжения между анодом и катодом. (Бессмысленно называть выводы симистора анодом и катодом, потому что устройство по природе является двунаправленным. Большинство изготовителей вводит новые обозначения для этих электродов — $M1$ и $M2$. Однако пока Вы помните двунаправленную природу этих электродов, можно продолжать использовать термины анод и катод, которые являются более привычными.) Симистор очень напоминал бы два встречно-параллельно соединенных тиристора, если бы не наличие единственного уп-

равляющего электрода. В остальном его поведение эквивалентно работе тиристора и описания, имеющие отношение к тиристорам обычно применимы к симисторам.

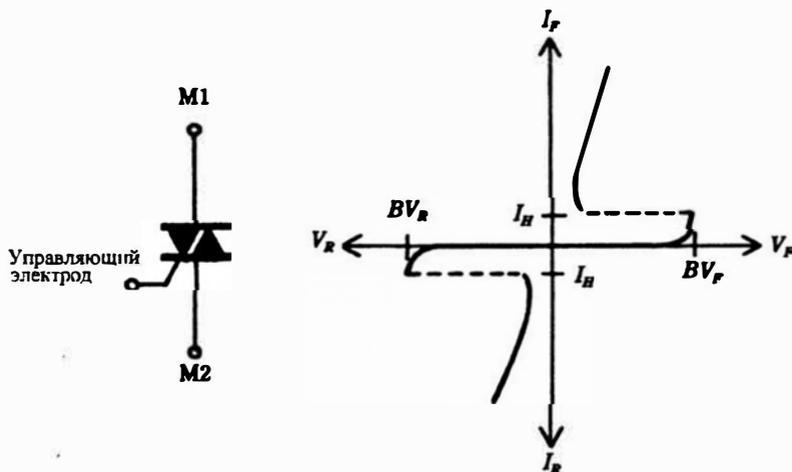


Рис. 13.14. Симистор работает как симметричный переключатель переменного напряжения, хотя имеет только один управляющий электрод. Выводы, через которые протекает ток нагрузки, лучше обозначать как *главные выводы 1 и 2*, или *M1 и M2*, а не «анод» и «катод».

Оптроны

Интересным устройством, имеющим большие возможности для использования в ИИП, является *оптрон* (рис. 13.15). Устройство, объединяющее светоизлучающий диод (*LED*) и фотодиод, фототранзистор или фототранзистор Дарлингтона, позволяет получить смещение уровня сигнала и электрическую изоляцию. Обе эти операции доставляют разработчикам головную боль при создании коммутаторов без силового трансформатора на частоте 60 Гц или там, где имеется высокое выходное напряжение. Конечно, можно говорить, что это устройство совсем не новое, потому что объединенные в одном корпусе фотопроводник, типа сульфида кадмия, и лампа накаливания существуют уже много лет.

Характеристики и надежность некоторых из этих старых устройств имеют печальную известность — большинство инженеров рассматривало их как новинки и почти не предпринимало попыток сделать их привычными приборами. Однако оптрон совсем другой прибор, и излучатель, и приемник оптрона имеют частотные характеристики, которые идеально подходят для самых сложных ультразвуковых переключателей. Это резко контрастирует с медленной реакцией ламп накаливания, неоновых ламп и фотодетекторов, сделанных из различных сплавов свинца, селена, кадмия и серы.

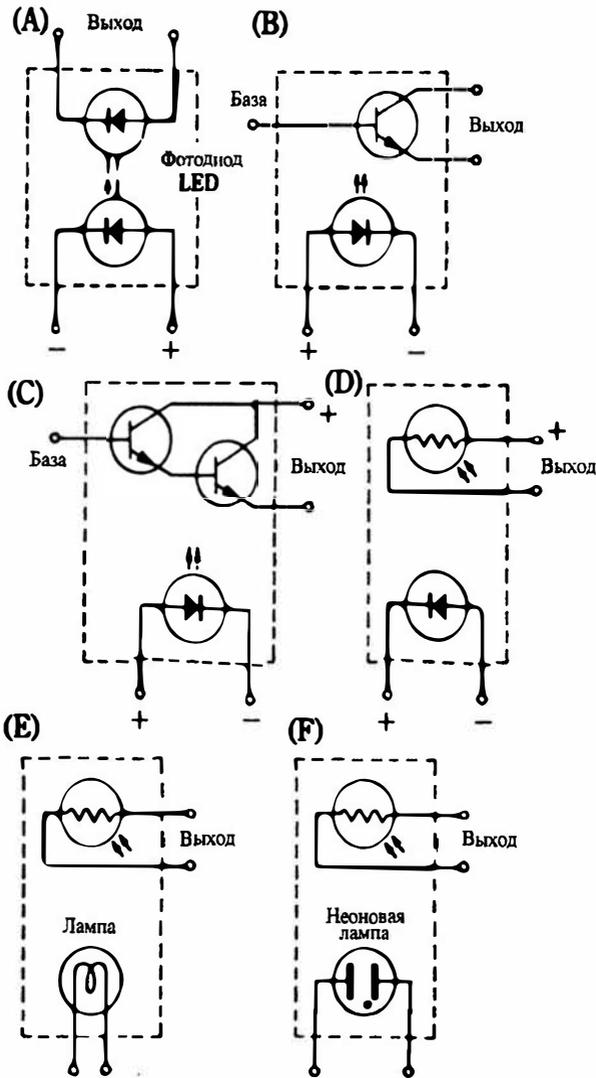


Рис. 13.15. Различные варианты оптронов. (А) Светодиод на входе, фотодиод на выходе. (В) Светодиод на входе, фототранзистор на выходе. (С) Светодиод на входе, фототранзистор Дарлингтона на выходе. Устройства, изображенные на рисунках D, E и F, используют в качестве детектора фотоэлементы, которые имеют большие времена срабатывания. Фотоэлементы называют также *фоторезисторами* (LDR).

К сожалению, оптроны в основном использовались в интерфейсах различных логических схем. Цифровой режим работы находит также применение в ИИП, но наиболее естественно использовать его в цепи обратной связи переключателя, где оптрон работает в линейном режиме. Изготовители приводят некоторые оговорки относительно такого использования

этих приборов, потому что передаточная функция оптрона часто не очень линейна. Но динамические отклонения рабочего тока не должны простирается в область сильной нелинейности, а некоторая нелинейность не имеет большого значения, когда устройство включено в цепь отрицательной обратной связи. Работа стабилизатора определяется сигналом рассогласования, который слабо зависит от характеристики устройства, и поэтому нелинейность не оказывает неблагоприятного влияния, поскольку компенсируется за счет цепи обратной связи. Оптроны легко встраиваются в реальные стабилизированные источники питания с использованием стандартных схем, гарантирующих устойчивость в цепи обратной связи.

С другой стороны, характеристики оптронов зависят от температуры, а их коэффициенты передачи тока сильно изменяются от одного типа к другому. Оптроны с фотодиодом на выходе имеют лучшие частотные характеристики, но выходной ток у них, в лучшем случае, составляет малую часть входного тока. Оptron с фототранзистором на выходе может иметь коэффициент передачи тока около единицы, а при использовании фототранзистора Дарлингтона коэффициент передачи тока достигает 10. Последний вариант оптрона самый медленный, но его быстродействие оказывается достаточным для импульсных стабилизаторов.

У всех типов оптронов коэффициент передачи тока сильно зависит от прямого входного тока, что является другим проявлением их нелинейности. Вывод базы фототранзисторов можно оставить неиспользованным или использовать в качестве входа запрета, стробирующего входа или для других целей управления. Кроме того, включая между базой и эмиттером резистор, можно за счет уменьшения чувствительности повысить быстродействие оптрона. На рис. 13.16 показаны зависимости выходного тока от входного для типичного оптрона со светодиодом на входе и фототранзистором на выходе.

В некоторых оптронах на выходе используют фоторезистор. Материалом может быть сульфид кадмия, селенид кадмия и т. п. Прежде, чем использовать это устройство в цепи обратной связи, необходимо выяснить его частотные свойства, потому что фотопроводящие элементы обычно имеют низкое быстродействие. Светодиоды, как правило, используются с инфракрасным излучением, но светодиод, изображенный на рис. 13.15D, выбран с максимумом излучения в видимой области, чтобы достичь высокого к.п.д. и быстродействия. Оптронам с фоторезистором требуются различные дополнительные схемы, потому что они не генерируют ни тока, ни напряжения, а только изменяют свое сопротивление.

В старых вариантах оптронов использовались лампы накаливания или неоновые лампы. Большой срок службы ламп накаливания можно получить только при очень низких токах. Схемы для телефонии, очевидно, достигли высокой надежности, но не все разработчики электронной аппаратуры соблюдают эту меру предосторожности. Преимущество варианта с лампами накаливания, также как и с неоновыми лампами, состоит в том, что можно непосредственно использовать переменное напряжение. Все оптроны монтируются в светонепроницаемых корпусах и

обеспечивают изоляцию при напряжении между входом и выходом 1500 – 2000 В. Специальные оптроны имеют эту величину выше 10 кВ.

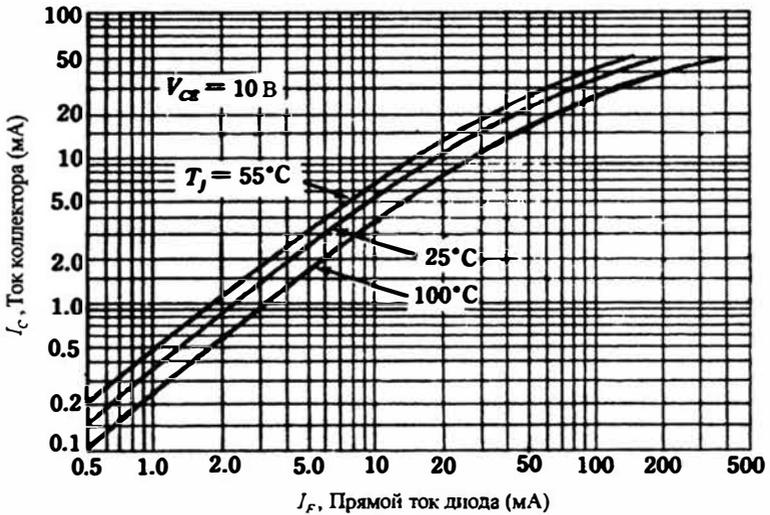


Рис. 13.16. Характеристики передачи тока оптрона 4N25 фирмы Motorola. В этом устройстве используются светодиод и фототранзистор. Коэффициент передачи тока достигает величины около 0.5 при входном токе диода до 10 мА. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Помимо наиболее распространенных схем на дискретных элементах, имеются интегральные микросхемы в виде «синтезированных» мощных транзисторов (таких как *LM195* фирмы National Semiconductor) и мощных гибридных операционных усилителей (типа *HC2000H* фирмы RCA). Микросхема *LM195*, способная регулировать мощность до 25 Вт в нагрузке или в переключающих схемах, может управляться сигналами от логической схемы. Схема имеет внутреннюю защиту по току и рассеиваемой мощности. Легко реализуется параллельное включение нескольких схем, при этом не требуются балластные резисторы и обычно используется один драйвер. Скорость переключения составляет около 500 нс.

Мощный операционный усилитель фирмы RCA может управлять мощностью 100 Вт в импульсных стабилизаторах и инверторах. Наличие дифференциального входа расширяет функциональные возможности этой схемы. Заслуживает внимания ее применение для управления двигателем, поскольку максимальное значение выходного тока составляет 7 А.

Три интересных и полезных устройства, ставших доступными относительно недавно, помещены в конце Таблицы 13.1. Это мощный МОП-транзистор, работающий в режиме обеднения, мощный SENSEFET МОП-транзистор и биполярный транзистор с изолированным затвором (*IGBT*). Эти и другие, более новые устройства, в связи с их уникальными параметрами и способностью выполнять специализированные операции, будут рассмотрены в главе 19.

Источники опорного напряжения и компараторы

Стабильность источника питания в значительной степени зависит от стабильности внутреннего опорного источника напряжения и от схемы, которая используется вместе с ним. Хотя предельная точность выходного напряжения зависит от точности и температурной стабильности опорного напряжения, на устойчивость и характеристики источника питания в целом влияют некоторые характеристики функциональных блоков (компонентов цепи обратной связи, компаратора или усилителя сигнала ошибки). Это относится как к линейным, так и к импульсным источникам питания.

Источники опорного напряжения

Чаще всего источником опорного напряжения является стабилитрон. Определяющими факторами здесь являются соображения стоимости, надежности и простоты применения. Таким образом, в большинстве схем стабилизаторов Вы можете легко воспользоваться стабилитроном в качестве опорного источника напряжения. На самом деле, простой стабилитрон имеет недостатки в тех случаях, где важны стабильность, температурный дрейф и полное динамическое сопротивление. Особенно это важно в высококачественных линейных стабилизаторах, где источник опорного напряжения часто видоизменяют. В импульсных стабилизаторах только недавно стали обращать внимание на качество стабилизации и температурную устойчивость, потому что эти параметры не заслуживали внимания на фоне других недостатков. При современном состоянии схемотехники и используемых компонент импульсные схемы часто создаются из расчета, что они являются предварительными блоками линейных стабилизаторов. В таких случаях не всегда можно обойтись дешевым стабилитроном с резистором.

Лучшие результаты можно получить, в том числе и с линейным стабилизатором, применяя прецизионные стабилитроны. Фактически, этот «диод» включает в себя два или больше диодов, обычно один из них диод с обратным пробоем (стабилитрон), а остальные — нормальные диоды, смещенные в прямом направлении. Диоды соединены последовательно так, чтобы компенсировать тепловые уходы, благодаря температурным коэффициентам, имеющим противоположные знаки; стабилитроны с на-

пряжением стабилизации более 5 В имеют положительные температурные коэффициенты, а переходы при прямом смещении имеют отрицательный температурный коэффициент примерно -2 мВ/°С. Если 5,6-вольтовый стабилитрон может иметь положительный температурный коэффициент 2 мВ/°С, то у 7,5-вольтового он будет уже около 4 мВ/°С. В первом случае достаточно одного прямо смещенного диода, чтобы приблизиться к нулевому температурному коэффициенту, а во втором потребуется два смещенных в прямом направлении диода. Этот метод не столь прост, как это может первоначально показаться, и для изготовителя, и для пользователя. Совсем не просто наладить массовое производство диодов с заданным температурным коэффициентом, чтобы при их соединении получить желаемые напряжение и температурный коэффициент. Пользователь, пытающийся реализовать возможности такого стабилитрона, должен обеспечить его более постоянным током, чем можно получить при простом включении последовательного резистора. Все это приводит к повышению стоимости, но температурный коэффициент может достигать $+0,005$ процента.

Фактически стабилитроны уже давно называются неправильно. Обратный пробой в полупроводниках состоит из двух процессов: автоэлектронной эмиссии и лавинного пробоя. Автоэлектронная эмиссия (зенеровский пробой) преобладает в диапазоне низких напряжений, в то время как лавинный пробой становится основным при напряжении около 10 В. В пределах этого диапазона напряжений действуют оба механизма пробоя. Пробой, вызванный автоэлектронной эмиссией, фактически представляет собой проявление туннельного эффекта, при котором существует некоторая вероятность того, что носители заряда могут преодолеть запрещенную зону. Такой режим пробоя имеет экспоненциальную зависимость тока от напряжения и его вольт-амперная характеристика не очень крутая. Такую характеристику иметь нежелательно, потому что фактически напряжение пробоя точно не определено. Полное динамическое сопротивление при таком характере зависимости тока от напряжения достаточно высокое, что снова нежелательно для источника опорного напряжения. Высокое полное динамическое сопротивление подразумевает, что небольшое изменение тока, протекающего через стабилитрон, приведет к относительно большому изменению напряжения на его выводах. Более низкое динамическое сопротивление оказывает лучшее шунтирующее действие для переменных составляющих тока. В этом отношении, источник опорного напряжения с низким динамическим сопротивлением имитирует конденсатор очень большой емкости, отличаясь в лучшую сторону тем, что полное сопротивление переменному току остается очень низким для всех частот.

Явление лавинного пробоя наступает, когда носители заряда в *pn*-переходе ускоряются электрическим полем до высокой скорости. Затем происходит соударение этих носителей с валентными электронами, которые в свою очередь передают кинетическую энергию другим электронам. Этот процесс развивается кумулятивно и проявляется в очень рез-

ком увеличении тока через устройство (процесс напоминает ионизацию в газовом диоде). Некоторое время назад на рынке появились диоды, у которых пробой в диапазоне от 4 до 10 В носит преимущественно лавинный характер. Эти низковольтные лавинные диоды (*LVA*) имеют очень крутые характеристики пробоя. Для их работы требуются токи величиной в микроамперы, а не миллиамперы, что значительно снижает самонагрев. Потрясающие достижения связаны с технологией производства. Улучшенные стабилитроны, между прочим, обычно изготавливаются с помощью эпитаксиального, а не диффузионного процесса. К сожалению, эти прекрасные пробивные диоды не отличаются по начертанию в схемах от обыкновенных стабилитронов.

Характеристики обратного пробоя для обычного стабилитрона и *LVA*-диода с напряжением стабилизации 5,1 В сравниваются на рис. 14.1, где ясно видна разница в переходной области диодов. *LVA*-диод с почти вертикальным подъемом в области проводимости является прекрасным источником опорного напряжения для стабилизаторов, но, кроме того, крутой излом его характеристики и малый ток утечки позволяют улучшить характеристики внешних устройств. Например, для защиты нагрузки от повышенного напряжения в случае сбоя работы стабилизатора в линейных и импульсных источниках питания часто используются тиристорные блокирующие цепи. Применяя *LVA*-диод в цепи запуска тиристора, его включение можно сделать более точным, чем при использовании стабилитрона. Мало того, что достигается более надежная защита нагрузки, но, кроме того, уменьшается вероятность ложных срабатываний от шума.

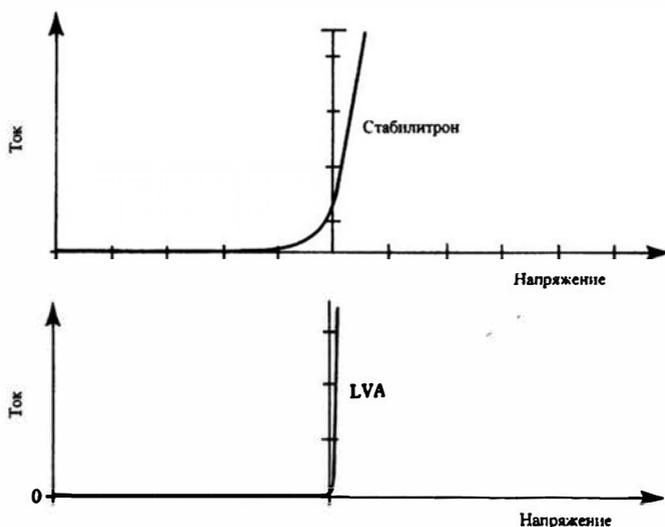


Рис. 14.1. Сравнение обычного стабилитрона и низковольтного лавинного диода. Медленный подъем кривой обычного диода указывает на высокое сопротивление; крутой, почти вертикальный подъем характеристики *LVA*-диода говорит о том, что сопротивление намного ниже.

Полевой транзистор — источник постоянного тока

Полевой транзистор по существу является источником постоянного тока и его вольт-амперная характеристика аналогична характеристике электронной лампы — пентоду. В простейшем случае, изображенном на рис. 14.2, пользователю доступны только два вывода и устройство обычно представляется как *диод*. Из характеристики такого диода, также показанной на рисунке, видно, что в большей части рабочей области ток имеет почти постоянную величину. Если последовательно с этим прибором включить прецизионный резистор, как показано на рис. 14.3А, то на нем появится постоянное напряжение, которое можно использовать как опорное при условии, что нагрузка имеет входное сопротивление значительно превышающее сопротивление включенного резистора. В стабилизированных источниках питания, это требование легко выполняется, если нагрузкой является компаратор или буферный каскад.

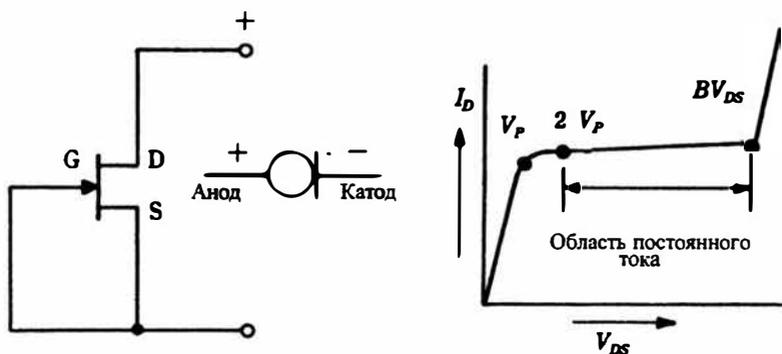


Рис. 14.2. Диод постоянного тока. Фактически это полевой транзистор, у которого соединенные вместе затвор и исток образуют катод «диода». Большинство диодов постоянного тока сделаны из полевых транзисторов с каналом *n*-типа. Специально разработанные устройства этого типа называются *токостабилизирующими диодами (CRD)*.

Лучших результатов можно достичь, если вместо обычных полевых транзисторов использовать специально разработанные полевые диоды, которые оптимизированы с точки зрения вольт-амперных характеристик. Эти устройства имеют только два вывода потому, что затвор и исток соединены у них внутри. В настоящее время имеется более 30 типов диодов, рассчитанных на токи от 200 мкА до 5 мА. Минимальное рабочее напряжение очень низкое — порядка 1–3 В, а прямое напряжение пробоя часто выше 100 В. Таким образом, эти устройства хорошо подходят для широкого класса различных схем. Большое достоинство этих специально созданных токостабилизирующих диодов (*CRD*) состоит в том, что

при их изготовлении можно достичь нулевого температурного коэффициента, объединяя *CRD* с резистором, имеющим тот же самый, но противоположного знака температурный коэффициент. Обычно такой результат достигается при расчетных токах около 0,5 мА.

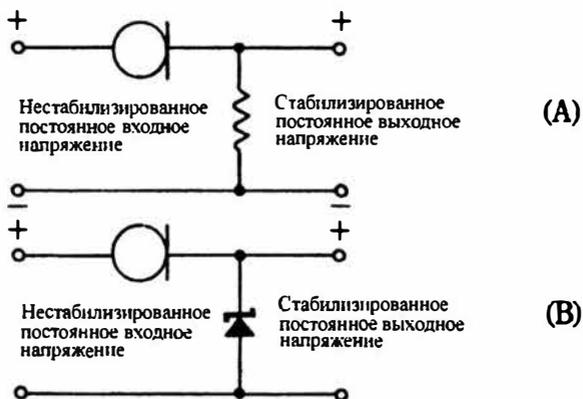


Рис. 14.3. Два варианта применения токостабилизирующего диода (*CRD*). (А) Регулировать опорное напряжение в этой схеме, можно выбирая соответствующий прецизионный резистор. (В) Эта схема дает прецизионное опорное напряжение, обеспечивая оптимальный уровень тока опорного диода для получения низкого температурного коэффициента.

Прекрасные результаты дает объединение *CRD* со стабилитроном, *LVA*-диодом или прецизионным стабилитроном, как показано на рис. 14.3В. В этом случае можно получить температурный коэффициент 0,001 процента в интервале температур от 0 до 100°C. Для достижения оптимальных результатов и *CRD*-диод, и прецизионный стабилитрон должны иметь нулевой температурный коэффициент при токе около 0,5 мА.

Чаще всего встречается комбинация *CRD*-диода и обычного стабилитрона. *CRD*-диод в качестве источника постоянного тока имеет чрезвычайно высокое сопротивление по переменному току. Стабилитрон или другой источник опорного напряжения наоборот, имеет очень низкое сопротивление переменному току. Когда объединяются два этих прибора так, как показано на рис. 14.3В, образуется уникальный фильтр нижних частот с частотой среза около нуля. Такая конфигурация теоретически предполагает существенное ослабление всех частот переменного тока. Из-за паразитных параметров практически схема дает ослабление до 100 дБ для частот достигающих нескольких сот килогерц. Таким образом, эффективно удаляются большинство пульсаций и шумовых компонент, обусловленных нестабилизированным источником питания. В простой схеме на рис. 14.2 выходное сопротивление равно $1/g_{\text{осс}}$, где $g_{\text{осс}}$ обычно точно заданный параметр. В этой схеме ве-

личина постоянного тока I_{DSS} также обычно точно заданная величина. Модифицированная схема на рис. 14.4А позволяет получить любую величину постоянного тока I_{DSS} . Кроме того, увеличение в этой схеме сопротивления резистора R , с целью уменьшения тока, приводит, из-за действия обратной связи, к увеличению выходного сопротивления. Каскадное включение транзисторов (рис. 14.4В) позволяет получить намного более стабильный ток и существенно повысить выходное сопротивление по сравнению с однотранзисторной схемой. Для правильной работы схемы необходимо, чтобы ток стока транзистора $Q2$ был, по крайней мере, в 10 раз больше, чем ток стока транзистора $Q1$. И важно, чтобы напряжение питания стоков обоих полевых транзисторов не меньше, чем вдвое превышало их напряжение смыкания (насыщения) V_p , величину обычно точно известную для полевых транзисторов. Этот критерий фактически применяется и в схемах с одним транзистором.

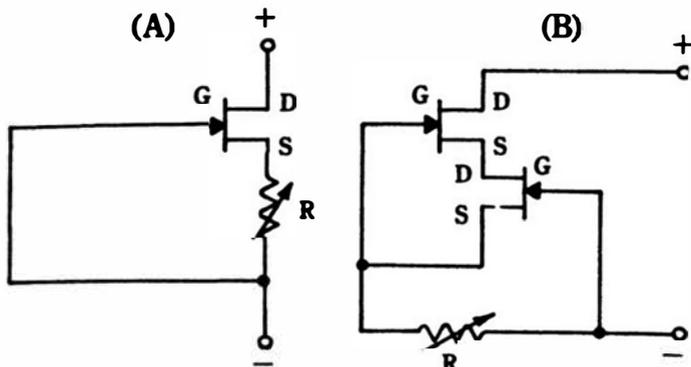


Рис. 14.4. Источники стабильного тока с регулируемой величиной тока.

(А) Схема с одним полевым транзистором. Максимальный ток получается при $R = 0$.

(В) Каскадное включение двух полевых транзисторов. Эта схема дает лучшую стабилизацию и более высокое динамическое сопротивление, чем схема с одним полевым транзистором. В обеих схемах производитель имеет возможность в процессе изготовления получить нулевой температурный коэффициент для $R = 0$ или для другого значения сопротивления.

CRD-диод удобно использовать как элемент делителя выходного напряжения в импульсном стабилизаторе (рис. 14.5). При таком построении делителя сигнал рассогласования не уменьшается, как это имеет место при обычном резисторном делителе (пример такого применения можно найти в усовершенствованной схеме импульсного стабилизатора на рис. 17.15).

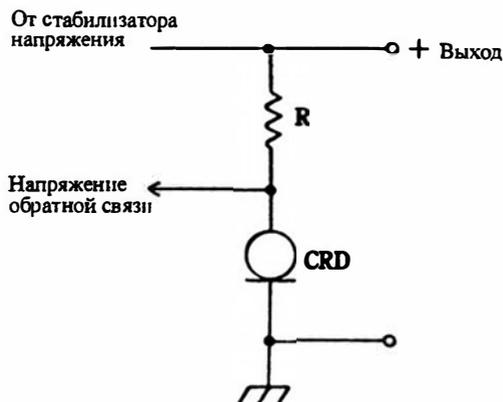


Рис. 14.5. Использование *CRD*-диода для получения требуемой обратной связи в ИИП. Эта схема имеет преимущество по сравнению с обычно используемым резисторным делителем: напряжение обратной связи изменяется точно также, как выходное напряжение источника, а не пропорционально ему. Таким образом, изменение выходного напряжения на 2 В приводит к изменению напряжения на *CRD*-диоде также на 2 В.

Синтезированный низковольтный источник опорного напряжения

Один из методов, применяемых иногда для получения опорного напряжения ниже того, что может дать стабилитрон, состоит в использовании обыкновенных кремниевых диодов в режиме прямой проводимости. Таким способом на каждом диоде получается около 0,6 В. Для получения опорного напряжения 2,5 В требуется последовательное соединение четырех диодов. Этот метод не очень хорош, потому что дает плохую стабилизацию, высокое динамическое сопротивление и не очень хорошую воспроизводимость. Возможно поэтому кажется удивительным, что один из лучших низковольтных источников опорного напряжения получен с использованием прямой проводимости *p-n*-перехода.

Давно известно, что зависимость между напряжением база-эмиттер и током коллектора в транзисторах точно предсказуема, и что два транзистора в несбалансированной схеме дифференциального усилителя можно сделать так, чтобы получить ток, пропорциональный абсолютной температуре (полезное свойство для создания электронных термометров). Желаемый результат наблюдается в том случае, когда стабилизированы коллекторные токи усилительных каскадов, а когда это условие выполнено, то напряжение база-эмиттер третьего транзистора (также работающего с постоянным током коллектора) складывается с разностным напряжением база-эмиттер каскадов дифференциального усилителя с тем, чтобы получить напряжение, независимое от температуры.

Характеристики микросхемы *LM113* приведены на рис. 14.7. Обратите внимание на почти вертикальный ход в области «пробоя», из чего следует низкое динамическое сопротивление. Аналогия с характеристиками, вызванными явлениями пробоя совершенно удивительная, хотя используется только активная область работы транзисторов. Действительно, ближайший по напряжению обычный стабилитрон с напряжением 2,4 В хуже во всех отношениях в качестве источника опорного напряжения. Температурная характеристика подтверждает обоснованность использования в ИС элементов с температурными коэффициентами противоположных знаков, чтобы получить почти нулевой температурный коэффициент в широком интервале температур.

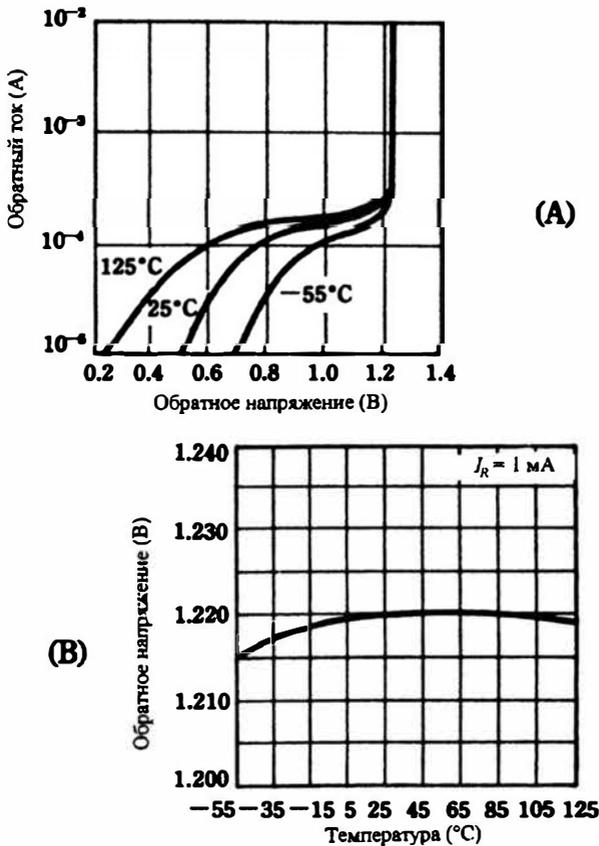


Рис. 14.7. Характеристики источника опорного напряжения с ИС *LM113*. Выходное опорное напряжение становится очень стабильным при прямых токах более 1 мА. Обратите внимание на растянутую шкалу напряжения, использованную для иллюстрации влияния температуры. National Semiconductor Corp.

Стабилизатор с выходным напряжением 2 В, использующий ИС *LM113* как «диод», показан на рис. 14.8. ИС *LM113* запитывается источ-

ником тока на полевом транзисторе и служит источником опорного напряжения для линейного стабилизатора, выполненного с применением операционного усилителя *LM108* и транзистора *2N2905* в качестве дополнительного усилителя. Как показано, эта схема будет работать даже при входном напряжении 3 В.

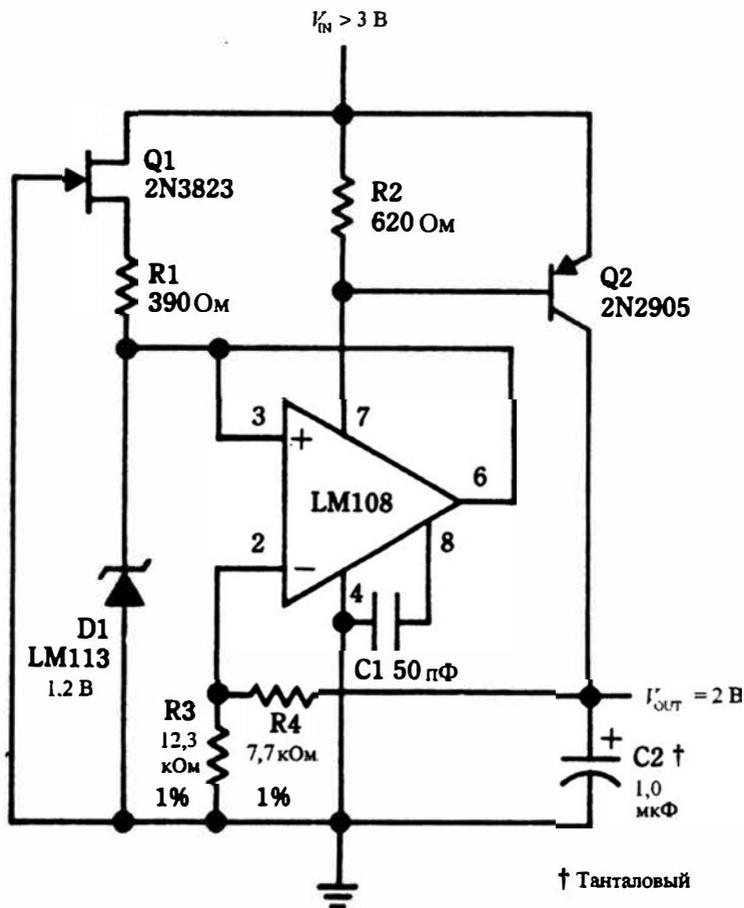


Рис. 14.8. Стабилизатор с выходным напряжением 2 В, использующий синтезированный источник опорного напряжения на ИС *LM113*. Как будет показано в главе 20, этот источник опорного напряжения особенно подходит для низковольтных источников питания. Хотя эта ИС представляет собой сложную схему, обычно она изображается как простой стабилитрон.

Компаратор и усилитель сигнала ошибки

Этот блок стабилизирующих схем и систем имеет много названий и несколько режимов работы. В технической литературе по сервосистемам,

линейным стабилизаторам и ИИП, Вы найдете такие названия как усилитель сигнала ошибки, усилитель сигнала рассогласования, усилитель считывания, чувствительный элемент, компаратор, дифференциальный усилитель, и суммирующий усилитель. Все эти термины необязательно синонимы; они предполагают разные режимы работы схемы, но имеют общий признак независимо от того, как названы. Функциональное назначение всех этих схем состоит в формировании выходных сигналов, характеризующих различие между входными условиями «слишком высокий уровень» и «слишком низкий уровень». Поскольку эти условия имеют отношение к выходному стабилизируемому напряжению источника, то информация, содержащаяся в реакции компаратора (или того, что его заменяет) может использоваться для исправления самого отклонения, вызвавшего сигнал рассогласования. Коррекция в линейном стабилизаторе осуществляется с помощью проходного транзистора, действующего как реостат. В ИИП коррекция напряжения является результатом соответствующего изменения рабочего цикла в процессе переключения.

В некоторых ИИП, компаратор очень похож на те, которые использовались в линейных стабилизаторах; это может быть один транзистор, дифференциальная пара транзисторов, сложная схема из дискретных компонент, операционный усилитель или интегральная схема, специально предназначенная для этой цели. Примеры различных компараторов приведены на рис. 14.9.

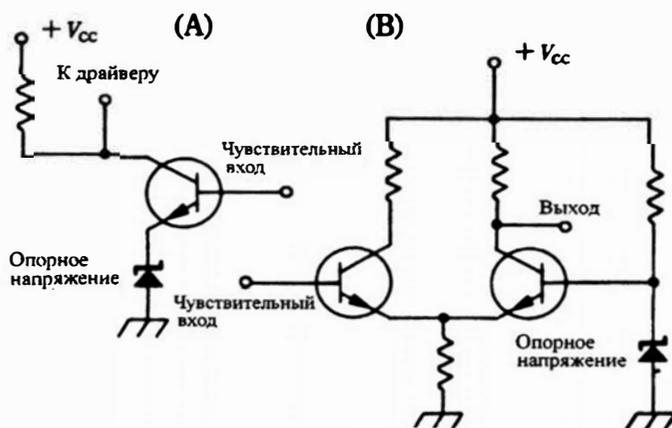


Рис. 14.9. Упрощенные схемы компараторов напряжения, работающих без насыщения. В схемах с операционным усилителем (рис. С и D), конденсатор, включенный параллельно резистору R_2 , используется для уменьшения усиления на высокой частоте, обеспечивая тем самым запас устойчивости по фазе и коэффициенту усиления. Сопротивление резистора R_3 должно быть равным параллельному сопротивлению резисторов R_1 и R_2 для получения оптимальной температурной стабильности.

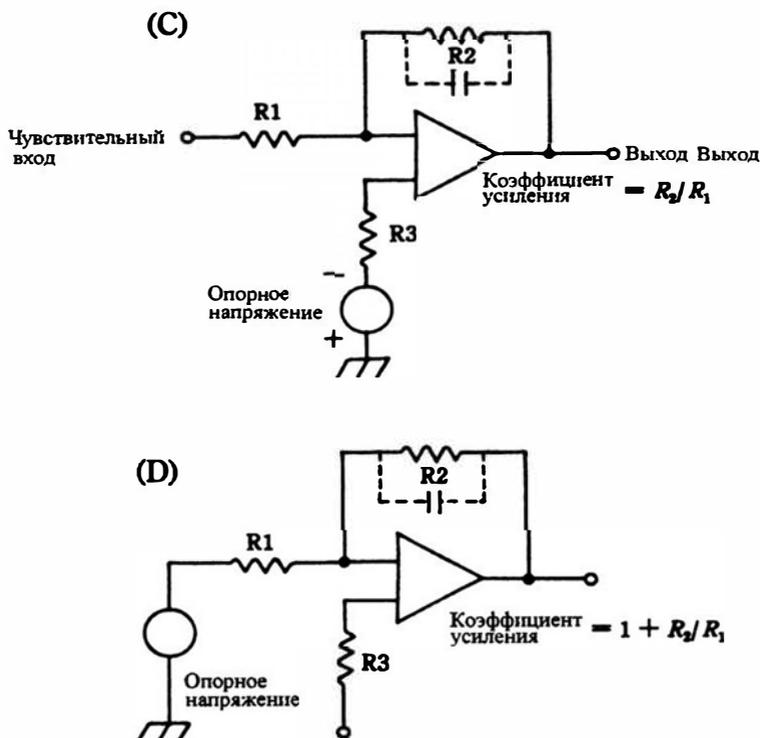


Рис. 14.9. Продолжение.

Применение интегральных схем в качестве компараторов облегчает сложные задачи проектирования и производства. Используя ИС, можно аккуратно обойти другие проблемы, связанные с разбалансом, сдвигом уровня, результирующим температурным коэффициентом и допустимыми отклонениями от номинальных значений. Реальная компоновка должна соответствовать требованиям, накладываемым высокими частотами и большим коэффициентом усиления. Было накоплено много доказательств, подтверждающих повышение надежности при использовании этих схем по сравнению с использованием дискретных компонентов. Даже недорогой операционный усилитель 741 очень часто может дать превосходные результаты.

Два режима работы компараторов

В линейных стабилизаторах компаратор имеет линейную функцию передачи. Хотя на линейности редко фиксируют внимание, тем не менее такой компаратор по существу является усилителем класса А с двумя вхо-

дами, позволяющими инвертировать или не инвертировать сигнал, и может содержать одно или более активных устройств. Такой компаратор применяется также в некоторых ИИП. Термин *компаратор* связан с тем, что выходное напряжение (или некоторая часть этого) подается на один из входов и сравнивается со стабильным опорным напряжением, поданным на другой вход. Но линейный усилитель с использованием дискретных элементов или интегральных модулей не единственный способ получить желаемый результат.

Когда Вы анализируете блок-схемы и принципиальные схемы автоколебательных ИИП, на первый взгляд совсем не очевидно, что компаратор работает в импульсном режиме. Некоторые компараторы являются схемами с тремя состояниями — при отсутствии погрешности у них на выходе имеется нулевое напряжение; с ошибкой на входе одного знака, выходное напряжение имеет одну полярность; на выходе появляется напряжение противоположной полярности, когда входной сигнал отличается от опорного напряжения в другую сторону. На практике компаратор с двумя состояниями — включено и выключено — более точно описывал бы состояние схемы. Стабилизация происходит в результате чередования интервалов времени, в течение которых отклик компаратора соответствует включенному и выключенному состояниям. Коммутирующий транзистор управляется выходным сигналом компаратора, поддерживая средний уровень выходного постоянного напряжения источника. Стабилизация в этом случае является результатом соответствующих изменений рабочего цикла в процессе переключения. Несмотря на различные методы сравнения, импульсный стабилизатор выполняет ту же самую функцию, что и линейный. (Нельзя думать, что компаратор, работающий в режиме насыщения, является триггером; он остается линейным усилителем, обладающим большой чувствительностью, благодаря чему легко перевозбуждается.)

Соображения по поводу выбора компаратора

Решение о том, будет ли компаратор в ИИП включать единственный транзистор, операционный усилитель или специальный интегральный модуль, должно быть отложено до тех пор, пока не определен режим работы компаратора. В схемах линейных стабилизаторов, компаратор обычно обеспечивает усиление в широком диапазоне напряжений, и налагаемые требования могут сильно отличаться от компаратора, который реагирует на сигнал рассогласования, переключая выходной сигнал с одной полярности на другую. В первом случае мы имеем дело с линейным усилителем ошибки и ожидаем на выходе усиленное отклонение от опорного уровня. Это требует устройства, способного усиливать напряжение или ток с сохранением полярности, что не трудно выполнить. Оказывается, что совсем не требуется иметь линейный усилитель во всем динамическом диапазоне, что часто и наблюдается в схеме с одним

транзистором. Такой усилитель сигнала ошибки не должен попадать в режим насыщения. Его частотная характеристика должна быть достаточно широкополосной, чтобы успевать реагировать на переходные процессы стабилизатора в целом; в то же время усилитель должен быть свободен от автоколебаний, и не создавать неустойчивости в цепи обратной связи. Все эти требования легко преодолимы.

Вполне естественно рассмотреть в качестве не насыщающегося, линейного компаратора операционный усилитель. Благодаря наличию у него дифференциальных входов, высокого коэффициента усиления по напряжению при отсутствии обратной связи, несимметричного выхода с низким сопротивлением и других замечательных свойств, касающихся стоимости и удобного корпуса, эти устройства кажутся специально приспособленными к потребностям импульсного стабилизатора. Среди усилителей, которые уже доказали свою надежность в работе являются ОУ фирмы National Semiconductor 709, LM101, LM741 и LM747. Некоторые ОУ имеют внутреннюю частотную коррекцию, что часто упрощает проектирование и изготовление схемы. С другой стороны, ОУ с внешней частотной коррекцией обычно имеют широкополосную частотную характеристику, что часто придает схеме дополнительную гибкость. Например, иногда выгодно изменять фазовые характеристики ОУ с тем, чтобы компенсировать сдвиг фазы в другом месте петли обратной связи.

Другой очень удобный метод линейного считывания сигнала рассогласования включает применение ИС стабилизаторов напряжения, таких как LM723. Достоинства применения операционных усилителей обусловлены не только их параметрами, но также и характеристиками и режимами работы, прямо связанными с системами регулирования. Например, LM723 имеет собственное опорное напряжение; мало того, что это удобно и экономно, но Вам пришлось бы приложить еще значительные усилия для того, чтобы получить ту же температурную стабильность с обыкновенными стабилитронами. Более того, этот внутренний источник опорного напряжения имеет достаточную нагрузочную способность по току, чтобы обеспечить стабильный уровень напряжения для внешних цепей при незначительном снижении стабильности или изменения абсолютного значения. Этот и подобные интегральные стабилизаторы напряжения имеют средства защиты от перегрузок, возможность дистанционного управления и программирования. Максимальное число выводов, сделанных из различных точек схемы, способствуют гибкости при проектировании схем. Например, вход компаратора на операционном усилителе можно использовать как в неинвертирующем, так и в инвертирующем режиме.

Насыщающийся вариант компаратора работает как коммутатор. Обычно он работает без обратной связи, чтобы воспользоваться большим коэффициентом усиления. Операционные усилители успешно выполняли эту функцию, но имеются некоторые обстоятельства, которые могут препятствовать их применению. Используемый таким образом

ОУ должен быть способен работать без зашелкивания. Механизм зашелкивания препятствует возвращению усилителя из насыщенного состояния. Сейчас столкнуться с этим менее вероятно, чем было раньше; задача была решена в новых разработках. Реакция (скорость нарастания выходного напряжения) насыщающегося компаратора должна быть очень быстрой, быстрее, чем считается необходимой для управления последующими коммутаторами. Быстрое срабатывание, как и в случае с мощным транзистором, требуется не для сохранения рассеиваемой мощности, а скорее для предупреждения автоколебаний. Напомним, что коэффициент усиления остается большим между крайними точками биполярного насыщения. Часто эта проблема требует изобретательности конструктора. Некоторая предусмотрительность всегда лучшее средство — Вы должны просто внимательно относиться к трассировке входных и выходных проводников, идущих от компаратора; вот почему конструктор должен знать не только технику постоянного и переменного тока, но также и искусство компоновки высокочастотных схем.

Схемы некоторых типичных насыщающихся компараторов, использующих ОУ, показаны на рис. 14.10. Чтобы улучшить стабильность и помехоустойчивость, в насыщающемся компараторе часто используют гистерезис так, чтобы его работа была подобна работе триггера Шмитта. Это реализуется посредством введения цепи положительной обратной связи, как можно видеть на примерах С и D. Такой прием уменьшает чувствительность компаратора, но обычно на такой компромисс идут в ИИП. Петля гистерезиса фактически определяет один из основных конструктивных параметров таких источников питания — двойной размах пульсаций напряжения.

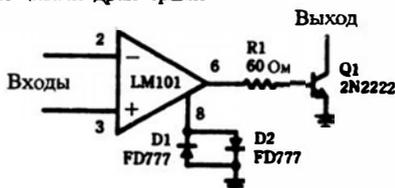
Широкий выбор ОУ, которые можно использовать в качестве насыщающихся компараторов, и разнообразие схемных решений позволяют создавать более быстрые, стабильные компараторы или как-то иначе изменять их характеристики. Но, использование специально разработанных модулей должно привлечь особое внимание. Так случилось, что основное внимание уделялось насыщающемуся компаратору с тем, чтобы удовлетворить требованиям цифровой техники. В результате этих сконцентрированных усилий теперь имеются специализированные ИС, которые подходят для использования их как насыщающиеся компараторы даже лучше, чем высококачественные ОУ. Одним из пионеров в этой работе была компания National Semiconductor Corporation, которая создала много замечательных интегральных компараторов. Для ИИП прекрасно подходят ИС *LM710* и *LM711*. Совместимость этих схем с большинством логических уровней, является важным фактором в связи с постоянно расширяющимся использованием логических методов в петле регулирования ИИП. Схема интегрального компаратора напряжения приведена на рис. 14.11.

Компаратор напряжения для управления DTL или TTL интегральными схемами

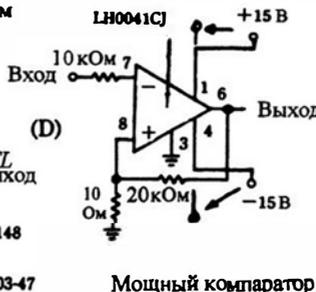
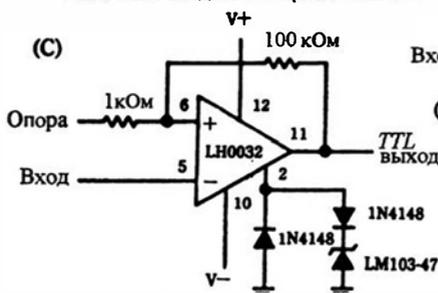


Компаратор напряжения для управления RTL-логикой или мощными драйверами

Прецизионный компаратор напряжения



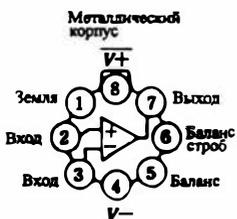
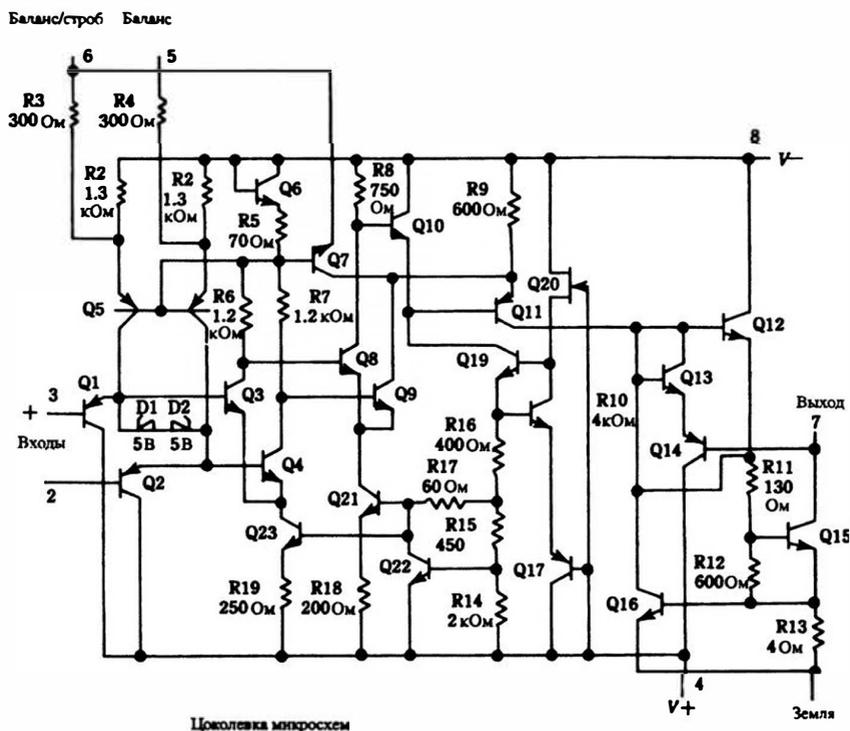
Высокоскоростной компаратор с высоким входным сопротивлением



Мощный компаратор

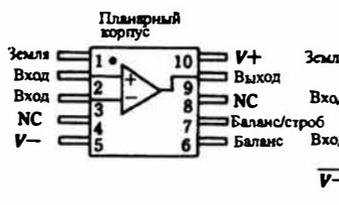
Рис. 14.10. Насыщающиеся компараторы напряжения, использующие ОУ.
 (А) Схемы широко используемых компараторов напряжения.
 (В) Компаратор, использующий ОУ с полевым транзистором.
 (С) Компаратор с гистерезисом.
 (D) Компаратор с гистерезисом и высокой нагрузочной способностью.

Особенно удобен компаратор *LM2901*, содержащий четыре ОУ, работающих от единственного источника питания. Мало того, что четыре отдельных усилителя можно использовать как насыщающиеся компараторы, другие, если требуется только один компаратор, могут быть использованы для реализации других функциональных блоков в ИИП, таких как ждущий мультивибратор, детектора прохождения через нуль, генератор прямоугольных колебаний (мультивибратор), двоичный каскад (мультивибратор с двумя устойчивыми состояниями), логическая схема И либо ИЛИ.



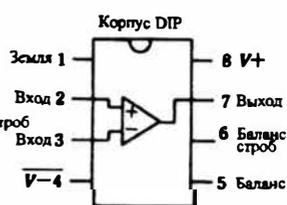
Примечание:
Вывод 4 соединен с корпусом

Вид сверху



Примечание:
Вывод 5 соединен с дном корпуса

Вид сверху



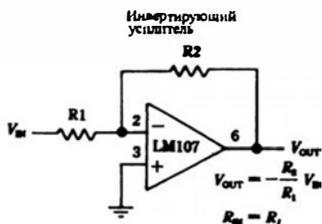
Вид сверху

Рис. 14.11. Принципиальная схема компаратора напряжения LM311. Применение таких специализированных ИС дает лучшие результаты, чем использование ОУ. National Semiconductor Corp.

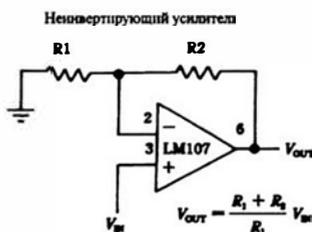
Примеры схем, используемых для построения источников питания

Многосторонность интегральной микросхемы вообще и операционного усилителя в частности является поистине безграничной. Эти устройства

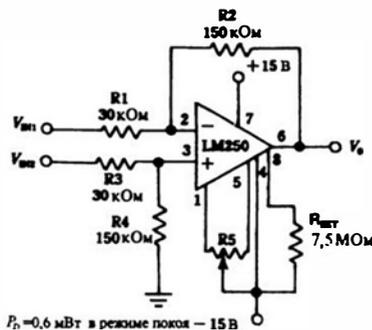
позволяют быстро и экономно создавать эффективные и чисто работающие импульсные стабилизаторы. Особенно хорошо соответствуют многим требованиям импульсных стабилизаторов избранные схемы, изображенные на рис. 14.12, 13 и 14. Приведено также несколько других ИС; некоторые из них взаимозаменяемы, но каждый вариант обладает своими уникальными возможностями.



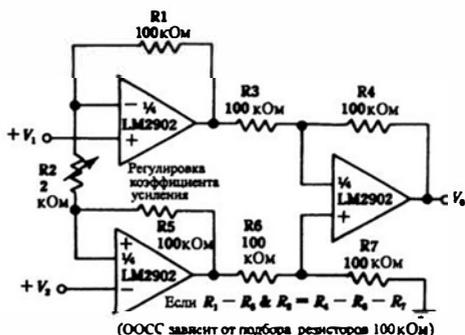
**Цепочки уставки для металлического корпуса



Измерительный усилитель пост. напр с регулируемым коэффициентом усиления и высоким входным сопротивлением



Дифференциальный усилитель



$$V_o = 1 + \frac{2 R_1}{R_2} (V_2 - V_1)$$

при указанных $V_o = 101 (V_2 - V_1)$

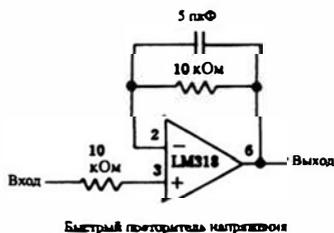
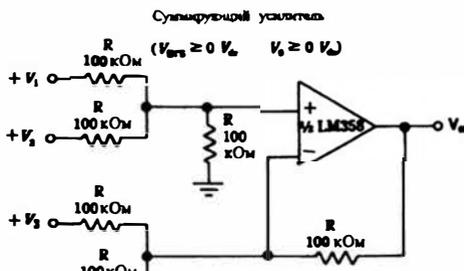
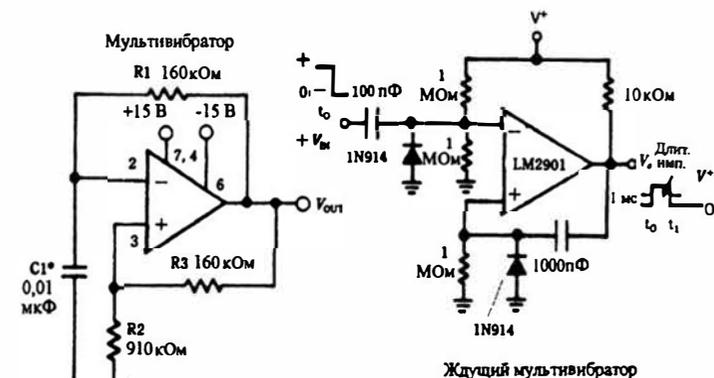
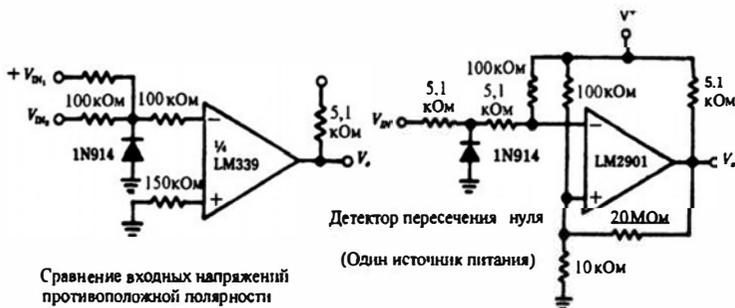
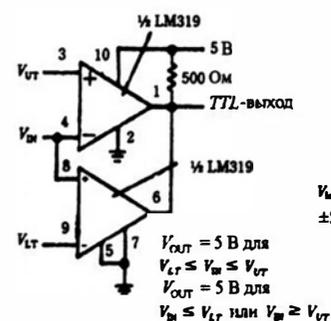


Рис. 14.12. Полезные линейные схемы, использующие операционные усилители. Эти функциональные схемы используются во многих приложениях, таких как измерение, сравнение и усиление сигнала рассогласования. National Semiconductor Corp.



Подбирается для получения колебаний с частотой 100 Гц



Детектор попадания напряжения в заданный диапазон

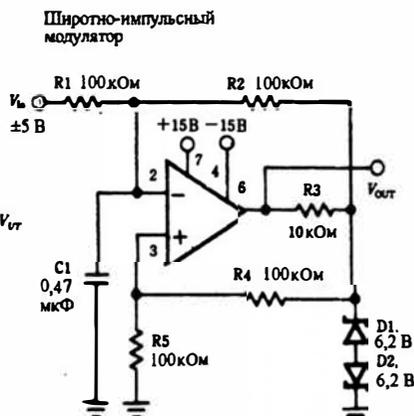
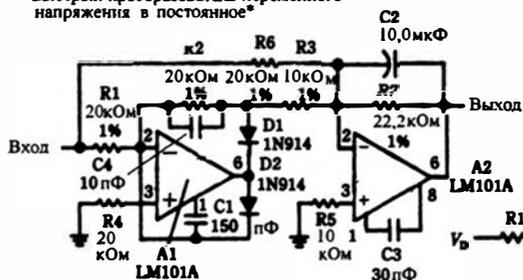
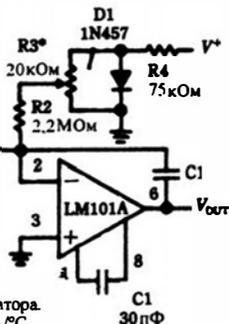


Рис. 14.13. Полезные схемы, использующие режим насыщения. Эти схемы и некоторые их модификации обычно используются в качестве блоков ИИП. National Semiconductor Corp.

Быстрый преобразователь переменного напряжения в постоянное*



Интегратор с компенсацией тока базы



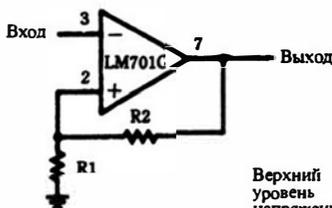
*На частоте 100 кГц ошибка меньше 1%

*Цоколевка дана для металлического корпуса

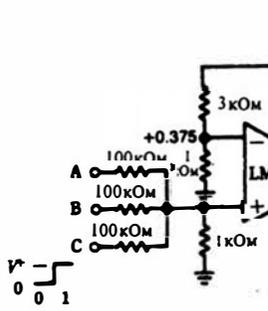
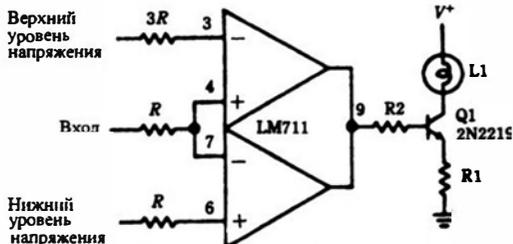
*Настройка нулевого сдвига интегратора.

Типичный ток сдвига равен 0.1 нА/°С в диапазоне температур от -55°С до 125°С.

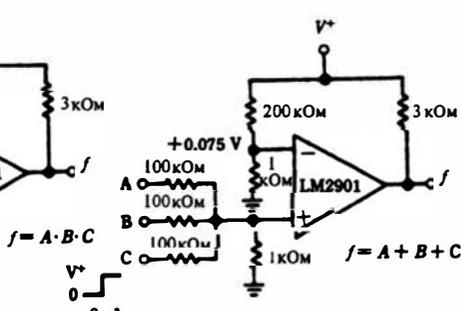
Триггер Шмитта



Детектор попадания напряжения в заданный диапазон с усилителем для лампы



Логическая схема И



Логическая схема ИЛИ

Рис. 14.14. Дополнительные схемы, используемые в ИИП. Эти и подобные схемы часто включаются в блоки формирования рабочего цикла ИИП. National Semiconductor Corp.

Схемы, показанные рис. 14.12, являются линейными, обеспечивающими выходной сигнал пропорциональный входному. А схемы на рис. 14.13 в течение рабочих циклов находятся в состоянии насыщения, и поэтому формируют импульсно-подобные сигналы. Группа схем на рис. 14.14 представляет шесть различных функциональных устройств, которые могут применяться в блоках управления и в цепи обратной связи ИИП. Многие из этих ИС являются оригинальными разработками National Semiconductor Corporation, на основе которых этой компанией созданы многочисленные приложения для ИИП. Предполагается, что к таким изготовителям можно обращаться за консультацией, чтобы определить наиболее подходящие устройства для применения в ИИП или в каких-нибудь других приложениях. С удивительной скоростью появляются новые устройства, и имеет смысл изучать их, поскольку некоторые из них смогут лучше соответствовать Вашим специфическим потребностям.

Линейный стабилизатор

Хотя замена линейных стабилизаторов импульсными является одной из основных тем этой книги, из этого не следует, что линейные или диссипативные стабилизаторы напряжения или тока бесполезны. В любом импульсном источнике питания, кроме самого простого, Вы всегда найдете, что линейные стабилизаторы составляют важную часть системы в целом. Существуют такие приложения, где линейный стабилизатор, несмотря на его низкий к.п.д., имеет неоспоримые преимущества перед импульсным. Как уже было отмечено, линейный стабилизатор имеет лучшую стабилизацию, меньший уровень пульсаций и шума, он более широкополосный и во многих случаях проще в проектировании и реализации. В этой книге интерес к линейным методам стабилизации основан на нескольких соображениях.

Конструктивные блоки ИИП, типа тех, что изображены на рис. 14.12, 13 и 14, очевидно требуют наличия источников постоянного напряжения. При наличии ИС обеспечить стабилизированное напряжение питания не намного сложнее и дороже, чем оставить его нестабилизированным. Применение стабилизированного входного напряжения улучшает характеристику системы из-за развязки между частями схемы и существенно ослабляет помехи силовой сети. Имеются и другие преимущества, такие как гибкость и возможность программирования схемы управления. Можно также использовать устройства, собранные из дискретных компонент, как показано на рис. 8-5. Однако имеется определенная тенденция использовать специализированные интегральные схемы, хотя часто они дополняются внешними дискретными компонентами, которые увеличивают допустимый ток или напряжение, или выполняют вспомогательные функции управления. Использование этих ИС дает определенные преимущества в габаритах, при серийном производстве, в стоимости и при эксплуатации.

Линейный стабилизатор часто является частью общей схемы стабилизатора, несмотря на то, что активно используются импульсные методы (блок-схема на рис. 8-1А демонстрирует такое устройство). Иногда линейный стабилизатор успешно используется в цепи обратной связи системы регулирования.

Одной из наиболее универсальных ИС стабилизатора напряжения является микросхема *LM723*. Этот модуль обладает превосходной характеристикой по сравнению с дискретными схемами и имеет мало «фиксированных» параметров. Кроме многочисленных применений, которые может предложить изготовитель, изобретательный потребитель может расширить область применения этой схемы. Эта гибкость в значительной степени достигнута благодаря тому, что сделано много выводов от различных точек схемы, столько, сколько позволяет стандартный корпус микросхемы. Например, источник опорного напряжения и входы компаратора имеют отдельные собственные выводы. Очень низкое выходное сопротивление источника опорного напряжения позволяет использовать этот источник для других целей с незначительным влиянием нагрузки на величину напряжения. Схема может выдавать ток до 150 мА, а с внешним транзистором легко получить ток несколько ампер. Схема стабилизатора показана на рис. 14.15 вместе с информацией о назначении выводов.

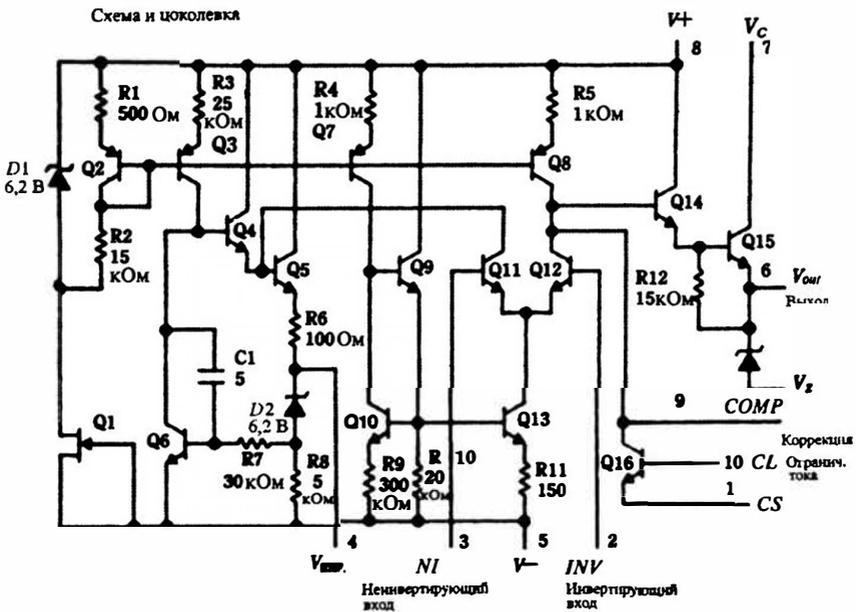


Рис. 14.15. Линейный стабилизатор *LM723*. National Semiconductor Corp.



Примечание: Вывод 5 смещен с корпусом
Вид сверху
Нумерация для LM723H или LM723CH

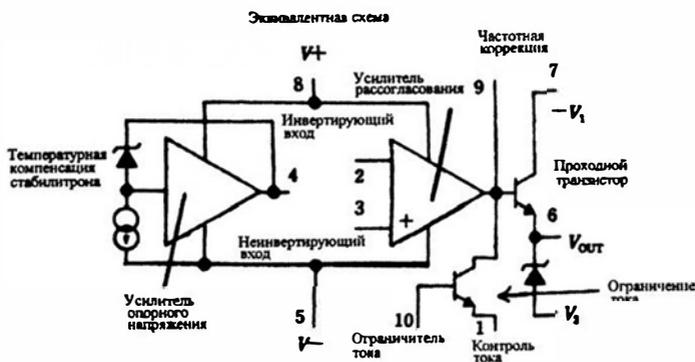
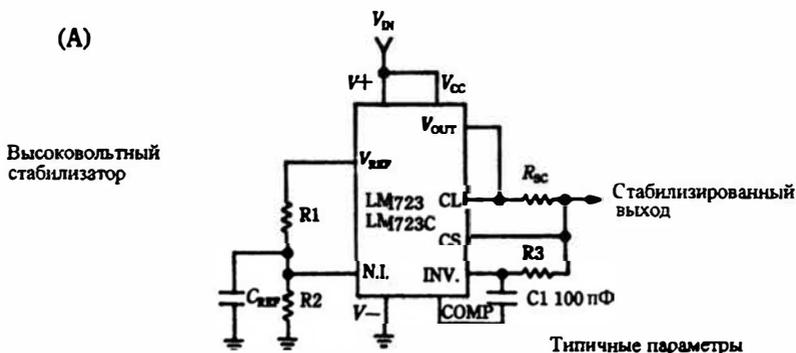


Рис. 14.15. Продолжение.



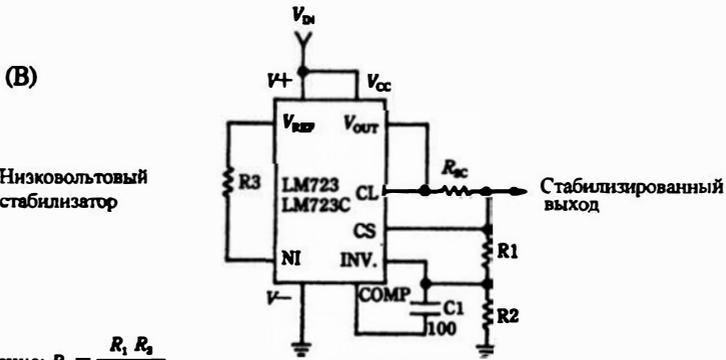
Примечание: $R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

для минимизации температурного дрейфа

Стабилизированное выходное напряжение	5 В
Стабилизация по входу ($\Delta V_{in} = 3 \text{ В}$)	0,5 мВ
Стабилизация по нагрузке ($\Delta I_L = 50 \text{ мА}$)	1,5 мВ

$(V_{OUT} = 2 + 7 \text{ В})$

Рис. 14.16. Основные схемы стабилизаторов напряжения, использующие ИС LM723. ИС имеет внутренний источник опорного напряжения $V_{REF} = 7 \text{ В}$, поэтому в схеме А выходное напряжение равно $V_{OUT} = V_{REF} R_2 / (R_1 + R_2)$, а в схеме В — $V_{OUT} = V_{REF} (R_1 + R_2) / R_2$. National Semiconductor Corp.



Примечание: $R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

для минимизации температурного дрейфа

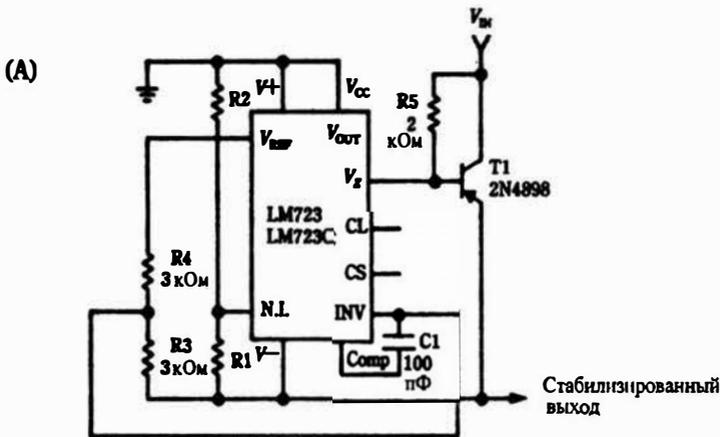
Типичные параметры

Стабилизированное выходное напряжение	15 В
Стабилизация по входу ($\Delta V_{in} = 3$ В)	1,5 мВ
Стабилизация по нагрузке ($\Delta I_L = 50$ мА)	4,5 мВ

Для сокращения числа компонент R_3 заменить проводником.

$(V_{out} = 7 + 37 В)$

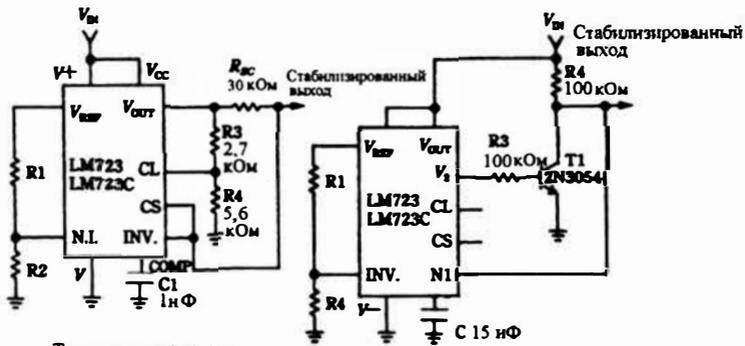
Рис. 14-16. Продолжение.



Типичные параметры

Стабилизированное выходное напряжение	-15 В
Стабилизация по входу ($\Delta V_{in} = 3$ В)	1 мВ
Стабилизация по нагрузке ($\Delta I_L = 50$ мА)	2 мВ

Рис. 14.17. Стабилизаторы с ИС LM723 для различных полярностей выходного напряжения. (A) Отрицательное стабилизированное напряжение. (B) Положительное стабилизированное напряжение. National Semiconductor Corp.



Типичные параметры

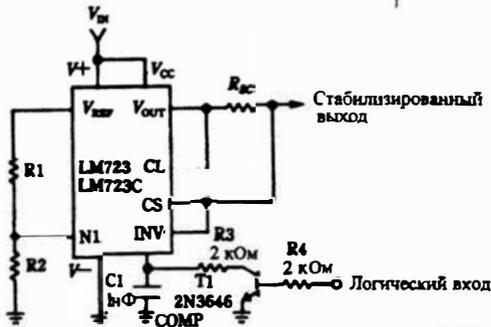
Типичные параметры

Стабилизированное выходное напряжение	+5 В
Стабилизация по входу ($\Delta V_{in} = 3 В$)	0,5 мВ
Стабилизация по нагрузке ($\Delta I_L = 10 мА$)	1 мВ

Стабилизированное выходное напряжение	+5 В
Стабилизация по входу ($\Delta V_{in} = 10 В$)	0,5 мВ
Стабилизация по нагрузке ($\Delta I_L = 100 мА$)	1,5 мВ

Ограничение тока с обратным наклоном характеристики

Параллельный стабилизатор



Типичные параметры

Примечание:
Если ток превышает допустимый, то транзистор ограничителя тока можно использовать для выключения.

Стабилизированное выходное напряжение	+5 В
Стабилизация по входу ($\Delta V_{in} = 3 В$)	0,5 мВ
Стабилизация по нагрузке ($\Delta I_L = 50 мА$)	1,5 мВ

Стабилизатор с защитой по току и дистанционным выключением

Рис. 14.18. Дополнительные возможности линейного стабилизатора напряжения LM723. National Semiconductor Corp.

15

Схемы импульсных стабилизаторов

Сначала рассмотрим простейший автоколебательный импульсный стабилизатор, показанный на рис. 15.1. Для конструктора, имеющего опыт построения линейных стабилизаторов, некоторые блоки непременно станут камнем преткновения. Например, с точки зрения здравого смысла для хорошей фильтрации с помощью LC -цепи необходимо рассчитать фильтр нижних частот так, чтобы получить существенное ослабление на частоте переключения. Хотя, казалось бы, такой подход оправдан, но он не является отправной точкой в последовательности операций при расчете. На выходе импульсного стабилизатора должны присутствовать пульсации для того, чтобы он вообще работал. Действительно, часто более важным параметром выходного конденсатора фильтра является его последовательное эквивалентное сопротивление (ESR), а не емкость. Объясняется это тем, что на выходе необходимо сохранить некоторые пульсации и не требуется иметь хороший LC -фильтр нижних частот. Конечно, здесь имеются некоторые противоречия. В идеальном случае было бы желательно сделать пульсации как можно меньше, потому что при низком сопротивлении конденсатора снижается нагрев конденсатора и улучшаются высокочастотные характеристики стабилизатора, но такая свобода действий недопустима потому, что величина пульсаций напряжения на выходе тесно связана с другими важными расчетными величинами.

Автоколебательный импульсный стабилизатор напряжения

Тот факт, что пульсации выходного напряжения являются важным параметром, определяющим работу самовозбуждающегося стабилизатора, а не просто случайной помехой, которая будет ослаблена апериодическим фильтром, можно оценить с помощью следующих соотношений:

$$t_{ON} = \sqrt{\frac{(2LC)(\Delta V_{OUT})}{V_{IN} - V_{OUT}}}$$

$$t_{OFF} = \sqrt{\frac{(2LC)(\Delta V_{OUT})}{V_{OUT}}},$$

$$f = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF}},$$

где:

f — частота переключения

t_{ON} — время замкнутого состояния ключа

t_{OFF} — время разомкнутого состояния ключа

L — индуктивность выходного дросселя

C — емкость выходного конденсатора

V_{IN} — постоянное входное напряжение стабилизатора

V_{OUT} — постоянное выходное напряжение стабилизатора

ΔV_{OUT} — полный размах пульсаций выходного напряжения.

Из вышеприведенных зависимостей можно получить полезную расчетную формулу:

$$C = \left[\frac{V_{IN} - V_{OUT}}{(2L)(\Delta V_{OUT})} \right] \left[\frac{V_{OUT}}{fV_{IN}} \right]^2.$$

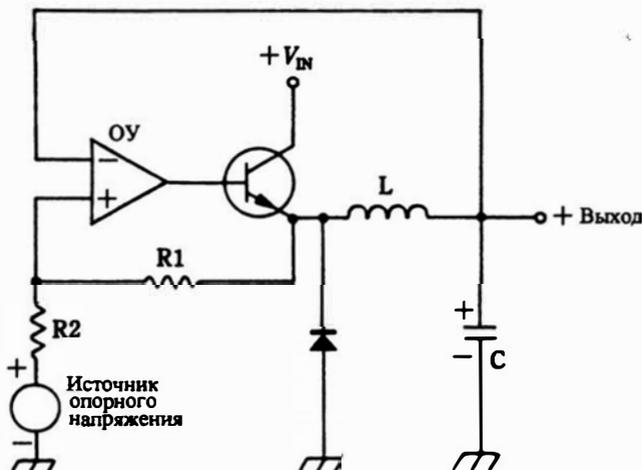


Рис. 15.1. Схема простого автоколебательного импульсного стабилизатора. При приближенных расчетах предполагается, что полный размах пульсаций выходного напряжения равен величине гистерезиса ОУ.

Таким образом, Вы имеете возможность выразить емкость выходного конденсатора, используя некоторые обычно известные величины, потому что они определяются или условиями применения стабилизатора, или стоимостью, или габаритами. Исключение составляет индуктивность L ; индуктивность дросселя L не должна определяться из условия резонанса. Совершенно бесполезно определять L через емкость конденсатора C , потому что индуктивность определяется из других соображений. Вид сигналов, приведенный рис. 15.2, позволит понять роль, которую играет катушка индуктивности.

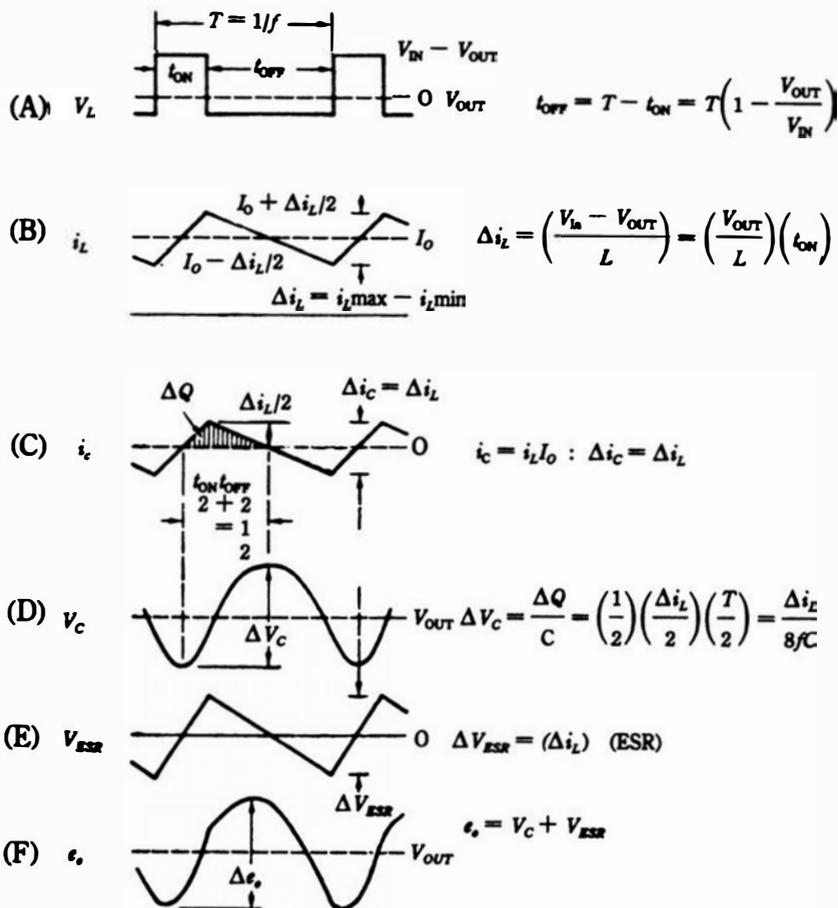


Рис. 15.2. Некоторые сигналы, поясняющие работу простого импульсного стабилизатора. При высоких частотах переключений ΔV_{ESR} превышает ΔV_C , особенно когда в фильтре используются электролитические конденсаторы.

Индуктивность дросселя должна быть достаточно большой, с тем, чтобы максимальный ток через него не намного превосходил макси-

мальный средний ток нагрузки. Это способствует тому, что переключающий транзистор остается в пределах области безопасной работы (SOA), а также ограничивает максимальные токи в фиксирующем диоде. В то же время, умеренный максимальный ток ослабляет требования, предъявляемые к конструкции самого дросселя. Основное соотношение для индуктивности дросселя выглядит так:

$$L = \frac{(V_{OUT})(t_{OFF})}{I_L}$$

где:

I_L — полный размах пульсаций тока в дросселе. К тому же $I_L = 2I_0(n - 1)$, где n — отношение максимального тока дросселя к максимальному среднему выходному току I_0 .

Процедура расчета становится ясной, если воспользоваться конкретными цифрами. Предположим, что решено поддерживать максимальный ток дросселя в 1,2 раза выше максимального среднего тока нагрузки. Тогда $n = 1,2$ и $(n - 1) = 0,2$. В этом случае выражение для L принимает вид:

$$L = \frac{(V_{OUT})(t_{OFF})}{2 \cdot 0,2 \cdot I_0} = \frac{(V_{OUT})(t_{OFF})}{0,4I_0}$$

Величина t_{OFF} определяется из соотношения

$$t_{OFF} = \left(\frac{1}{f} \right) \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)$$

Параметром, который установлен относительно произвольно, является частота переключений f . С точки зрения уменьшения размера и веса, частоту переключений следует выбирать как можно выше. Но, полная стоимость, а также частотные свойства переключающего транзистора и фиксирующего диода являются сдерживающими факторами. Кроме того, на высоких частотах сопротивление выходного конденсатора начинает приобретать индуктивный характер.

Оказывается, что устройства и компоненты с действительно хорошими высокочастотными характеристиками дороги. Другим фактором, влияющим на выбор частоты, является акустический шум; так, при прочих равных условиях, часто желательно осуществлять переключение, по крайней мере, с ультразвуковой частотой. Найдено, что хороший компромисс между многочисленными и, в общем, противоречивыми факторами, наблюдается в районе 20 кГц. При этом все еще хороший к.п.д. сочетается с умеренной стоимостью элементов, а работа осуществляется на частотах, выше воспринимаемых человеком. Во многих случаях, применение высоких частот фактически приводит к сокращению габаритов блока.

Подводя итог предложенной процедуре расчета автоколебательного стабилизатора, можно сказать, что сначала следует установить входное и выходное напряжения, частоту переключений и напряжение пульсаций на выходе. Надо отметить, что напряжение пульсаций на выходе является следствием пульсирующего тока в катушке индуктивности. Поэтому проще всего провести расчет следующим образом:

1. Записать значения V_{IN} , V_{OUT} и f .
2. Выбрать величину n — отношение пикового тока катушки индуктивности к максимальному току нагрузки. Номинальные значения находятся между 1,1 и 1,4.
3. Вычислить t_{OFF} .
4. Используя информацию, полученную на 1 и 2 шаге, определить индуктивность L .

5. Пульсации выходного напряжения ΔV_{OUT} приблизительно равны гистерезису компаратора. С другой стороны ΔV_{OUT} равняется переменной составляющей напряжения, возникающего на полном сопротивлении конденсатора при протекании через него пульсирующего тока катушки индуктивности. Известно, что часто определяющим параметром конденсатора является не его реактивное сопротивление, а ESR . Если Вы знаете ESR , то полный размах пульсаций напряжения на конденсаторе приблизительно равен произведению полного размаха пульсаций тока в катушке и ESR конденсатора. Для компаратора, изображенного на рис. 15.1, гистерезис примерно равен $(V_{OUT}R_2)/(R_1 + R_2)$.

6. Рассчитать емкость выходного конденсатора C . Очевидно, что возможны различные комбинации L и C . Высокое значение емкости C и низкое индуктивности L приводят к улучшению переходного процесса и сокращению времени восстановления, однако слишком малая индуктивность приводит к высокому значению максимального тока переключающего транзистора во время включения стабилизатора и при некоторых режимах перегрузки.

Стабилизатор, синхронизируемый внешним сигналом

Работа импульсного стабилизатора с внешним возбуждением от источника с фиксированной частотой сигнала отличается от работы автоколебательного стабилизатора. Наиболее существенное отличие состоит в том, что напряжение пульсаций на выходе больше не является определяющим параметром схемы; теперь основное внимание следует обратить на амплитуду сигнала возбуждения. Сигнал возбуждения должен быть треугольной формы, поскольку он поступает на компаратор. Чем ниже напряжение возбуждения, тем больше должен быть коэффициент петлевого усиления стабилизатора. Но нельзя идти слишком далеко по этому пути, потому что шумы и сигналы переходных процессов, в конечном счете, превьсят сигнал рассогласования и приведут к нарушению рабо-

ты. Неустойчивость петли обратной связи является бедствием любой системы при слишком высоком коэффициенте усиления. С увеличением коэффициента петлевого усиления сужается частотный диапазон стабилизатора и, как следствие, становятся плохими переходная характеристика и время восстановления. С другой стороны, высокий коэффициент петлевого усиления приводит к лучшей стабилизации, меньшим пульсациям и более быстрой реакции на шумовые переходные процессы. Тот факт, что коэффициент петлевого усиления зависит от амплитуды треугольного колебания на входе компаратора, приводит к очень удобному методу его определения.

В стабилизаторе с внешним возбуждением ослабить пульсации напряжения можно сильнее, чем в автоколебательном стабилизаторе. Но здесь не должно быть места несдержанному энтузиазму, потому что *ESR* конденсатора выходного фильтра накладывает ограничение на его фильтрующие способности. По сравнению с автоколебательным режимом ослабление входных пульсаций и шума в этом случае хуже. Важная особенность обоих режимов работы состоит в том, что катушка индуктивности L может рассматриваться как накопитель энергии, то есть как источник тока нагрузки, когда переключающий транзистор выключен. Следовательно, катушка индуктивности может рассчитываться одинаково как для стабилизаторов с внешним возбуждением, так и для автоколебательных стабилизаторов.

Однако определять емкость конденсатора исходя из заданного напряжения пульсаций на выходе, здесь не требуется. Удобнее и уместнее использовать выражение для резонансной частоты

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 L},$$

в котором частота f_c много ниже частоты переключений f . Частота f_c обычно составляет от 1/20 до 1/50 частоты переключений. Вероятно максимальное значение частоты f_c могло бы быть порядке $f/5$, но получаемое при этом уменьшение величин L и C приводит к тому, что придется поступиться стабильностью петли регулирования. Частота среза LC -фильтра в стабилизаторах, работающих с частотой от единиц килогерц до нескольких десятков килогерц, обычно лежит в диапазоне от 150 до 500 Гц. Поэтому, ослабление входных пульсаций, имеющих частоты 60, 120 и 180 Гц, по существу передано электронике.

Методы заземления и расположение компонентов

Типичной ошибкой при создании ИИП является предположение, что поскольку в системе используются постоянные напряжения и сигналы

звуковой частоты, то расположение компонент, длина соединительных проводов и методы заземления имеют второстепенное значение. Такой подход может легко привести к неправильной работе, что вызвано тремя причинами:

1. Значительная часть энергии, обмен которой происходит в системе, приходится на высокие гармоники. В связи с этим, важными становятся паразитные параметры и эффекты, связанные с взаимным расположением компонент. Таким образом, часто приходится обращать внимание на расположение компонент устройства так, как это делается в удачных конструкциях блока настройки телевизора.

2. В системе возможны очень высокие значения максимальных токов. Если эти максимальные токи протекают через точки подключения чувствительных частей схемы, то можно быть уверенным, схема будет работать неправильно.

3. Схема имеет высокий коэффициент усиления. Когда компаратор находится между двумя состояниями насыщения, он ведет себя по существу как линейный усилитель. В отличие от большинства применений ОУ, усиление компаратора очень велико в течение коротких переходных процессов между состояниями насыщения, поэтому он очень чувствителен к появляющимся на входах паразитным сигналам. Высокий коэффициент петлевого усиления, имеющийся в высококачественном стабилизаторе, сам по себе вызывает проблемы со стабильностью. Не следует считать что, в связи с наличием в автоколебательном стабилизаторе положительной обратной связи, уже не нужно обращать внимание на появление паразитной положительной обратной связи, все это далеко не так. В системе остается отрицательная обратная связь, обрабатывающая сигнал рассогласования, которая должна удовлетворять критерию устойчивости любой замкнутой системы.

Рис. 15.3 дает некоторые рекомендации по расположению компонент и методах заземления. Самое важное состоит в том, что фиксирующий диод и входной блокировочный конденсатор должны быть подключены к земле в одной точке, как можно дальше от базы переключающего транзистора. Эти компоненты не должны быть заземлены в той же самой точке, которая использована для конденсатора выходного фильтра. В этом случае по всему пространству между этой точкой заземления и нестабилизированным источником питания протекал бы большой уравнивающий ток, создающий индуктивные наводки в различных компонентах и проводниках.

Входной блокировочный конденсатор не всегда изображается на принципиальной схеме и в идеальном случае он не требуется. Но практически, этот компонент необходим, особенно, когда между нестабилизированным источником и переключающим транзистором имеется заметное расстояние.

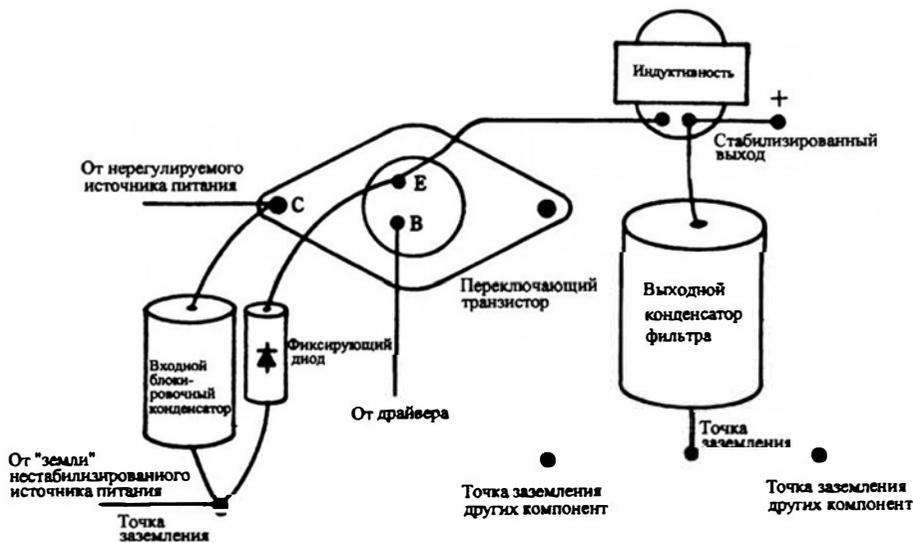


Рис. 15.3. Общие рекомендации по расположению компонент и точек заземления. Идея состоит в том, чтобы не допустить протекания очень больших токов фиксирующего диода и конденсатора входного фильтра или блокировочного конденсатора через индуктивный контур, охватывающий проводник базы транзистора или другие элементы схемы.

Повышение напряжения в схеме параллельной коммутации

Параллельный коммутатор (рис. 15.4) имитирует работу повышающего трансформатора. Когда выключатель размыкается, энергия, запасенная в виде магнитного поля катушки индуктивности, выделяется в форме кратковременного подъема напряжения. Этот «пик», вызванный противо-э.д.с., используется в системе зажигания автомобиля, в телевизоре для создания высокого напряжения и в схемах источников питания счетчика Гейгера. Иногда это явление вызывает так называемые переходные процессы переключения в приложениях, не предназначенных для получения высокого напряжения, где индуктивность часто имеет паразитный характер. Во всяком случае, в рассматриваемой схеме напряжение, возникающее в ходе переходного процесса, заряжает выходной конденсатор C через диод CR . Из-за наличия диода конденсатор не разряжается, когда выключатель замкнут. Конденсатор ведет себя как накопитель, отдающий энергию в нагрузку, но медленнее, чем происходит ее периодическое пополнение.

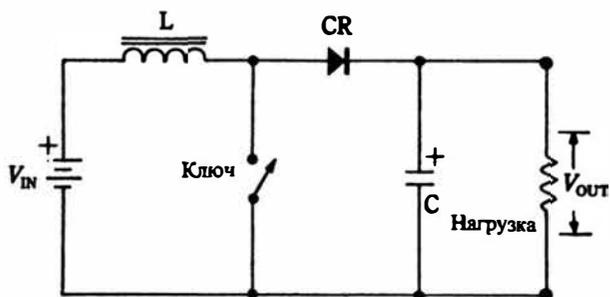


Рис. 15.4. Принцип действия импульсного стабилизатора. Характерная особенность этого метода состоит в том, что выходное напряжение может быть значительно выше входного. Можно сказать, что это повышающий трансформатор постоянного напряжения.

Мало того, что замкнутый ключ изолирован от заряженного конденсатора, он также изолирован от нестабилизированного источника постоянного напряжения V_{IN} . Это достигается благодаря *ограниченному времени замкнутого состояния* ключа. При таких условиях ток, потребляемый от источника V_{IN} , возрастает со временем. Ключ размыкается до того, как ток станет чрезмерно большим, и при этом начнется новый цикл. Конечно, в случае сбоя, когда ключ остался замкнутым, произойдет короткое замыкание. Моменты замыкания и размыкания ключа определяются цепью обратной связи и источником опорного напряжения. Регулирование осуществляется так, что рабочий цикл переключения изменяется, сохраняя выходное напряжение неизменным. Простая схема на рис. 15.4 служит всего лишь иллюстрацией фундаментальных идей, используемых при параллельном методе коммутации.

Напряжение, полученное в этой схеме, прямо зависит от добротности катушки индуктивности и скорости, с которой размыкается ключ. Может показаться, что этот метод сложен в реализации, но оказывается, что препятствий для успешного воплощения этой идеи не много. Цепь обратной связи в реальных параллельных стабилизаторах не очень критична к величине напряжения рассогласования, главное здесь полярность напряжения рассогласования.

Требования к размещению компонент в параллельном импульсном стабилизаторе не сильно отличается от требований, предъявляемых к последовательному импульсному стабилизатору. Поскольку выходное напряжение параллельного стабилизатора выше, чем входное напряжение, переключающий транзистор должен выдержать это более высокое напряжение. Автоколебательные параллельные переключатели разрабатывать сложнее, чем последовательные, поскольку время включенного состояния переключающего элемента должно быть ограничено с тем, чтобы предотвратить протекание через него чрезмерного тока и насыщение катушки индуктивности.

Если выключатель останется надолго разомкнутым, то выходное напряжение будет практически равно входному, потому что падение напряжения на диоде и катушке индуктивности обычно незначительно. Кроме того, выходной ток при разомкнутом ключе равен входному току, а через устройство коммутации ток не течет, что прямо противоположно поведению последовательного переключателя. Таким образом, в параллельном переключателе коммутация необходима только для того, чтобы пополнить выходную мощность, поступающую в нагрузку. В последовательном переключателе коммутация требовалась для ограничения мощности, поступающей в нагрузку.

Параллельный переключатель имеет более низкий к.п.д., чем последовательный, прежде всего потому, что входные токи в нем значительно больше, а это приводит к значительным омическим потерям и потерям при коммутации. Однако, в приложениях, использующих в качестве источника питания батареи, параллельный переключатель может дать не только более высокое напряжение, чем имеет батарея, но и позволяет регулировать его, что простая система импульсного преобразователя постоянного напряжения в постоянное делать не может. В результате схемы параллельной коммутации находят применение во многих новых приложениях, работающих от батарей с низким напряжением, таких как калькуляторы и часы, где особенно важны небольшой размер и к.п.д.

Основное выражение для определения индуктивности катушки в параллельном переключателе можно получить, используя соотношение, имеющееся для последовательного переключателя, учитывая перестановку элементов схемы относительно входного и выходного напряжений. Таким образом:

$$L = \frac{(V_{OUT} - V_{IN})t_{OFF}}{I_L}$$

Время включенного состояния обычно не зависит от параметров LC-контура, а определяется максимальным временем или наихудшим случаем. Часто, время включенного состояния устанавливается фиксированным, определяемым из выражения:

$$t_{ON} = \frac{LI_L}{V_{IN}}$$

а время выключенного состояния изменяется так, чтобы получить желаемое стабилизированное напряжение. Такой подход имеет некоторые преимущества; это значительно упрощает схему запуска переключателя, потому что время включенного состояния не влияет на выходное напряжение. Недостаток заключается в том, что напряжение пульсаций на выходе увеличивается по мере уменьшения среднего тока нагрузки, что ухудшает стабилизацию. Альтернатива состоит в выборе наиболее низкой величины t_{ON}

соответствующей условию минимальной нагрузки, либо в сокращении или изменении времени включенного состояния после запуска.

У параллельных переключателей есть один недостаток, состоящий в том, что они пропускают постоянное напряжение и нет возможности полностью выключить выходное напряжение. В случае если работа переключающего элемента нарушена и он остается открытым, входное напряжение проходит напрямую к нагрузке. Параллельный переключатель, схема которого показана на рис. 15.4, непосредственно не годится для получения выходных напряжений меньших входного.

Видоизмененная схема параллельного переключателя изображена на рис. 15.5. В этой схеме вторичная обмотка катушки индуктивности используется и для изоляции, и для понижения напряжения. Хотя, как показано на рисунке, заземлен вывод, имеющий отрицательный потенциал, можно заземлять и другой вывод. Обратите внимание на маркировку обмоток катушки индуктивности — для правильной работы диод должен быть смещен в обратном направлении в течение времени замкнутого положения ключа. Хорошая катушка индуктивности требует, чтобы обмотки имели сильную связь, иначе на переключающем элементе будут появляться большие броски напряжения, сокращающие предполагаемый срок службы этого устройства.

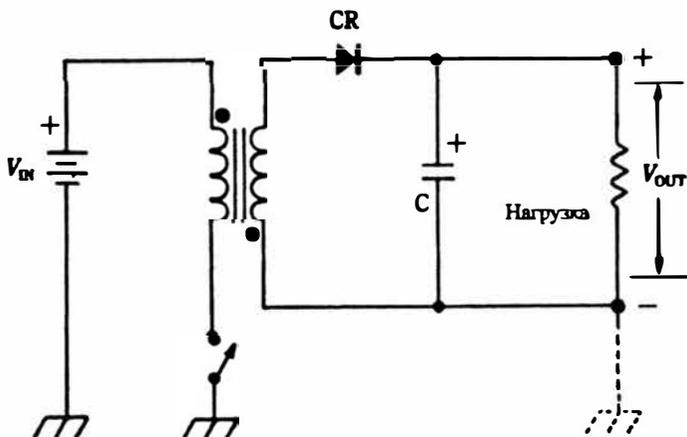


Рис. 15.5. Схема параллельного коммутатора, в котором устранено сквозное прохождение постоянного напряжения. В этой схеме, постоянное выходное напряжение может быть или положительным или отрицательным, а также выше или ниже входного напряжения. Кроме того, здесь осуществлена гальваническая развязка между входной и выходной цепями.

Защита импульсных транзисторов

Идея использования переключения вместо рассеяния мощности на резисторе для регулирования и стабилизации постоянного напряжения и тока

фактически не нова. Однако ее широкое применение в течение длительного времени сдерживалось из-за некоторых предубеждений среди тех, кто занимался источниками питания. Основным среди них было мнение, согласно которому метод переключения по своей природе является ненадежным. Считалось также, что любые преимущества по сравнению с линейными источниками сводятся на нет появлением электрических помех. В конце концов, было достигнуто понимание происходящих процессов, что позволило обеспечить надежность на техническом уровне. Когда, наконец, был установлен контроль над деструктивными переходными процессами переключения, как по мановению волшебной палочки были сняты многие проблемы, связанные с шумами. Как только тайна выхода из строя транзисторов была объяснена, полупроводниковые фирмы приняли меры по производству транзисторов с большей электрической надежностью.

До появления мощных МОП-транзисторов было замечено, что разрушение биполярных переключающих транзисторов могло быть связано с некоторыми условиями эксплуатации. Например, не редко выход переключающего транзистора из строя наступал в момент, когда источник питания подключался к сети переменного напряжения. Это проблема была связана со скачком тока, дополненная уязвимостью транзистора к некоторым комбинациям коллекторного тока и напряжения, что отражено в кривых *SOA*, публикуемых изготовителями транзисторов. Избавиться от этой проблемы позволяют два приема. Первый состоит в использовании термисторов в сети переменного напряжения или в выпрямителе, что снижает первоначальный бросок тока при включении питания. Бросок тока связан с тем, что в первый момент конденсаторы разряжены и с кратковременной работой переключающего транзистора в линейном режиме. Два примера использования термисторов *NTC* приведены на рис. 15.6 и 15.7.

В дополнение к терморезисторам, а иногда и вместо них, большинство ИС управления используют «плавное включение» схемы с задержкой включения переключающего транзистора на доли секунды, после того, как на схему подано напряжение сети. Эта схема кроме того защищает транзистор от разрушения, которое может происходить при выключении питания.

Переключающий транзистор, как оказалось, сам создавал неуправляемого разрушителя. В начале и конце включенного состояния, транзистор оказывается под воздействием неблагоприятных комбинаций коллекторного напряжения и тока. Эти комбинации делают транзистор восприимчивым к фатальному вторичному пробую, когда его разрушение происходит даже при отсутствии наблюдаемого повышения рабочей температуры. Было также обнаружено, что комбинации напряжения и тока, приводящие к пробую при прямом и обратном смещении различны и, вообще говоря, должны рассматриваться отдельно. «Обратное смещение» приложенное к базе выключаемого транзистора может быть просто равным нулю.

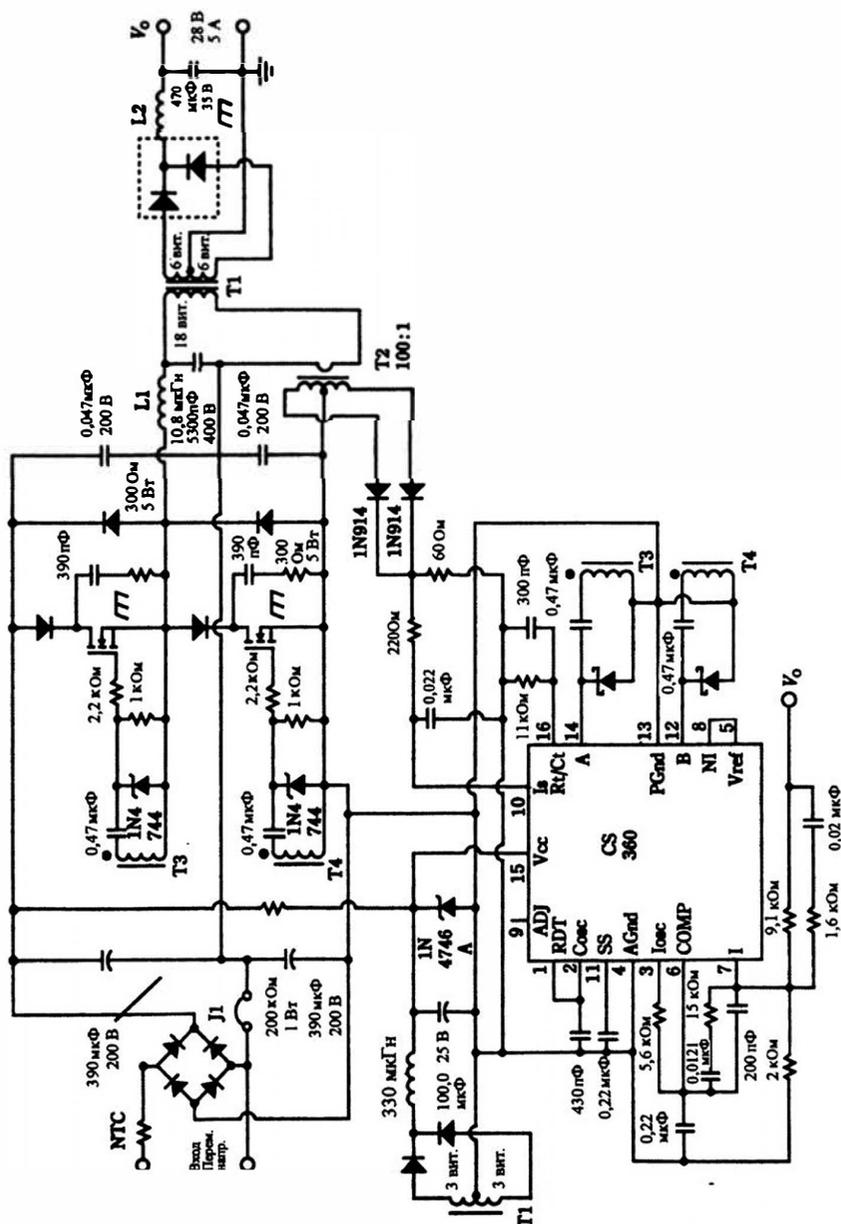


Рис. 15.6. Применение термистора для уменьшения броска тока в преобразователе. В этой схеме термистор NTC помещен в цепь сети переменного напряжения. Cherry Semiconductor Corp.

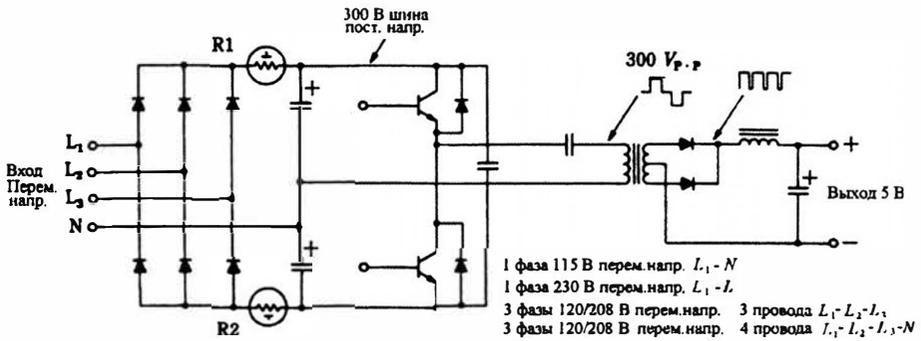


Рис. 15.7. Часть схемы преобразователя, иллюстрирующая применение термисторов. Термисторы R1 и R2 ограничивают бросок тока при включении схемы.

Скорость уменьшения тока при выключении транзистора оказывает влияние на два побочных эффекта. Чем быстрее происходит выключение, тем большим будет бросок напряжения на любой индуктивности, через которую протекает этот изменяющийся ток. Индуктивностью может быть индуктивность рассеяния трансформатора или, при высокой частоте переключения, проводники на плате печатного монтажа. Другой побочный эффект проявляется, когда выключение задерживается или происходит относительно медленно. Это приводит к увеличению рассеиваемой мощности из-за длительного присутствия на транзисторе значительного напряжения при относительно большом токе коллектора. Оба побочных эффекта увеличивают потери при коммутации, снижают к.п.д., увеличивают шум и, что хуже всего, могут разрушить транзистор из-за выхода за границы *RBSOA* (область безопасной работы в режиме обратного смещения).

В идеале хотелось бы видеть, что транзистор выключается мгновенно в схеме не имеющей индуктивности. Оба эти условия невозможно выполнить практически. Быстрое выключение и минимальная индуктивность — вот цель, к которой стремятся на практике. Несмотря на все принятые меры предосторожности, часто энергия, содержащаяся в выбросе, достигает опасной величины. Для поглощения этой кратковременной энергии используются различные методы ограничения и демпфирования. С этой целью был изобретен ряд пассивных цепей. Самой простой, и возможно наиболее часто встречаемой из них, является последовательная *RC*-цепь, соединяющая коллектор с эмиттером, как показано на рис. 15.8. Более сложные цепи могут быть названы амортизирующими.

Оптимальные значения простого *RC*-демпфера лучше всего определять эмпирически. Однако начальные величины можно рассчитать, используя следующие соотношения:

$$C = \frac{I \cdot t_f}{V}, \quad R = \frac{t_{ON}}{C} \quad \text{и} \quad P = \frac{CV^2 f}{2},$$

где

C — емкость в фарадах (умножается на 10^6 , чтобы получить значение в микрофарадах)

V — пиковое напряжение при переключении

R — сопротивление в омах

P — номинальная мощность сопротивления в ваттах

f — частота переключений в герцах.

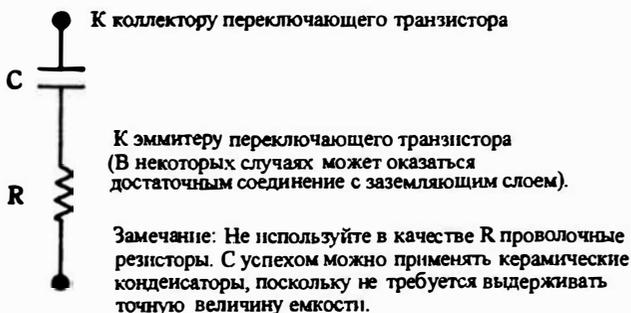
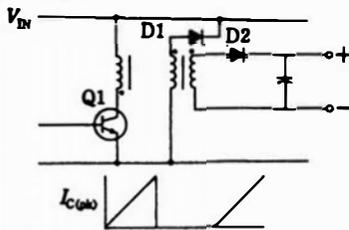


Рис.15.8. Простая демпфирующая RC -цепь, используемая для поглощения обратного броска энергии, накопленной в индуктивности. Конденсатор должен иметь низкую величину ESL ; резистор следует выбирать безиндуктивным.

Напряжение V фактически равняется напряжению V_{CEX} , которое находится в справочниках по транзисторам. Напряжение V_{CEX} должно быть выше входного напряжения V_{IN} или удвоенного входного. Величину, на которую надо ориентироваться, можно выбрать после тщательного анализа различных коммутаторов (показаны на рис. 15.9). Превосходство полумостовой схемы с двухтактным коммутатором в отношении требований к V_{CEX} очевидно. Отметим, также, использование ограничивающих обмоток и ограничивающих диодов для возвращения энергии, накопленной в индуктивности, во входной источник питания.

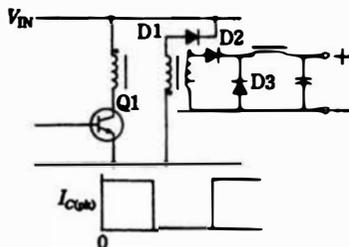
На фиксирующий диод, обычно встречающийся в импульсных источниках питания, обычно не обращали особого внимания до тех пор, пока частоты переключений были в диапазоне от 20 до 40 кГц. Очень часто все полагали, что этот диод осуществляет всего лишь выпрямление, и основная идея состояла в том, чтобы выбрать переключающий транзистор с соответствующими частотными свойствами. В основном использовали схему, изображенную на рис. 15.10. Опыт показывал, что повышение температуры этих двух полупроводниковых приборов было вполне разумным.

1. Однотранзисторный преобразователь обратного хода



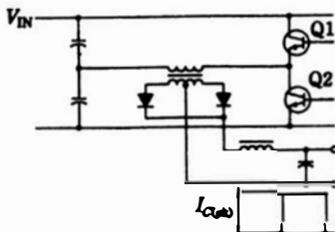
$$V_{CEX} = 2V_{IN} \quad P_O = V_{IN}I_{C(peak)}$$

3. Однотранзисторный прямой преобразователь



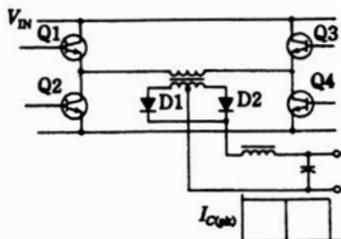
$$V_{CEX} = 2V_{IN} \quad P_O = V_{IN}I_{C(peak)}$$

5. Несимметричный двухтактный мостовой преобразователь



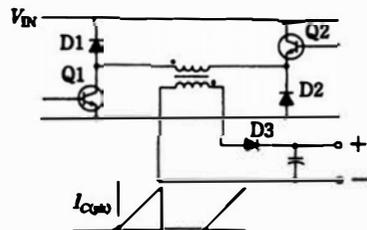
$$V_{CEX} = V_{IN} \quad P_O = V_{IN}I_{C(peak)}$$

7. Двухполупериодный мостовой преобразователь



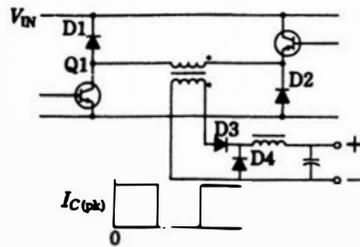
$$V_{CEX} = V_{IN} \quad P_O = V_{IN}I_{C(peak)}$$

2. Двухтранзисторный преобразователь обратного хода



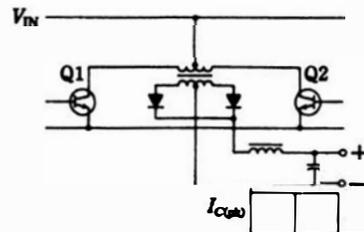
$$V_{CEX} = V_{IN} \quad P_O = V_{IN}I_{C(peak)}$$

4. Двухтранзисторный прямой преобразователь



$$V_{CEX} = V_{IN} \quad P_O = V_{IN}I_{C(peak)}$$

6. Двухтактный преобразователь



$$V_{CEX} = 2V_{IN} \quad P_O = V_{IN}I_{C(peak)}$$

Рис. 15.9. Оценка напряжения на транзисторах в различных импульсных схемах. Для повышения надежности могут быть введены демпфирующие цепи. Кроме того, обратите внимание на ограничивающие обмотки и ограничивающие диоды.

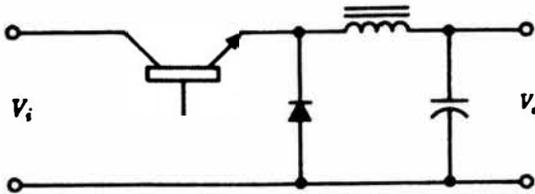


Рис. 15.10. Упрощенная схема, изображающая переключающий транзистор и фиксирующий диод. Неидеальность диода оказывает сильное влияние на безопасность работы переключающего транзистора.

Со временем, по мере того, как стали применяться и более высокие скорости коммутации, и более высокие напряжения, «таинственные» отказы переключающего транзистора стали более частым явлением. На практике это часто сопровождалось выходом из строя других компонент и устройств, и поэтому не было всегда ясно, какой элемент вызвал цепную реакцию. Когда, в конце концов, стало очевидным, что виновником отказа является переключающий транзистор, естественной реакцией было узнать почему. Не стоит слишком удивляться тому, что переключающий транзистор очень легко выходит из строя. Изучение области безопасной работы, изображенной на рис. 15.11, показывает одно слабое место типичного мощного транзистора. Другая опасность связана с вторичным пробоем, который возможен при некоторой комбинации напряжения и тока при выключении транзистора.

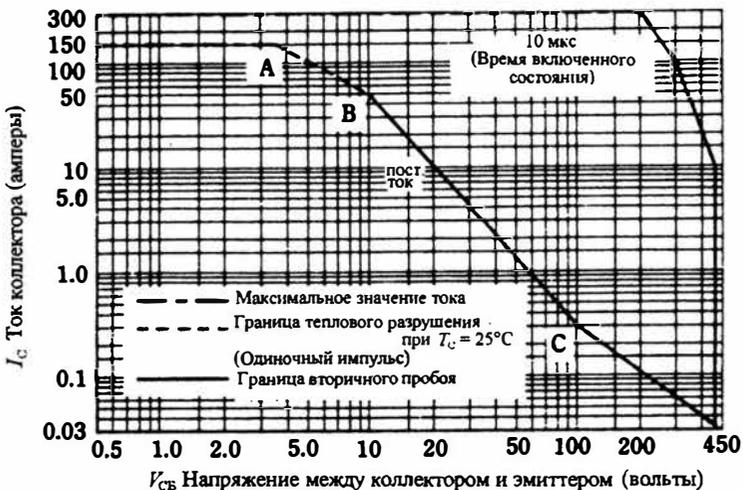


Рис. 15.11. Область безопасной работы (SOA) типичного импульсного транзистора при прямом смещении. Не любая комбинация тока коллектора и напряжения удовлетворяет допустимой рассеиваемой мощности. При некоторых комбинациях происходит разрушение транзистора, скорее всего из-за вторичного пробоя.
Motorola Semiconductor Products, Inc.

До точки *A* существует некоторое предельное значение тока. Можно предположить, что оно в значительной степени определяется внутренними соединениями в транзисторе. На линии от точки *A* до точки *B* различные комбинации тока коллектора и напряжения позволяют оставаться в пределах 500 ватт рассеиваемой мощности. Другими словами, в этой области транзистор ведет себя как резистор, рассчитанный на такую мощность, для которого не слишком существенно соотношение между напряжением и током, лишь бы не была превышена номинальная мощность.

Теперь, просмотрим, что происходит в точке *C*; допустимая рассеиваемая мощность очень быстро снижается до величины около 30 Вт! Теперь уже можно предполагать, что некоторые аномальные режимы в коммутаторе могут вызывать вторичный пробой переключающего транзистора – типичный случай выхода его из строя. Принятие этого предположения приводит к необходимости учитывать естественные отклонения характеристик фиксирующего диода от идеальных. По существу они выражаются в виде конечного падения напряжения на диоде, когда он открыт, задержки открывания, конечного времени восстановления и внутренней емкости. Два последних параметра особенно легко вызывают появление переходных процессов, приводящих к выходу за пределы *SOA*, что приводит к вторичному пробую и разрушению переключающих транзисторов. Фиксирующий диод, фактически являющийся виновником неприятностей, часто сам выходит из строя!

Происходит так, что фиксирующий диод вместо выключения в тот момент, когда включается переключающий транзистор, продолжает проводить, что приводит к протеканию через транзистор большого тока. Замедленное выключение диода связано с накоплением заряда в течение предыдущего включенного состояния. Процесс выключения характеризуется временем восстановления диода. При высоких частотах переключения собственная емкость диода также создает дополнительную нагрузку на переключающий транзистор во время переходного процесса. Основная идея при создании схемы состоит в выборе фиксирующего диода с достаточно малым временем восстановления, чтобы минимизировать нагрузку на переключающий транзистор. Форма сигналов при включении транзистора, изображенных на рис. 15.12, ясно показывает, что дополнительная мощность, рассеиваемая транзистором во время переходных процессов, вызвана неидеальностью характеристик реальных фиксирующих диодов.

Все это кажется достаточно простым, когда понят основной причинно-следственный механизм явления. В реальной жизни создание способов защиты становится искусством и наукой, что связано с наличием разнообразных взаимодействий, необходимости принятия компромиссных решений и влияния паразитных параметров. Например, при прочих равных условиях часто выбирается импульсный транзистор с малым временем нарастания. Однако необходимо учесть, что такие транзисторы могут быть менее надежными по другим параметрам. Быстрое нараста-

ние тока транзистора повышает требование к скорости восстановления фиксирующего диода. Кроме того, включение переключающего транзистора не может быть столь быстрым, как это указывается в справочниках из-за индуктивности проводов. Иногда восстановление диода может оказаться слишком быстрым, что проявляется в виде высокого уровня шумов.

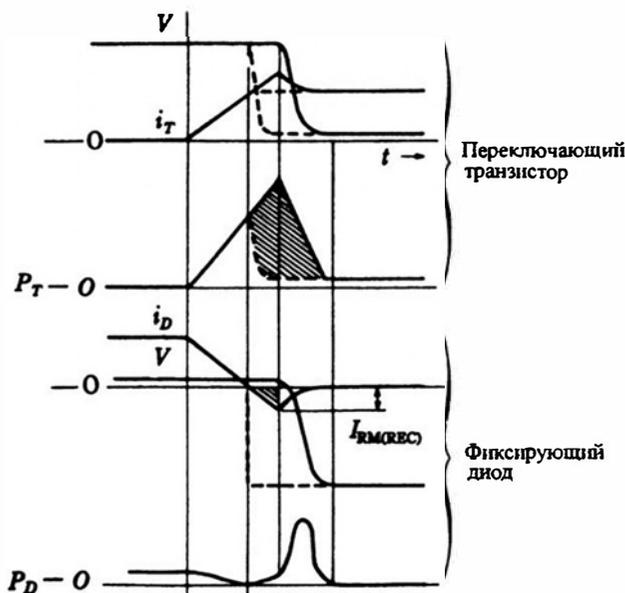


Рис. 15.12. Форма сигналов при включении транзистора с идеальным и реальным фиксирующим диодом. Пунктирные линии соответствуют случаю идеального диода. Заштрихованная область изображает дополнительную мощность, рассеиваемую переключающим транзистором, из-за конечного времени восстановления и емкости реального диода. Unitrode Corp.

Поскольку диод Шотки не накапливает неосновных носителей, у него отсутствует процесс восстановления и, казалось бы, он идеально удовлетворяет требованиям, предъявляемым к фиксирующему диоду, устраняя дополнительную нагрузку на переключающий транзистор при переходном процессе. Однако часто другие факторы препятствуют его использованию, такие как рабочая температура, номинальное напряжение и обратное сопротивление. Кроме того, при высоких частотах переключений, собственная емкость диода Шотки может, по существу, оказывать то же самое влияние на форму сигнала при включении переключающего транзистора, что и процесс восстановления обычного диода.

Периодически повторяющаяся перегрузка, вызванная фиксирующим диодом, представляет большую опасность для переключающего транзистора, хотя его средняя температура может остаться на приемлемом

уровне. Однако периодический выход переключающего транзистора за границы SOA может вызывать вторичный пробой и разрушение. Хотя разрушение представляет собой энергетическое явление, можно напомнить о диэлектрическом пробое конденсатора при кратковременном превышении напряжения. Тепловая энергия, выводимая из строя и переключающий транзистор, и конденсатор, настолько локализована, что не представляется возможным обнаружить повышение температуры до их разрушения.

Мощный МОП-транзистор почти свободен от вторичного пробоя, независимо от того включается он или выключается. Здесь уместно слово «почти», потому что значительная энергия переходного процесса может, конечно, разрушить транзистор. Интересной особенностью является встроенный внутренний диод — паразитная $p\text{-}n$ -структура, возникающая в процессе изготовления транзистора. Она часто используется для протекания обратного тока или как «фиксирующий» диод в коммутаторах. Однако при частотах выше 100 кГц этот диод может быть неподходящим из-за его медленного восстановления. Хотя сам МОП-транзистор может работать с частотами несколько мегагерц, его паразитный диод не так хорош.

Если Вы хотите использовать внешний диод, то можно воспользоваться часто применяемой схемой, показанной на рис. 15.13. Здесь используется внешний фиксирующий диод $D3$. Диод $D2$ переводит внутренний диод в неактивное состояние, блокируя путь его прямого тока. В качестве $D2$ обычно используется диод Шоттки, минимизирующий потери мощности, которые всегда имеют место. На рисунке показан дополнительный диод $D1$, который ограничивает бросок обратного напряжения на первичной обмотке трансформатора или на другой подобной индуктивности. Этот диод также должен быть быстродействующим.

Мощный МОП-транзистор способен работать в более широком диапазоне комбинаций напряжений и токов на выходе, чем биполярный транзистор. С другой стороны у него имеются свои слабые места. Это относится к пробое тонкой пленки двуокиси кремния в структуре затвора. Многие мощные МОП-транзисторы попадают в опасную зону, когда напряжение «затвор-исток» превышает 20В. Некоторые первые транзисторы имели защиту цепи затвора с помощью встроенных стабилитронов. Но позже от этого отказались из-за отрицательного влияния этих диодов на частотные свойства. Некоторые переключающие схемы используют для этой цели внешние стабилитроны или варисторы. На выходе часто применяют демпфирующие цепи, иначе высокое напряжение переходного процесса может попасть на затвор через емкость затвор-сток.

Ради предосторожности советуют упаковывать и обращаться с мощными МОП-транзисторами так, чтобы предотвратить пробой затвора от разряда электростатического электричества. Относительно высокая емкость затвора несколько снижает возможность пробоя; с другой стороны, как только накапливается высокое электростатическое напряжение,

появляется энергия, достаточная для пробоя затвора. Кроме того, повреждение затвора, в некотором смысле хуже, чем разрушение, потому что его трудно обнаружить. Такое неполное повреждение, очень вероятно, сократит срок службы МОП-транзистора при номинальных режимах. Другим источником опасности для затвора является ток утечки паяльника при монтаже схемы. Соответствующее заземление и методы изоляции в процессе хранения и работы щедро оплачиваются тем, что в соответствующей схеме мощные МОП-транзисторы демонстрируют заслуженную надежность.

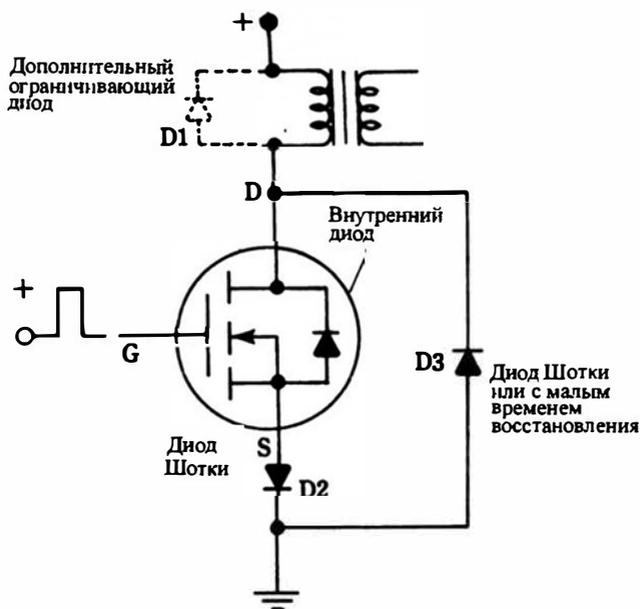


Рис. 15.13. Коммутатор на мощном МОП-транзисторе с внешним диодом $D3$, выполняющим функцию фиксирующего диода. Диод $D2$ в цепи истока разрывает путь току переходного процесса через внутренний диод мощного МОП-транзистора.

Из-за высокой крутизны и хороших частотных свойств, мощный МОП-транзистор подвержен другому явлению, часто приводящему к его разрушению. Вместе с различными паразитными элементами реальной схемы устройство может легко стать автогенератором. Это очень напоминает появление паразитных колебаний в ламповых усилителях радиочастоты. Иногда такое колебание будет существовать без заметного влияния на нормальную работу источника. Однако если амплитуда этого паразитного колебания достигнет высокого уровня, то ухудшится стабилизация или другие характеристики. При данных обстоятельствах выход транзистора из строя вполне вероятен. Причиной отказа обычно является пробой затвора высоким напряжением радиочастоты. Часто используемым средством защиты от такого неблагоприятного исхода являются

ферритовые бусинки, надетые на провод затвора, или резисторы в цепи затвора, либо то и другое. Часто достаточно включить безиндуктивный резистор с сопротивлением 100 ом. Важно, конечно, придерживаться положительного опыта, накопленного при изготовлении персональных компьютеров — проводники должны быть как можно короче, а расположение компонент должно быть таким, чтобы минимизировать связь между входом и выходом схемы. На плате всегда желательно иметь заземляющий слой, а применение экранирования и шунтирования никогда не будет лишним. Побочным результатом подавления паразитных колебаний является снижение радиопомех.

Рекламные материалы говорят, что мощный МОП-транзистор устойчив к повышению температуры. Эта утверждение по существу верно, но исходит оно обычно из отдела маркетинга, а не из технической лаборатории. Практически мощные МОП-транзисторы подвергаются тепловому разрушению так же, как и биполярные транзисторы. Однако требуется очень значительная перегрузка, чтобы вызвать его перегрев. К сожалению, на практике ради снижения стоимости вопросам отвода тепла и безопасности не уделяется достаточно внимания и плохая работа транзистора не редкость. Потребителю мало приятно обнаружить, что мощные МОП-транзисторы могут быть разрушены также, как биполярные транзисторы; утверждение, что механизмом отказа не может быть вторичный пробой или разогрев транзистора, представляет собой чисто академический интерес.

Распространенная ошибка, допускаемая теми, кто впервые создает схемы с мощными МОП-транзисторам, состоит в предположении, что цепь затвора не потребляет тока и поэтому управление такими приборами тривиально. Хотя это справедливо для постоянного тока, но при частом переключении цепь затвора потребляет ток по той причине, что она эквивалентна конденсатору, подключенному к драйверу. Недостаточное возбуждающее напряжение и ток означают, что включенное состояние не будет осуществлено в полной мере. Это, в свою очередь, влечет за собой повышенное падение напряжения на транзисторе, снижение к.п.д. и выделение большого количества тепла. Работа транзистора, как и любого другого устройства, при повышенной температуре уменьшает его надежность. Если ток возбуждения соответствует линейному режиму мощного МОП-транзистора, то неприятности не заставят себя ждать. В любом случае, убедитесь, что драйвер имеет низкое выходное сопротивление и может обеспечить достаточно большой выходной ток.

16

Схемы выпрямителей

Поскольку ИИП позволяют иметь большие допустимые уровни напряжения, поступающего от нестабилизированных источников, существуют неправильные представления о проектировании таких источников. Они состоят в том, что необходимо всего лишь убедиться в наличии достаточного нестабилизированного напряжения при наихудших условиях, что нужен примитивный нестабилизированный источник с элементарным фильтром, и что обо всем остальном позаботится импульсный стабилизатор. Вполне возможно в этом есть доля истины, потому что использование ультразвуковой частоты переключения устраняет пульсации с частотой 60 и 120 Гц в стабилизированном выходном напряжении. Процесс переключения, вместе с отслеживанием сигнала рассогласования цепью обратной связи, обеспечивает электронную фильтрацию. В некоторых импульсных системах, где можно отказаться от силового трансформатора, рассчитанного на частоту 60 Гц (очень привлекательная особенность этих схем), все значительно упрощается.

Основные характеристики нестабилизированных источников заслуживают краткого обзора хотя бы потому, что они являются неотъемлемой частью импульсных стабилизаторов. А слишком беспечное отношение к нерегулируемым источникам приводило к некоторым неблагоприятным последствиям и к характеристикам, далеким от оптимальных.

Основные характеристики выпрямительных схем приведены в табл. 16.1 и 16.2. Более высокий к.п.д. двухполупериодных схем сделал их наиболее распространенными в однофазных системах. Из двух вариантов двухполупериодных схем мостовая схема выпрямителя более предпочтительна, чем двухполупериодная с отводом от средней точки обмотки трансформатора. Во-первых, мост обеспечивает лучший коэффициент использования трансформатора; во вторых, мост не требует никакого отвода от обмотки. Если мостовой выпрямитель применяется в схеме стабилизации без силового 60-герцового трансформатора, то такая система работает и с источником постоянного напряжения, причем полярность источника постоянного напряжения не существенна.

Таблица 16.1. Соотношение между напряжениями в схемах выпрямителей. Напряжения нормированы к уровню постоянной составляющей

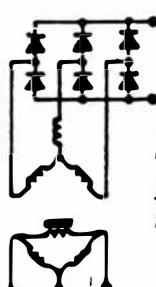
Схема выпрямителя	Форма выходного напряжения	Постоянная составляющая выходного напряжения	Эффективное значение пульсирующей составляющей	Пиковое значение выходного напряжения	Оборотное пиковое напряжение на диоде	Пульсация
 Однотактный выпрямитель		1	1.57	3.14	3.14	121%
 Двухполупериодный с отводом от средней точки обмотки		1	1.11	1.57	3.14	48%
 Двухполупериодный мостовой		1	1.11	1.57	1.57	48%
 3-х фазный мост		1	1.02	1.21	2.09	18.3%
 3-х фазный мост		1	1.00	1.05	1.05	4.2%

Таблица 16.2. Соотношение между токами в схемах выпрямителей

	Однфазный автотрансформатор	Однфазный с отводом от середины	Однфазный мост	Трехфазный мост	Трехфазный мост	Трехфазный мост
Постоянная составляющая выходного тока	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
Постоянная составляющая входного тока на один диод	1.00	0.500	0.500	0.333	0.333	0.333
Эффект. знач. тока на один диод	Резист. нагрузка	0.785	0.785	0.785	0.578	0.578
	Индукт. нагрузка	----	0.707	0.707	0.578	0.578
Пиковый ток на один диод	Резист. нагрузка	3.14	1.57	1.57	1.21	1.05
	Индукт. нагрузка	----	1.00	1.00	1.00	1.00
Отношение пик. тока к пост. на один диод	Резист. нагрузка	3.14	3.14	3.14	3.63	3.15
	Индукт. нагрузка	----	2.00	2.00	3.00	3.00
Резистивная нагрузка						
Эффективное значение тока нагрузки на 1 области Ток вторичной обмотки				1.00	1.00	0.816
				1.00	1.00	0.816

Однофазный мостовой выпрямитель имеет несколько недостатков и может вызывать удивление, что схема с отводом от средней точки (столь популярная в эпоху ламповых схем) возвращается в сложные ИИП. Возрастающая потребность в мощных стабилизированных источниках с низким выходным напряжением и высоким значением тока вызвана требованиями компьютерной техники; общее требование состоит в необходимости иметь напряжение 5 В при токах несколько сот ампер. Ни обычный кремниевый плоскостной диод, ни мостовая схема не могут напрямую использоваться для этих целей, потому что падение напряжения на них приводит к значительному снижению к.п.д. выпрямителя. В этом отношении мостовая схема хуже, чем схема с отводом от середины обмотки, потому что в ней происходит падение прямого напряжения на двух диодах. Рассеяние мощности в выпрямительном диоде пропорционально прямому падению напряжения, так что просто заменяя в мостовой схеме обычные диоды на диоды Шотки, можно вдвое уменьшить рассеиваемую выпрямителем мощность. А если заменить мостовую схему схемой с отводом, получим еще двукратное сокращение рассеиваемой мощности. Таким образом, обходясь без обычно используемого диодного моста и используя два диода Шотки в схеме с отводом у обмотки трансформатора, удастся примерно вчетверо сократить мощность, рассеиваемую в выпрямителе. При напряжении 30 В это возможно не играет заметной роли но когда выходное напряжение всего лишь 5 В, а токи очень большие, выбор схемы выпрямителя имеет большое значение, потому что «обычный» подход в этом случае, сводит на нет высокий к.п.д., который может обеспечить импульсная схема.

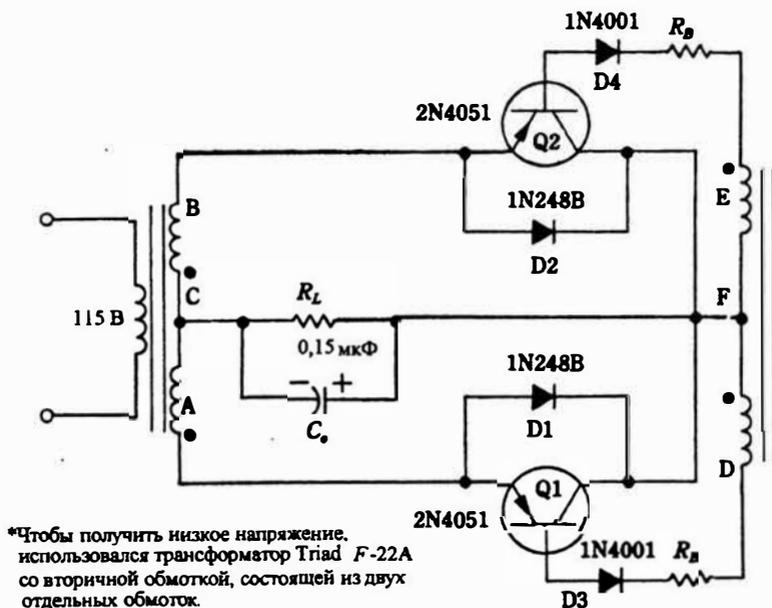
Хотя выпрямитель является простой схемой, ясно, что нельзя не уделять ему внимания и надеяться, что процесс переключения, введение обратной связи или другие методы все исправят. Кроме того, можно ожидать других ловушек. Когда используются обычные диоды или выпрямляются сигналы с частотой выше 20 кГц, о себе заявляют другие проблемы. Об этом говорилось в главе 13, хотя там основное внимание было направлено на характеристики, а не на рассеяние мощности в выпрямительных диодах.

Синхронное детектирование

На начальном этапе применения плоскостных диодов германиевый диод получил значительный приоритет в развитии по сравнению с другими полупроводниковыми приборами. Эти диоды, однако, практически вышли из употребления с появлением кремниевых устройств. Кремниевый диод продемонстрировал более высокие качества при работе с большими мощностями и при более высоких температурах. Кроме того, кремниевые приборы имеют существенно меньший обратный ток и у них можно сделать намного выше рабочее напряжение. Однако германиевый плоскостной диод имеет один параметр, по которым он превосходит лучшие кремниевые приборы: у него низкое прямое падение напряжения. Конструкторы и экс-

периментаторы сожалели об уходе в небытие германиевого диода всякий раз, когда сталкивались с приложением, требующим низкого прямого падения напряжения. Одним из таких случаев является выпрямление низких напряжений при высоких значениях тока. К счастью, несколько ведущих полупроводниковых фирм продолжают производство германиевых приборов, прежде всего мощных германиевых транзисторов. Известно, что эти транзисторы имеют очень низкое напряжение насыщения $V_{CE(SAT)}$, порядка 0,3 В даже при токах выше 50 А. Поэтому вполне естественно подумать относительно использования транзисторов для выпрямления.

Фирма Motorola Semiconductor Products исследовала эту возможность и создала практическую схему, представляющую собой синхронный выпрямитель, показанный на рис. 16.1.



*Чтобы получить низкое напряжение, использовался трансформатор Triad F-22A со вторичной обмоткой, состоящей из двух отдельных обмоток.

Рис. 16.1. Схема двухполупериодного синхронного выпрямителя. Здесь используется низкое напряжение насыщения мощных германиевых транзисторов, чтобы получить высокий к.п.д. при низких или умеренных напряжениях и больших токах. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Среди практиков, даже малоопытных, давно было известно, что транзисторы можно использовать в качестве диодов, соединяя коллектор с базой. Но падение напряжения между коллектором и эмиттером у транзистора в режиме насыщения даже ниже, чем при использовании его в качестве диода, когда коллектор соединен с базой. Поэтому, желательно использовать это свойство транзистора для создания синхронного выпрямителя. Интересное сравнение изменения напряжения синхронного выпрямителя с выпрямителями, использующими обычные диффузионные диоды и диоды

Шотки, показано на рис. 16.2. Зависимость к.п.д. от тока нагрузки для трех выпрямителей приведена на рис. 16.3. Обратите внимание на чрезвычайно низкие значения выходных напряжений. Испытания проводились с 60-герцовыми прямоугольными колебаниями, полученными от инвертора.

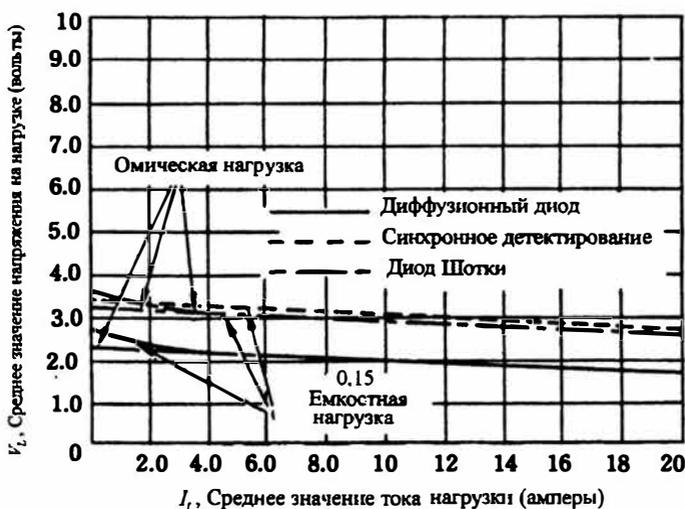


Рис. 16.2. Зависимость напряжения на выходе синхронного выпрямителя от тока нагрузки. Графики позволяют сравнить характеристику синхронного детектора с двухполупериодными схемами с отводом от середины обмотки, использующими диоды Шотки и обычные диффузионные кремниевые диоды. Во всех случаях использовался источник прямоугольных колебаний с частотой 60 Гц. Motorola Semiconductor Products, Inc.

На сколько можно повысить частоту, сохраняя высокий к.п.д. синхронного выпрямителя, зависит до некоторой степени от используемых германиевых транзисторов, от того выпрямляется синусоидальное или прямоугольное напряжение и от характера нагрузки. Возможно, что трудности связанные с накоплением заряда могут встретиться уже при частоте выше 3 кГц. С другой стороны, поскольку мощные германиевые транзисторы успешно применяются в инверторах на гораздо более высоких частотах, проблемы накопления заряда могут быть преодолены или в достаточной степени решены с использованием методов, позволяющих ускорить отклик в логических схемах.

Диоды $D1$ и $D2$ (рис. 16.1) проводят только тогда, когда транзисторы в течение короткого времени находятся в ненасыщенном состоянии и легко могут выйти из строя, потому что выходят за границы области безопасной работы. Такой режим работы обычно является результатом влияния емкостных нагрузок. Диоды $D3$ и $D4$ также помогают решению этой задачи, способствуя более быстрому уменьшению напряжения прямого смещения на переходе база-эмиттер.

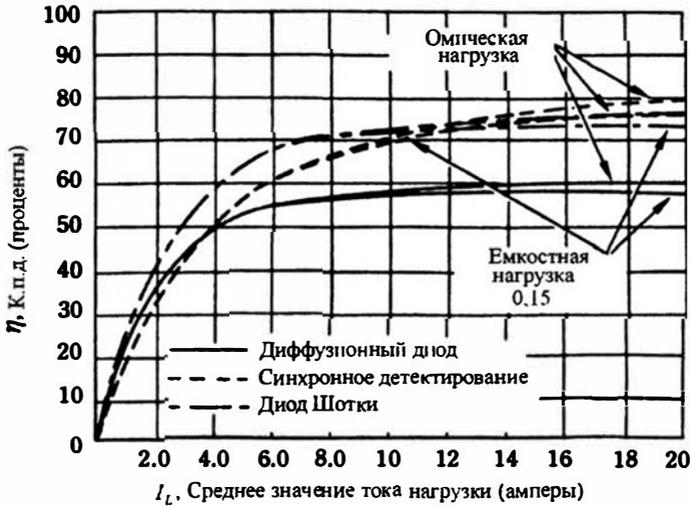


Рис. 16.3. Зависимость к.п.д. выпрямителя от тока нагрузки для трех схем выпрямителей. Графики дают сравнение синхронного детектирования с двухполупериодными схемами с отводом от середины обмотки, использующими диоды Шотки и обычные диффузионные кремниевые диоды. Во всех случаях использовался источник прямоугольных колебаний с частотой 60 Гц. Motorola Semiconductor Products, Inc.

При повышении температуры воздуха до 80°C , к.п.д. выпрямителя изменялся незначительно. Были исследованы также однополупериодные варианты схемы. С учетом свойственных такому выпрямлению ограничений, параметры синхронного детектора были сравнимы с параметрами схемы, использующей диоды Шотки и значительно превосходили параметры однополупериодного выпрямителя с обычными диффузными диодами. Таким образом, синхронное детектирование, использующее германиевые транзисторы, продемонстрировало свои достоинства, когда необходимо выпрямлять низкие напряжения при больших токах нагрузки. Нагрузками, предъявляющими такие требования, являются логические схемы ЭСЛ, И²Л, ТТЛ, ДТЛ, РТЛ и низковольтные цифровые системы на МОП-транзисторах. Другими устройствами, которым требуются низкие напряжения или большие токи, являются термоэлектрические холодильники и часто электромагнитные соленоиды. Кроме того, имеются много электрохимических процессов, которые предъявляют к источникам питания аналогичные требования. Лучшим решением может быть использование мощных МОП-транзисторов. Некоторые из них имеют очень низкое падение напряжения между стоком и истоком даже при высокой частоте и высокой температуре (компания General Electric разработала 20-амперный транзистор специально для применения в синхронных выпрямителях).

Подводные камни

Очевидно, что нерегулируемый источник питания может быть совсем простым. Отмечалось также, что импульсный стабилизатор с проходным транзистором достаточно нетребователен к изменениям входного напряжения и качеству фильтрации нестабилизированного постоянного напряжения. И все же эти два устройства доставили много огорчений. Бывает, что вход импульсного стабилизатора имеет отрицательное сопротивление. Математически можно показать, что колебания вызванные наличием положительной обратной связи, ударного возбуждения или отрицательного сопротивления очень похожи. Следовательно, длинные провода между переключателем и нестабилизированным источником часто могут приводить к неожиданно мощным радиочастотным колебаниям. В сущности, эта конструкция оказывается высокочастотным генератором, работающим в классе С; провода играют роль длинной линии или резонансного контура. Тот факт, что колебания являются непреднамеренными, не предохраняет переключающий транзистор от разрушения. Применение в нестабилизированном источнике LC -фильтров является причиной появления других режимов и частот колебаний. Вообще, если применяется индуктивность, то в фильтре должен использоваться конденсатор очень большой емкости, чтобы понизить сопротивление резонансного контура, наблюдаемого со стороны переключающего транзистора. Иногда хорошие результаты дает включение последовательно с конденсатором фильтра резистора с малым сопротивлением, чтобы понизить добротность резонансной цепи. К счастью, часто в фильтре можно обойтись без дросселя; это, кроме того, полезно как в отношении стоимости, так и с точки зрения габаритов.

Умножители напряжения

До недавнего времени умножители напряжения недооценивали. Многие разработчики рассматривают эти схемы с точки зрения ламповой технологии, и поэтому упускают некоторые прекрасные возможности. Хорошо известно, каким удачным решением стало применение утроителей и учетверителей напряжения в телевизорах. К счастью, нам не надо решать задачи, касающиеся рентгеновского излучения в ИИП, но схема умножения напряжения часто может быть полезна для дальнейшего сокращения габаритов после того, как достигнут очевидный предел обычными методами, использующими высокочастотную коммутацию и удалены трансформаторы, работающие с частотой 60 Гц. В других случаях умножители напряжения могут обеспечить изящный способ получения дополнительного выходного напряжения, используя одну вторичную обмотку трансформатора.

Многие учебники подробно останавливаются на недостатках умножителей напряжения. Утверждается, что у них плохая стабильность напряже-

ния и они слишком сложны. Констатация этих недостатков имеет под собой почву, но основана она на опыте применения ламповых схем, которые всегда работали с синусоидальными напряжениями с частотой 60 Гц. Свойства умножителей напряжения значительно улучшаются, когда они работают с прямоугольными, а не с синусоидальными напряжениями, и особенно при работе с высокими частотами. При частоте переключения 1 кГц, и тем более при 20 кГц, умножитель напряжения заслуживает переоценки его возможностей. Учитывая, что для прямоугольного колебания пиковое и среднее квадратичное значение равны, конденсаторы в схеме умножителя имеют намного большее время накопления заряда, по сравнению со случаем синусоидальных колебаний. Это проявляется в повышении стабильности напряжения и улучшении фильтрации. Известно, что очень хорошая стабильность возможна и при синусоидальном напряжении, но только за счет конденсаторов большой емкости. Некоторые полезные схемы умножителей напряжения показаны на рис. 16.4. Два различных изображения одной и той же схемы на рис. (А) показывает, что способ начертания схемы может иногда вводить в заблуждение.

Хотя стабильность теперь не является большой проблемой в умножителях напряжения, очень хорошая стабильность вовсе не обязательна в системе, где об окончательной стабилизации выходного постоянного напряжения позаботятся один или несколько контуров обратной связи. В частности, некоторые умножители напряжения очень хорошо работают при 50-процентном рабочем цикле инвертора. Соответствующие умножители напряжения рекомендуются в качестве нестабилизированного источника питания, обычно предшествующего схеме стабилизации с петлей обратной связи. Как правило, такое использование связано с преобразователем постоянного напряжения в постоянное. Например, напряжение сети с частотой 60 Гц можно выпрямить и удвоить. Затем это постоянное напряжение используется в мощном преобразователе постоянного напряжения в постоянное, который можно выполнить в виде импульсного стабилизатора. Заметьте, что этот метод дает возможность получить высокое выходное напряжение без трансформатора, работающего на частоте 60 Гц.

Умножитель напряжения облегчает создание хорошего инвертора. Трансформатор инвертора лучше всего работает с коэффициентом трансформации около единицы. Значительные отклонения от этой величины, особенно при повышении напряжения, часто приводят к появлению достаточно большой индуктивности рассеяния в обмотках трансформатора, что вызывает неустойчивую работу инвертора. Так, те, кто экспериментировали с инверторами и преобразователями хорошо знают, что наиболее вероятным сбоем в работе даже простой схемы являются колебания, частота которых отличается от расчетной. А индуктивность рассеяния может легко привести к разрушению переключающих транзисторов. Этой проблемы можно избежать, применяя умножитель напряжения, чтобы использовать трансформатор с коэффициентом трансформации около единицы.

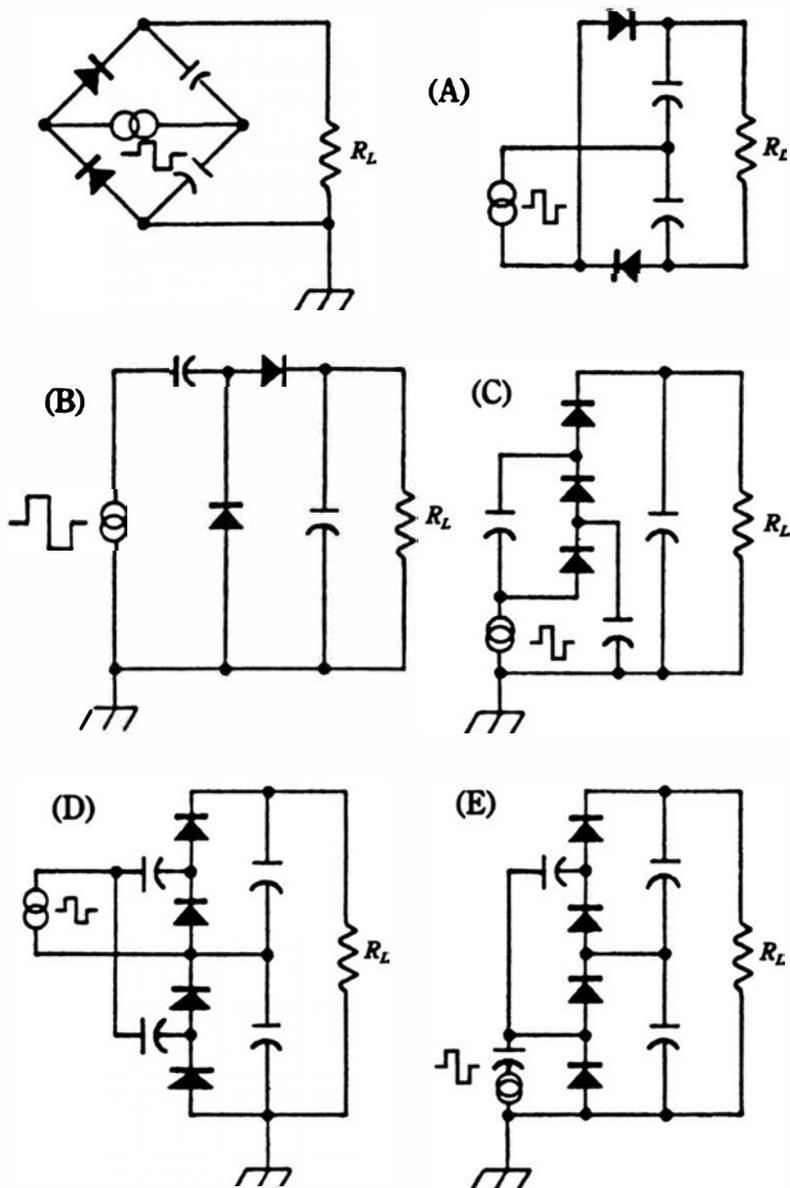


Рис. 16.4. Схемы умножителей напряжения. Обе схемы на рис. (А) электрически идентичны. Обратите внимание на допустимые и запрещенные варианты заземления различных цепей — в некоторых случаях генератор и нагрузка не могут использовать одну и ту же точку заземления.

Когда мы имеем дело с напряжениями синусоидальной формы, следует помнить, что умножители напряжения оперируют с пиковым значением.

нием напряжения. Таким образом, так называемый удвоитель напряжения, работающий с входным напряжением, имеющим эффективное значение 100 В, даст на выходе напряжение холостого хода $2 \times 1,41 \times 100 = 282$ В. Таким образом, если емкость конденсаторов велика, а нагрузка относительно небольшая, то результат больше похож на утроение входного эффективного значения напряжения. Подобное рассуждение справедливо и для других умножителей.

Если принять равными емкости всех конденсаторов и синусоидальное напряжение на входе, то умножители напряжения должны иметь величину ωCR не менее 100, где $\omega = 2\pi f$, рабочая частота выражена в герцах, емкость в фарадах, а R — эффективное сопротивление в омах, соответствующее самой низкоомной нагрузке, которая может быть подключена. В этом случае выходное напряжение составит не менее 90% от максимально достижимого постоянного напряжения и будет относительно слабо изменяться. Для напряжения прямоугольной формы величина ωCR может быть значительно меньше 100.

При выборе схемы умножения напряжения следует уделить внимание заземлению. На рис. 16.4, символ генератора обычно представляет вторичную обмотку трансформатора. Заметьте, что если один из выводов нагрузки должен быть заземлен, то в однополупериодных схемах возможно заземление одного вывода трансформатора, а в двухполупериодных вариантах нет. Двухполупериодные схемы удобны для получения источников с двуполярным выходом, у которых один выход имеет положительный потенциал относительно земли, а другой — отрицательный, и на каждом выходе имеется половина полного выходного напряжения.

Схемы, показанные на рис. 16.4(A), идентичны и являются двухполупериодными выпрямителя с удвоением напряжения. Схема на рис. В представляет собой однополупериодный выпрямитель с удвоением напряжения. Схема рис. С работает как однополупериодный утроитель. Двухполупериодный учетверитель показан на рис. D, а однополупериодный учетверитель на рис. Е. Подобные умножители напряжения, находят широкое применение в телевизионных источниках питания обратного хода, обеспечивающих кинескопы высоким напряжением. Они используются также в счетчиках Гейгера, лазерах, электростатических сепараторах и т.д.

Хотя двухполупериодные умножители напряжения имеют лучшую стабильность и меньшие пульсации, чем однополупериодные, практически различия становятся небольшими, если используются прямоугольные колебания высокой частоты. Используя конденсаторы большой емкости, всегда можно улучшить стабильность напряжения и уменьшить пульсации. Вообще, при частоте 20 кГц и выше, наличие у однополупериодных умножителей общей точки заземления оказывает определяющее влияние на выбор конструктора.

Соединяя большое число элементарных каскадов, можно получать очень высокие постоянные напряжения. Хотя этот способ не нов, реально осуществить его, используя полупроводниковые диоды, оказалось

проще, чем с прежними ламповыми выпрямителями, которые осложняли задачи изоляции и стоимости из-за цепей накала. Два примера многокаскадных умножителей напряжения показаны на рис. 16.5. Они умножают амплитудное значение входного переменного напряжения в восемь раз. В схеме на рис. 16.5А, ни на одном конденсаторе напряжение не превышает величины $2E$. Отличительной особенностью схемы, изображенной на рис. 16.5В является общая точка земли для входа и выхода. Однако номинальные напряжения конденсаторов должны постепенно повышаться по мере того, как они приближаются к выходу схемы. Хотя при частоте 60 Гц это приводит к увеличению габаритов и стоимость, но при высоких частотах эти недостатки менее чувствительны. Диоды в обеих схемах должны выдержать пиковое входное напряжение E , но для надежности следует применять диоды с номинальным напряжением, по крайней мере, в несколько раз выше, чем E . В этих схемах обычно используются конденсаторы, имеющие одинаковые емкости. Чем больше емкость конденсаторов, тем лучше стабильность и меньше пульсации. Однако конденсаторы большой емкости накладывают повышенные требования к диодам в отношении максимальных значений токов.

Схема, показанная на рис. 16.6, оказалась очень полезной для применения в электронике. Заметьте, что она работает от однополярной последовательности импульсов. Это схема умножителя напряжения Кокрофта-Уолтона, которая часто встречается в литературе. Хотя все конденсаторы могут иметь одну и ту же емкость и одно и то же номинальное напряжение E , но лучше воспользоваться следующим подходом:

Сначала рассчитываем емкость выходного конденсатора C_0

$$C_0 = \frac{I_0 t}{V}$$

где I_0 — выходной ток в амперах, а t — длительность однополярного импульса в микросекундах. Пусть в качестве примера $I_0 = 40$ мА. Если Вы принимаете, что частота равна 20 кГц, то t составляет половину величины обратной 20 кГц, или

$$t = \frac{1}{2 \times 20 \times 10^3} = 25 \times 10^{-6} \text{ с}$$

В качестве напряжения V принимается максимальная величина пульсаций. Разумной можно считать величину 100 мВ, тогда

$$C_0 = \frac{40 \times 10^{-3} \times 25 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-3}} = 10 \text{ мкФ}$$

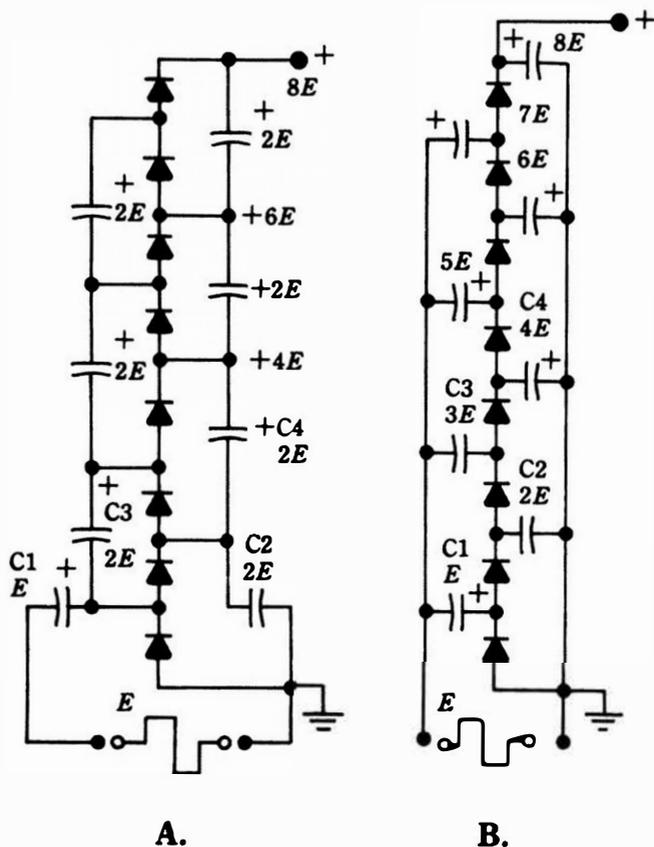


Рис. 16.5. Два варианта многокаскадного умножителя напряжения. (А) В этой схеме ни на одном конденсаторе нет напряжения выше $2E$. (В) Особенностью этой схемы является общая точка заземления для входа и выхода.

По мере приближения ко входу схемы емкость конденсаторов постепенно увеличивается в несколько раз по сравнению с емкостью последнего конденсатора C_0 . Эти вычисления простые, но могут оказаться неверными, если на них не обратить пристального внимания. Отметим числа, стоящие рядом с конденсаторами в схеме на рис. 16.6. Это коэффициенты, на которые надо умножить емкость C_0 , чтобы получить фактическую величину емкости. Таким образом, емкость конденсатора, обозначенного номером 2 равна $2C_0$ или в нашем примере $10 \text{ мкФ} \times 2 = 20 \text{ мкФ}$. Конденсатор C_5 имеет емкость $5C_0$ или 50 мкФ . А первый конденсатор C_{11} имеет емкость $11C_0$ или 110 мкФ .

Откуда берутся эти числа? Они представляют относительные значения токов вдоль цепи. Если рядом с конденсаторами нет чисел, показанных на рис. 16.6, Вы можете определить их, используя выражение $(2n-1)$. Здесь n представляет коэффициент умножения входного напря-

жения. Очевидно, что в умножителе на шесть $n = 6$. Вы начинаете с входного конденсатора и находите, что $2n-1 = 11$. Затем продолжаете вдоль нижнего ряда конденсаторов, получая последовательно $2n-3$, $2n-5$, $2n-7$, $2n-9$ и, наконец, для $C_0 - (2n-11)$. Затем, следуя этой процедуре, начинаем с первого конденсатора слева в верхнем ряду. На сей раз, множители C_0 , следующие: $2n-2$, $2n-4$, $2n-6$, $2n-8$ и, наконец, для правого замыкающего конденсатора $2n-10$.

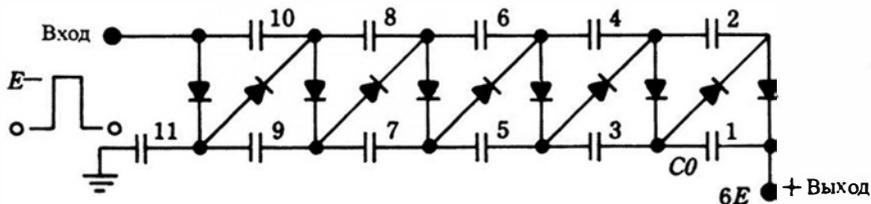


Рис. 16.6. Умножитель напряжения на шесть, работающий от источника однополярных импульсов. Назначение чисел рядом с конденсаторами объяснено в тексте.

То, что конденсаторы около входа имеют большую емкость, чем те, которые ближе к выходу, связано с перекачкой заряда, который естественно должен быть достаточно большим на входе. В течение одного цикла происходит $2n-1$ переносов заряда. При каждом из таких переносов, происходит естественная потеря энергии. Эти потери энергии минимальны, если емкости конденсаторов рассчитаны так, как было сказано выше.

Первое испытание любого умножителя напряжения должно проводиться с переменным автотрансформатором или с каким-нибудь другим устройством, позволяющим плавно повышать входное напряжение. В противном случае скачком тока могут быть разрушены диоды. Строгость соблюдения этого правила зависит от таких факторов, как емкость конденсаторов, уровень мощности, частота, ESR конденсаторов и, конечно, номинальный пиковый ток диодов. Возможно, на входе умножителя необходимо поместить терморезистор, или резистор, включаемый с помощью реле. С другой стороны, во многих случаях можно обойтись вообще без защиты, потому что вполне доступны диоды, работающие с большими пиковыми токами. Иногда, защита «невидима», например, трансформатор на входе просто не может обеспечить большой скачок тока.

При работе с высокими напряжениями величина прямого падения напряжения на диодах не существенна. При низком напряжении накапливающееся падение напряжения на диодах может помешать достижению требуемого выходного напряжения и существенно понизить к.п.д. умножителя напряжения. Следует убедиться, что время обратного восстановления диодов совместимо с частотой входного напряжения. Иначе, рассчитанный коэффициент умножения напряжения будет «загадочно» отсутствовать.

Особенности выпрямителей для инверторов и стабилизаторов

В качестве помощи тем, кто успешно проектировал фильтры к выпрямителям в нестабилизированных источниках питания на частоты 60 и 400 Гц, дадим несколько рекомендаций, относящихся к высокочастотным преобразователям и импульсным стабилизаторам. Там, где это возможно, применение метода обратного хода часто оказывается экономически оправданным, потому что можно обойтись без дросселя фильтра. В других вариантах коммутатора дроссель или является одним из основных компонент, необходимых для работы, или используется как часть эффективного выходного LC -фильтра.

Низковольтные стабилизированные источники, рассчитанные на большие токи, все больше и больше используются для питания больших универсальных вычислительных систем. Применение мостовой схемы выпрямителя для таких источников не эффективно, потому что падение прямого напряжения на двух диодах составляет заметную часть от 5 В, которые необходимо иметь на выходе. Двухполупериодный выпрямитель с отводом от середины обмотки трансформатора в данном случае лучше. Однополупериодное выпрямление можно использовать, если принято компромиссное решение в отношении пульсации на выходе и стоимости фильтра.

Как уже указывалось, другой причиной рассеяния мощности в выпрямителе является накопление заряда в обычных выпрямительных диодах, которые могут хорошо работать на частотах ниже килогерца. Поскольку современные преобразователи и стабилизаторы работают на частоте 20 кГц и выше, становится необходимым использовать или кремниевые диоды с малым временем восстановления (диоды с диффузией золота), или диоды Шотки. Особенностью диодов Шотки является очень низкое прямое падение напряжения, но обратный ток у них быстро растет с повышением обратного напряжения и температуры. Они хороши для источников с напряжением 5 В, но могут быть мало пригодными для использования в источниках с выходным напряжением 15 – 20 В. Привлекательной чертой диодов Шотки является то, что их можно включать параллельно без включения балластных сопротивлений, рассеивающих мощность. Однако надо убедиться, что все параллельно соединенные диоды работают при одной и той же температуре.

Выходной трансформатор для источников питания, работающих с большими токами, должен иметь, если следовать практике построения источников с малыми токами, очень толстые намоточные провода. Однако в этом случае лучше использовать несколько вторичных обмоток, намотанных проводом умеренного размера. Тогда, особенно, если применяются диоды Шотки, чтобы обеспечить полный ток нагрузки несколько выходов однополупериодных выпрямителей соединяются параллельно. Этот прием можно использовать и в двухполупериодном выпрямителе с отводом от середины обмотки, улучшая тем самым свойства системы выпрямитель-фильтр, работающей при больших токах. При пользовании этой методикой следует убедиться в правильной фазировке отдельных обмоток.

Применение импульсных источников питания

Одним из лучших способов познакомиться с техникой использования ИИП, является изучение инструкций по применению, издаваемых крупными изготовителями электронного оборудования. Чтобы успешно продавать свои изделия, эти фирмы должны разрабатывать их так, чтобы они, с одной стороны годились для вновь появляющихся приложений, а с другой стороны стимулировали создание новых приложений, оптимально использующих уже выпущенные устройства. Только состоятельный бизнес может финансировать и поддерживать такую программу. Такие фирмы уже многое сделали в схемотехнике, чтобы облегчить потребителю пользование их изделиями. В конкретном случае с ИПП удивительно, сколько денег, времени и усилий было напрасно вложено небольшими фирмами в стремлении создать схему или систему, уже разработанную с максимальными удобствами для пользователя в больших фирмах. Человек, хорошо осведомленный в электронике, может найти в технических инструкциях немало интересных и разнообразных схем и некоторые из них приспособить к своим собственным потребностям или попытаться применить их с использованием режимов, несколько отличающихся от рекомендованных.

Общие рекомендации

Среди свойств автоколебательного импульсного стабилизатора можно отметить следующие:

— Хорошо подавляются входной шум и пульсации нестабилизированного входного напряжения.

— Напряжение пульсаций на выходе может определяться гистерезисом, установленным в компараторе, но его нижняя граница зависит от *ESR* конденсатора выходного фильтра.

— Резонансная частота *LC*-фильтра обычно не выше одной двадцатой от частоты переключений.

— *ESR* конденсатора является основным конструктивным параметром коммутатора. В то же самое время нужно учесть, что низкий *ESR* предотвращает чрезмерный нагрев конденсатора.

— Полный размах тока в катушке индуктивности не должен вызывать ни скачков тока, ни насыщения сердечника. Номинальное отклонение

этого тока, имеющего треугольную форму, должно быть около 10 процентов выше и ниже постоянного тока, протекающего через нагрузку; это всего лишь примерная, но разумная для многих приложений величина.

— Импульсный стабилизатор с внешним возбуждением имеет схему во многих отношениях подобную схеме автоколебательного стабилизатора. Обе используют транзисторный коммутатор, выходной LC -фильтр и фиксирующий диод. Однако имеются существенные различия и в конструкции, и в работе:

— Пульсации и шумы нестабилизированного входного источника приводят к ухудшению стабилизации выходного напряжения, так как нестабилизированный источник неблагоприятно влияет на стабилизацию постоянного напряжения системы в целом.

— В отличие от автоколебательного режима, режим с внешним возбуждением не накладывает никаких ограничений на величину пульсации на выходе.

— ESR конденсатора фильтра не является определяющим параметром импульсного стабилизатора с внешним возбуждением, но он должен быть низок, чтобы избежать чрезмерного повышения температуры конденсатора при протекании пульсирующего тока. Повышение температуры пропорционально мощности PR .

— В коммутаторе с внешним возбуждением коэффициент петлевого усиления определяется амплитудой возбуждающего напряжения, имеющего треугольную форму, которое накладывается на опорное напряжение. Малые амплитуды сигнала возбуждения соответствуют высокому коэффициенту петлевого усиления, который нужен для того, чтобы подавить пульсации нестабилизированного источника питания; однако, слишком большой коэффициент петлевого усиления делает компаратор чувствительным к другим источникам шума и это может ухудшать стабилизацию и стабильность.

— Частотная характеристика коммутатора с внешним возбуждением хуже, чем у автоколебательного, работающего с той же самой частотой переключения. Это отрицательно сказывается на скорости реакции и времени восстановления.

Ни автоколебательный стабилизатор, ни стабилизатор с внешним возбуждением не могут за счет цепи обратной связи полностью подавить пульсации с частотой переключений.

Стабилизаторы, использующие параллельную коммутацию

Обычные параллельные импульсные стабилизаторы характеризуются непосредственной связью по постоянному току выхода с нестабилизированным источником питания. Это означает, что выходное напряжение может быть выше, но не ниже, уровня входного нестабилизированного

напряжения. Уменьшение напряжения можно получить используя катушку индуктивности с вторичной обмоткой. Параллельный транзистор в любом случае должен выдерживать относительно высокие максимальные токи, поэтому параллельный стабилизатор используется только при относительно низких уровнях мощности. Хотя не существует никакого жесткого правила, тем не менее, параллельная схема стабилизации редко используется при уровне выходной мощности выше 150 Вт; исключения составляют случаи, когда важна не стоимость, а другие факторы. При малых уровнях мощности, однако, можно воспользоваться полезными свойствами этого стабилизатора, например, получить заметное повышение напряжения. Эта схема недавно появилась в калькуляторах, часах, счетчиках Гейгера и источниках питания ламп дневного света. Некоторые трудности с фильтрацией могут быть вызваны формой импульсов обратного хода, когда коммутатор открывается. С другой стороны, некоторые специалисты считают, что этот тип импульсного источника питания создает меньше радиопомех, чем обычный последовательный коммутатор.

Инверторы и преобразователи

При работе с инверторами и преобразователями нельзя игнорировать «очевидно» второстепенные конденсаторы, RC -цепи и диоды, часто связанные с основной схемой. Обычно они демфируют или поглощают энергию, предохраняя активные устройства от воздействия переходных процессов, выбросов при включении и чрезмерно высокой скорости изменения напряжения или тока. Без этих цепей схема или будет неправильно работать, или совсем выйдет из строя.

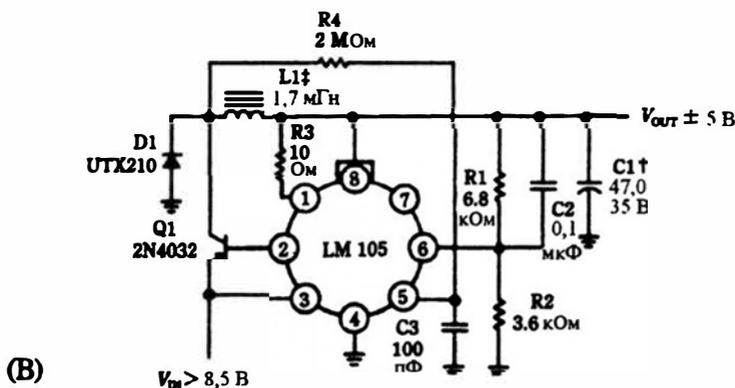
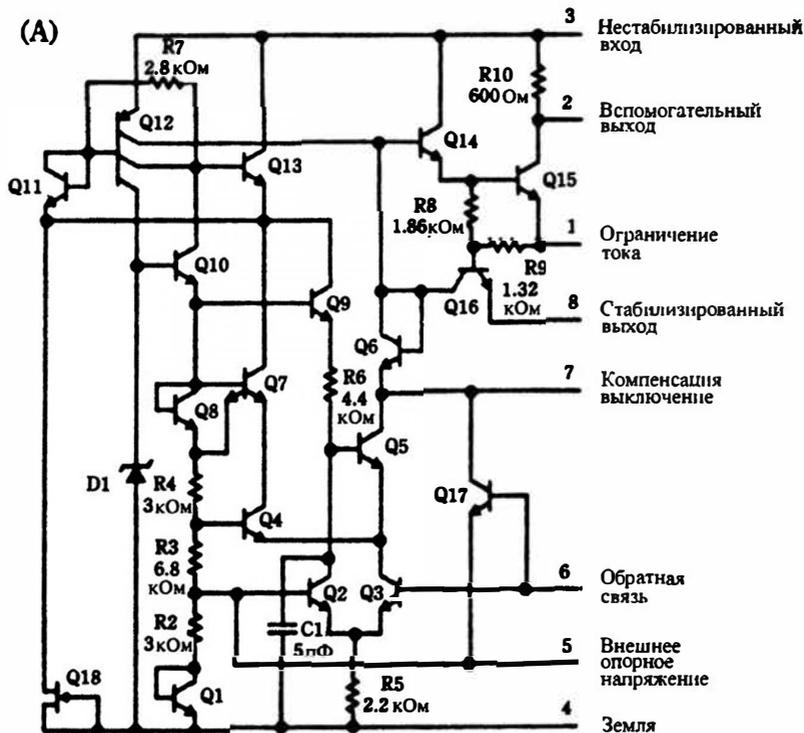
Если не оговорено или не обозначено на схеме, выходной трансформатор инверторов с внешним возбуждением обычно не насыщается. В простом автоколебательном инверторе работа зависит от насыщения трансформатора, но в более сложных вариантах необходимое насыщение происходит в небольшом трансформаторе драйвера, а не в большом выходном трансформаторе. Символ, обозначающий насыщение сердечника, можно найти на принципиальной схеме стабилизатора.

Импульсный источник питания, использующий линейный стабилизатор напряжения

Сходству и различию линейных и импульсных стабилизаторов было уделено значительное внимание. Действительно, простой переход от диссипативного к импульсному режиму, изображенный на рис. 8-5, можно считать интересным, но не очень существенным. Однако так случилось, что возможность преобразовать линейный стабилизатор в импульсный была обнаружена случайно в процессе создания высокоэффективных им-

пульсных схем. National Semiconductor Corporation и другие изготовители полупроводниковых приборов, создали очень удобную серию линейных стабилизаторов напряжения; они были специально адаптированы под созданные к этому времени операционные усилители. Линейные стабилизаторы имеют внутренние температурно-стабилизированные источники опорного напряжения и внешние выводы, с помощью которых можно иметь такие режимы работы, как ограничение тока, ограничение тока с обратным ходом характеристики, дистанционное управление. Кроме того, эти стабилизаторы можно использовать в качестве драйверов мощных усилительных каскадов. Наличие этих функций в модуле ИС означает, что характеристики таких стабилизаторов значительно превосходят те, которые можно получить используя устройства с дискретными компонентами, гибридными модулями и даже интегральными операционными усилителями.

На рис. 17.1А показана схема ИС *LM105*. Принципиальная схема не предполагает, что этот стабилизатор можно повторить используя дискретные компоненты. Работа дискретной схемы, собранной из представленных компонент, сопровождалась бы конфликтами, связанными с температурной стабильностью, компоновкой элементов и учетом экономических требований. Стабилитрон *D1* обеспечивает опорное напряжение, а ток этого диода задается одним из коллекторов транзистора *Q12*. Использование источника стабильного тока для работы диода *D1* является первым шагом для формирования очень стабильного источника опорного напряжения. Напряжение зенеровского пробоя диода *D1* не используется непосредственно, оно поступает на буфер (транзистор *Q10*). Выходное напряжение с эмиттера транзистора *Q10* поступает на последовательную цепь, состоящую из элементов *Q1*, *R2*, *R3*, *R4* и *Q8* (транзисторы в диодном включении, такие как *Q1* и *Q8*, обычное явление в интегральных схемах). В этом примере указанная последовательная цепь обеспечивает на базе транзистора *Q2* опорное напряжение 2.2 В с почти нулевым температурным коэффициентом. Видно, что транзистор *Q2* является частью компаратора, состоящего из транзисторов *Q2* и *Q3*. Транзистор *Q5* усиливает выходное напряжение компаратора, а *Q14* обеспечивает управление проходным транзистором *Q15*. Основное усиление напряжения осуществляется транзистором *Q5*, потому что его коллекторной нагрузкой является источник стабильного тока с высоким сопротивлением со стороны коллектора транзистора *Q12*. Остальные активные устройства выполняют вспомогательные функции; например, полевой транзистор (*Q18*) обеспечивает начальное напряжение смещения на базе транзистора *Q12* во время запуска, а затем это напряжение поступает от транзистора *Q9*. Транзистор *Q16* работает в том случае, когда ограничение тока реализовано во внешней цепи; он забирает часть тока базы транзистора *Q14*, не позволяя проходному транзистору *Q15* выдавать в нагрузку ток больше заданного. Транзистор *Q17* предупреждает «паралич» компаратора напряжения. Эта ситуация является результатом насыщения транзистора *Q3* при перевозбуждении.



† Танталовый

‡ 125 витков провод №22 на сердечнике A262123-2

из молибденового пермалоя фирмы Arnold Engineering

Рис.17.1. (A) Принципиальная схема интегрального стабилизатора напряжения LM105. (B) Схема импульсного стабилизатора, использующая ИС LM105. Эта одна из первых ИС может считаться прототипом более поздних ИС, сохраняющих многое из этой базовой схемы, но часто дополненных большим количеством элементов защиты и сигнализации. National Semiconductor Corp.

В ИС *LM105* присутствуют все необходимые узлы импульсного стабилизатора. В частности, это прекрасный источник опорного напряжения, компаратор напряжения, усилитель напряжения рассогласования и проходной транзистор на выходе. Это, естественно, дает возможность создать импульсный стабилизатор, показанный на рис. 17.1В. Внешний транзистор (*Q1*) позволяет получить на выходе ток величиной несколько сот миллиампер. Эта схема составляет основу для многих импульсных стабилизаторов. Следует принять во внимание, что усиление тока, обеспечиваемое внешним транзистором, может быть сделано достаточно большим при каскадном включении транзисторов, рассчитанных на большую мощность. Конечно, нагрузочная способность по току катушки *L1* и диода *D1* должна быть соответственно увеличена. Применяя такой метод каскадирования, можно получать токи несколько сот ампер при хорошем качестве стабилизации.

Также как и у большинства автоколебательных стабилизаторов в схеме на рис. 17.1В имеются две цепи обратной связи. Одна из них, отрицательная обратная связь, осуществляет стабилизацию выходного напряжения, минимизируя сигнал рассогласования на выходе компаратора. Хотя принцип действия импульсного стабилизатора и последовательного линейного стабилизатора несколько отличаются, фактические связи в схемах и результаты работы очень похожи. Напряжение отрицательной обратной связи получается с помощью цепи, состоящей из *R1*, *R2* и *C2*, и подается на инвертирующий вход компаратора 6. Конденсатор *C2* обеспечивает ослабление пульсаций и шума в цепи обратной связи, уменьшая тем самым уровень этих переменных составляющих на выходе. Прежде всего, это относится к пульсациям, вносимым нестабилизированным источником, а не к тем, которые связаны с частотой переключения.

Вторая обратная связь является положительной и вызывает появление в системе автоколебаний. Положительная обратная связь реализуется с помощью резистора *R4*, соединяющего вход катушки индуктивности с неинвертирующим входом компаратора 5. Сопротивление резистора *R4* определяет полный размах напряжения пульсаций, потому что его величина влияет на гистерезис компаратора. Стабилизация достигается путем изменения или рабочего цикла коммутации, или изменением частоты переключений, или изменением продолжительности включенного состояния транзистора. Уровень стабилизированного выходного постоянного напряжения можно отрегулировать посредством изменения сопротивлений резисторов *R1* и *R2*, как в линейном стабилизаторе.

Основные концепции, воплощенные в этом импульсном стабилизаторе подобны заложенным во многих других стабилизаторах. Различные модули могут отличаться цоколевкой; например, в ИС *LM723*, источник опорного напряжения внутри не связан с компаратором напряжения; он связан с одним из выводов и может использоваться в схеме для различных целей.

Импульсные стабилизаторы отрицательного напряжения

Хотя стабилизатор типа *LM105* предназначен для работы с положительным выходным напряжением, его можно приспособить для получения отрицательных напряжений. Но все же лучшие результаты и более простой реализации можно добиться используя ИС, специально разработанные для получения отрицательных выходных напряжений. Примером такого стабилизатора напряжения является ИС *LM104*, показанная на рис. 17.2.

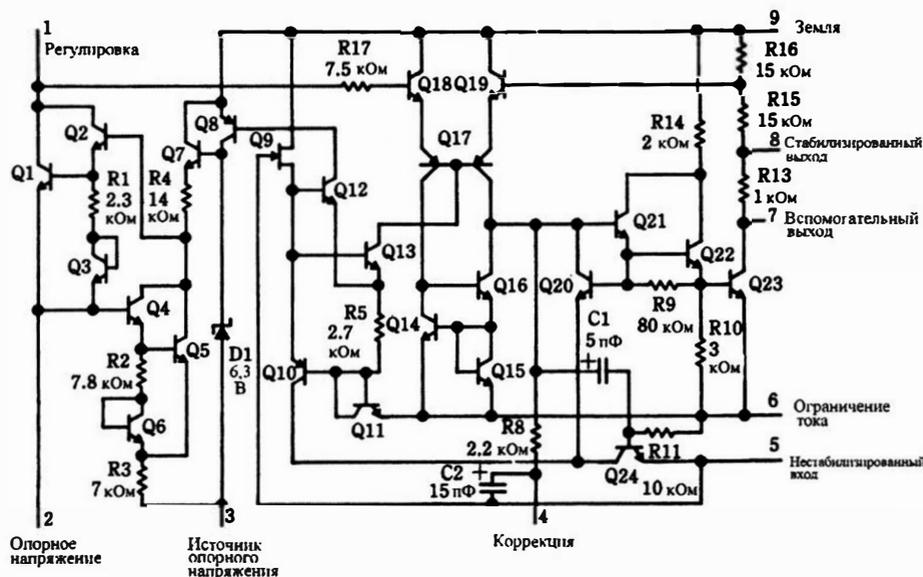
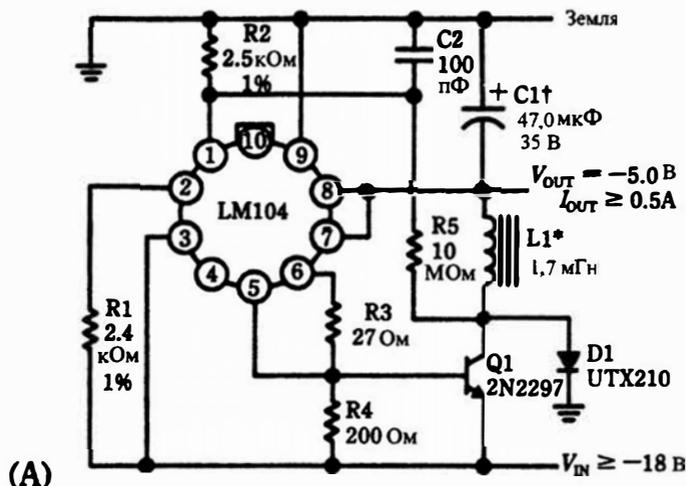


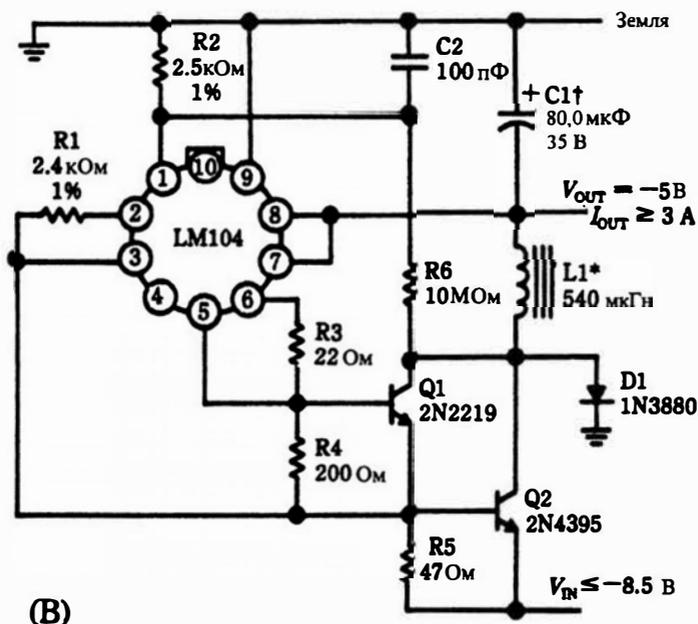
Рис. 17.2. Принципиальная схема интегрального стабилизатора напряжения *LM104*. Эта ИС аналогична ИС *LM105*, но сделана так, чтобы пользователю было легко и просто стабилизировать отрицательное напряжение. National Semiconductor Corp.

Две схемы импульсных стабилизатора с отрицательным выходным напряжением приведены на рис. 17.3. Общая идеология и применение совпадают с ИС *LM105*.

В предназначенной для работы с большими токами схеме (рис. 17.3В), возможности расширены за счет введения нескольких изменений. И катушка индуктивности, и фиксирующий диод должны быть рассчитаны на большой ток. Заметьте, что вывод источника опорного напряжения уже не подключен к нестабилизированному входу, а связан с базой выходного транзистора *Q2*.



† Танталовый *125 витков провод №22 на сердечнике A262123-2 из молибденового пермалоя фирмы Arnold Engineering



† Танталовый *60 витков провод №20 на сердечнике A930157-2 из молибденового пермалоя фирмы Arnold Engineering

Рис. 17.3. Импульсные стабилизаторы отрицательного напряжения. (А) Схема с одним дополнительным транзистором, обеспечивающая на выходе отрицательное напряжение 5 В. (В) Схема с двумя дополнительными транзисторами для увеличения выходного тока. National Semiconductor Corp.

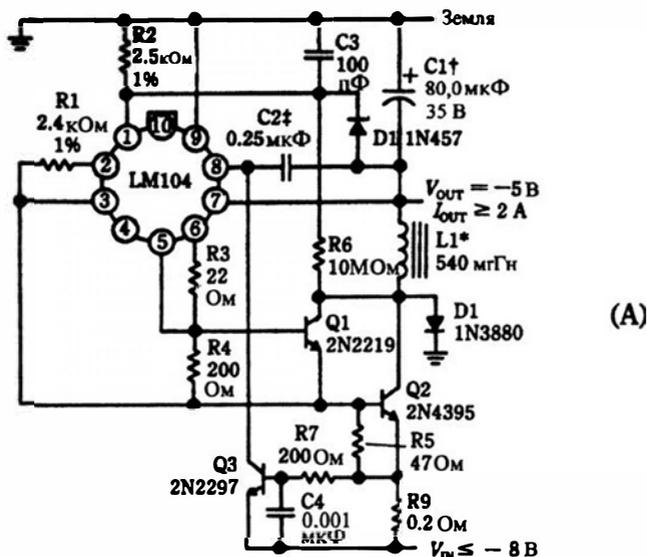
Этот прием используется для того, чтобы предотвратить превышение положительного напряжения на выводе 5 относительно вывода 3 больше чем на 2 В, что неблагоприятно сказывается на работе ИС LM104. Хотя это изменение достигает своей цели, оно может в некоторых случаях давать нежелательный побочный эффект, потому что ухудшается стабилизация из-за введения в источник опорного напряжения нестабилизированного входного напряжения. К счастью, это влияние можно устранить, включая последовательно с резистором положительной обратной связи R_b конденсатор емкостью 0,01 мкФ. Емкость конденсатора достаточно велика, поэтому слабо изменяет гистерезис компаратора на частоте колебаний, но преграждает путь постоянной составляющей напряжения обратной связи.

Поскольку схема способна выдавать большой ток, необходимость в быстрой реакции полупроводниковых приборах становится более настоятельной. Мало того, что медленные компоненты выделяют большее количество тепла, при значительных токах быстро возрастает вероятность серьезных нарушений в схеме из-за больших значений максимальных токов и петлевых токов блока. В этом случае нельзя применять низкочастотные транзисторы и фиксирующие диоды. Накопление заряда в обычных выпрямительных диодах приводит не только к большому рассеянию мощности непосредственно в диоде, но и создает короткое замыкание для переключающего транзистора, когда он включается (в этом случае диод едва ли можно называть фиксирующим). Как подчеркивалось в предыдущих главах, ИИП требует скоординированной работы соответствующих устройств и компонент. Сбой лишь в одном месте может пагубно отразиться на всей последовательности действий, необходимых для достижения высокого к.п.д. и слаженной работы.

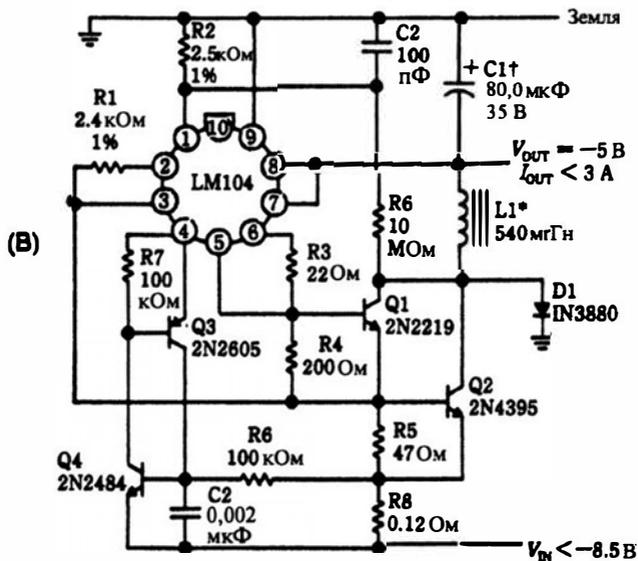
Методы защиты

Многие разработчики преждевременно облегченно вдохнули после отладки и доводки новейшего импульсного стабилизатора. Вообще, считается, что какая-то защита от коротких замыканий и перегрузок должна быть встроена в стабилизатор, но часто до этого руки доходят в последнюю очередь. Однако, защита совсем не тривиальная задача. Обычно первый шаг состоит в том, чтобы ограничить ток, протекающий через переключающий транзистор, путем уменьшения тока базы. Поскольку переключающий транзистор перестает переключаться, когда выход стабилизатора замкнут, рассеяние мощности будет очень большим. Этот способ ограничения тока часто применяется в линейных стабилизаторах, но в импульсном стабилизаторе не даст необходимой защиты. В данном случае переключение либо должно продолжаться, либо переключающий транзистор должен быть выключен.

Используя одну из двух схем стабилизаторов, использующих ИС LM104 (рис. 17.4), вероятно, можно избежать траты многих часов на эксперименты.



‡ Керамический или бумажный † Танталовый *60 витков провод №20 на сердечнике A930157-2 из молибденового пермалоя фирмы Arnold Engineering



† Танталовый *60 витков провод №20 на сердечнике A930157-2 из молибденового пермалоя фирмы Arnold Engineering

Рис. 17.4. Два способа защиты от перегрузок импульсного стабилизатора на ИС LM104. (А) Защита обеспечивается ограничением тока; колебания сохраняются. (В) Защита осуществляется прекращением процесса переключения с переводом переключающего транзистора в состояние «выключено». National Semiconductor Corp.

В схеме А, транзистор $Q3$ чувствителен к напряжению, наведенному током нагрузки на резисторе $R9$, имеющем малое сопротивление. Когда $Q3$ открывается из-за чрезмерного тока нагрузки, он влияет на внутренний усилитель сигнала ошибки, благодаря соединению с выводом 8. Чтобы понять, как это осуществляется, необходимо разобраться в принципиальной схеме $LM104$, но существенным является то, что управление стабилизатором передается от переключающего транзистора $Q2$ к транзистору $Q3$ в случае перегрузки или короткого замыкания на выходе. В сущности, транзистор $Q3$ становится проходным элементом, стабилизирующим напряжение на выводе 8 микросхемы и поддерживающим тем самым импульсный стабилизатор в колебательном режиме. В то же самое время, транзистор $Q3$ не страдает от последствий короткого замыкания на выходе. Когда короткое замыкание или перегрузка удалены, транзистор $Q3$ снова закрывается и система возвращается к штатной работе импульсного стабилизатора. Таким образом, не требуется никакого ручного вмешательства.

В схеме, показанной на рис. 17.4В, чрезмерный ток нагрузки прекращает процесс переключения, переводя переключающий транзистор $Q2$ в состояние «выключено». Даже при коротком замыкании на выходе, рассеяние мощности в этом транзисторе совсем небольшое. Хотя эта схема обеспечивает полную защиту, восстановить работу можно только вручную, выключая нестабилизированное входное напряжение. Защита осуществляется следующим образом:

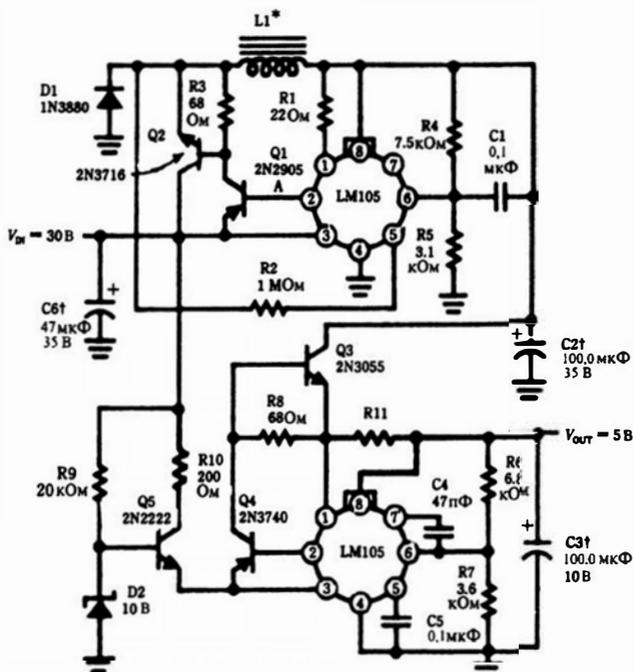
Транзисторы $Q3$ и $Q4$ образуют эквивалент тиристора, управляющим электродом которого является база транзистора $Q4$. Избыточный ток нагрузки создает на резисторе $R8$ напряжение, достаточное для запуска нашего «тиристора». При этом транзисторы $Q3$ и $Q4$ поддерживают друг друга в состоянии насыщения и тем самым через вывод 4 выключают стабилизатор, лишая транзисторы $Q1$ и $Q2$ прямого смещения. Здесь мы имеем пример универсальности схемы, потому что вывод 4 используется не только для частотной коррекции, но и служит для выключения схемы. Эти схемы защиты можно легко применить в других ИС стабилизаторов.

Комбинация линейных и импульсных методов

Если не принимать во внимание к.п.д и такие связанные с ним параметры как отвод тепла, стоимость и габариты, то с линейным стабилизатором вообще не было бы никаких проблем. Приверженцы диссипативного метода стабилизации провели исследования по многим направлениям с целью уменьшить чрезмерное рассеяние мощности. Например, существовали варианты автоматического переключения от последовательной стабилизации к параллельной при больших токах нагрузки. Более популярный подход состоит в том, чтобы использовать второй контур обратной связи, в функции которого входит поддержание при-

мерно постоянной мощности, рассеиваемой проходным транзистором. Главным источником неэффективности этих реостатоподобных стабилизаторов всегда является разность между нестабилизированным входным напряжением и стабилизированным выходным. Рассеяние в проходном транзисторе будет минимально, если нестабилизированное входное напряжение может поддерживаться таким, чтобы только гарантировать правильную работу стабилизатора. Далее, не может быть никаких возражений против стабилизации постоянного входного напряжения, потому что такой предварительный стабилизатор должен улучшить параметры системы стабилизации в целом.

Вполне естественным решением является использование импульсного стабилизатора, предваряющего линейный стабилизатор. Такая система показана на рис. 17.5, где используются две ИС *LM105* и, несмотря на два различных режима этих ИС, сохраняет простоту, присущую интегральным схемам. Хотя между номинальным входным напряжением и стабилизированным выходным, равным 5 В, разность напряжений составляет 25 В, к.п.д. этой схемы стабилизации может быть от 60 до 70 процентов.



† Танталовый
*60 витков провод №20 на сердечнике
A930157-2 из молибденового пермалоя
фирмы Arnold Engineering

Рис. 17.5. Комбинация импульсного и линейного стабилизаторов.
National Semiconductor Corp.

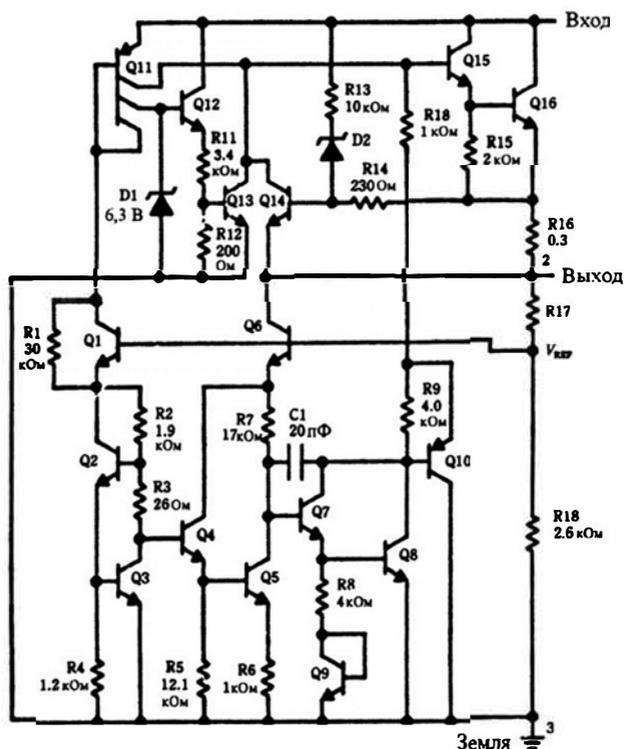
Цель, образованная элементами $Q5$, $D2$, $R9$ и $R10$, входит в состав источника фиксированного напряжения, который изолирует схему линейной стабилизации от шума и переходных процессов нестабилизированного входного постоянного напряжения. Многие промышленные источники питания используют такую схему, чтобы получить высокий к.п.д., при низком уровне пульсаций на выходе, и хорошую переходную характеристику. Чтобы увеличить выходной ток этой схемы, необходимо увеличить максимальный ток как импульсного, так и линейного стабилизаторов. Вывод достаточно очевидный, но, тем не менее, на это нужно обращать внимание при заказе максимального номинального тока, который должно обеспечивать любое семейство или группа промышленных источников питания.

Простой импульсный стабилизатор

Естественная реакция на схему, лишенную привычных сложностей состоит в том, что характеристики ее должны быть не лучшими. Тем не менее, простота импульсного стабилизатора, показанного на рис. 17.6, достигнута не за счет основных параметров источника. Рассмотрение принципиальной схемы $LM341$ показывает, что, несмотря на наличие у этой ИС только трех выводов, ее внутренняя структура аналогична схеме высококачественного стабилизатора $LM104$. В ИС $LM341$ имеется полная защита, включающая как защиту по току, так и температурную защиту.

Первоначально ИС $LM341$ была предназначена для использования в качестве относительно маломощных линейных стабилизаторов, располагаемых в нескольких точках схемы непосредственно на печатной плате устройства. Использование нескольких стабилизаторов, расположенных физически близко к нагрузкам, заслуживает серьезного рассмотрения в больших схемах. Слишком часто прекрасные характеристики стабилизации постоянного и переменного напряжения сложного и дорогостоящего источника очень сильно ухудшаются из-за сопротивления и индуктивности соединительных проводов. В этом случае может быть лучше смягчить требования к основному источнику питания и использовать небольшие местные стабилизаторы непосредственно у нагрузки там, где это необходимо. Такая местная стабилизация обычно выполнялась линейными стабилизаторами; однако имеются примеры, где был бы желателен небольшой импульсный стабилизатор. Хотя при малых уровнях мощности на низкий к.п.д. не обращают внимания, тем не менее, суммарное рассеяние многих небольших линейных стабилизаторов может оказаться нежелательным. Приемлемое решение можно получить, используя ИИП с тремя выводами, но многое зависит от характера нагрузки, прежде всего от ее чувствительности к высокочастотным пульсациям и радиопомехам, появляющимся в процессе коммутации.

Принципиальная схема и схема включения



- *Танталовый
- **Необходим для стабильности
- ***Транзистор Q1 с радиатором

$R2 = 0,5$, $f \sim 45$ кГц, Пульсации ~ 17 мВ
 $R2 = 1$, $f \sim 25$ кГц, Пульсации ~ 35 мВ

Импульсный стабилизатор

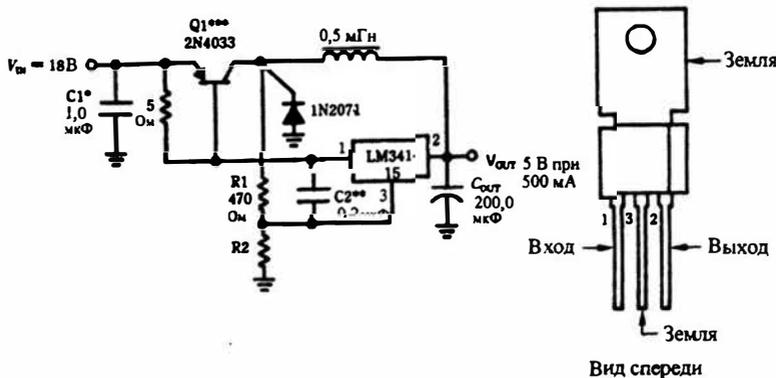
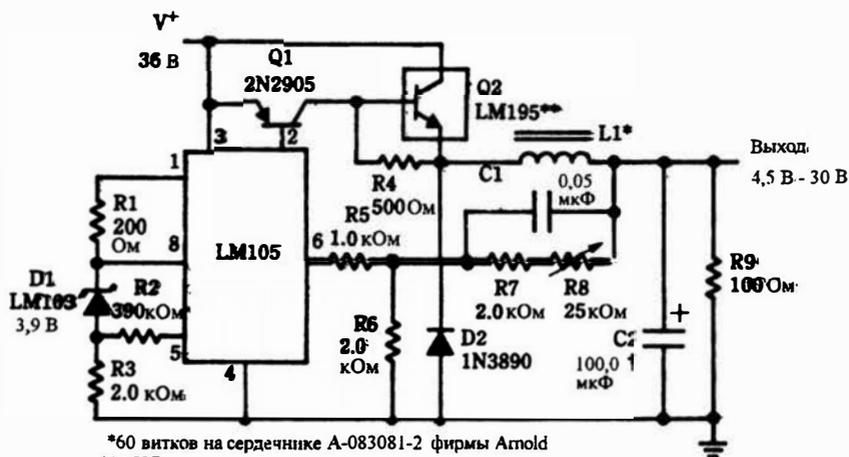


Рис. 17.6. Импульсный стабилизатор, использующий ИС LM341 с тремя выводами. National Semiconductor Corp.

Необходимо иметь в виду, что корпус ИС электрически соединен с выводом 3. В схеме стабилизатора, показанной на рис. 17.6, вывод 3 напрямую не заземлен. Поэтому в большинстве случаев нельзя использовать метод монтажа ИС, при котором ее корпус имеет электрический контакт с общей землей системы. Сказанное относится и к *pnp* импульсному транзистору — его коллектор и корпус (если он металлический) не должны оказаться заземленными.

Автоматическая защита импульсных стабилизаторов

Импульсный стабилизатор, показанный на рис. 17.7, не имеет существенных отличий от уже рассмотренных. Основные принципы работы те же самые, что были описаны при анализе автоколебательных импульсных стабилизаторов. Однако использование в качестве переключающего элемента нового полупроводникового прибора придает этому стабилизатору новые качества. ИС *LM195*, показанная на рис. 17.7 в упрощенном виде, имеет только три вывода, внешне напоминает обычный мощный транзистор и применяется в схемах аналогично обыкновенным транзисторам. Но сходство выводов не дает оснований рассматривать это изделие, входящее в отдельный класс, просто как мощный транзистор.



*60 витков на сердечнике А-083081-2 фирмы Arnold

**4 ИС включены параллельно

† Танталовый

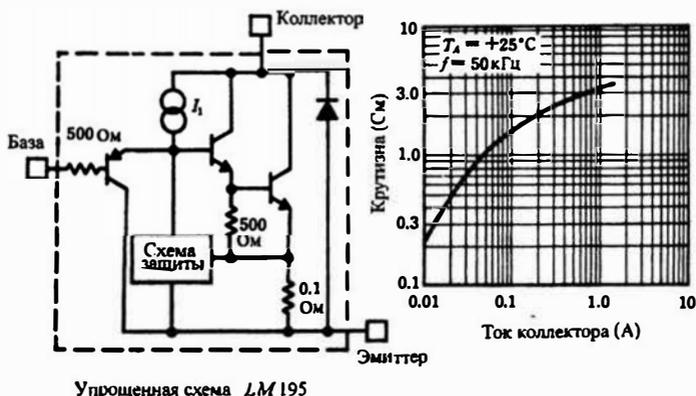
6-амперный импульсный стабилизатор с регулируемым выходным напряжением

Рис. 17.7. Импульсный стабилизатор с автоматической защитой, использующий ИС *LM195* — мощный интегральный транзистор. С помощью этой ИС надежно реализуется важная функция защиты от перегрузок. National Semiconductor Corp.

Этот мощный интегральный модуль обеспечивает ограничение тока и выходной мощности и выключает схему в случае значительного повы-

шения температуры. При правильном использовании стабилизатора, ИС *LM195* не выходит из строя при любой перегрузке. Это свойство особенно желательно в ИИП, где значительно труднее достичь надежной защиты от перегрузок. На практике нередко сталкиваются с трудностями взаимодействия между ИИП и дополнительной схемой защиты. Это случай, где едва ли нужен компромисс.

В дополнение к уникальным средствам защиты, ИС *LM195* обладает прекрасными токовыми и частотными характеристиками, которые полезны при использовании этой схемы в импульсном стабилизаторе. Большая крутизна, показанная на рис. 17.8, была измерена на частоте 50 кГц. Этот параметр выгодно отличает схему от многих обычных мощных транзисторов, которым требуется высокая мощность входного сигнала. На рисунке отражены также защитные свойства ИС *LM195*. Не отраженным остался тот факт, что «база» этого устройства выдерживает без пробы входные сигналы до 40 В, что также облегчает построение ИИП.



Упрощенная схема *LM195*

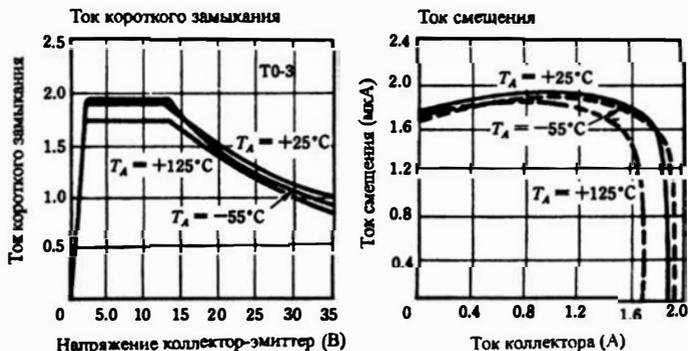


Рис. 17.8. ИС *LM195* — интегральный мощный транзистор. На упрощенной схеме показаны три «транзисторных» вывода. Графики показывают большую крутизну на частоте 50 кГц и характеристики схемы защиты. Рассеиваемая мощность ограничена величиной 40 Вт. National Semiconductor Corp.

На рис. 17.9 представлена принципиальная схема этого устройства. Она иллюстрирует очевидное превосходство интегральных схем при реализации сложных функций перед дискретными устройствами, которые были бы дорогими, непрактичными и имели большие размеры.

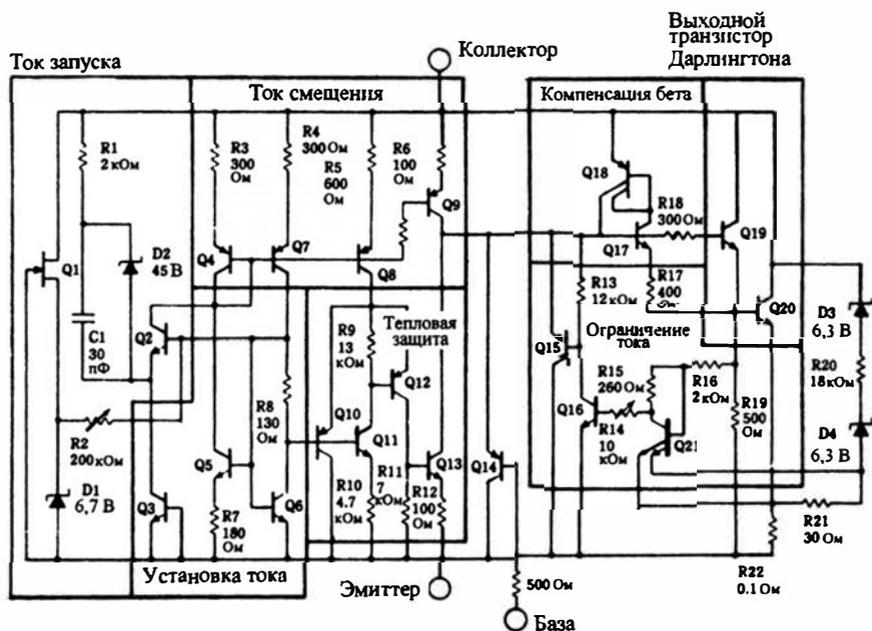


Рис. 17.9. Принципиальная схема интегрального мощного транзистора *LM195*. Кроме выполнения функции мощного транзистора это замечательное устройство имеет защиту от перегрузки и от чрезмерного повышения температуры. National Semiconductor Corp.

100-ваттный импульсный стабилизатор с параллельной коммутацией

Эта схема, известная как стабилизатор обратного хода, обычно встречается при малых уровнях мощности. При мощности более 150 Вт, такая система становится неэкономичной в связи с тем, коммутирующее устройство должно выдерживать большие максимальные токи. Однако при использовании этих схем легко достичь хороших характеристик и, кроме того, можно получить стабилизированное постоянное напряжение выше нестабилизированного входного. Для некоторых приложений эта возможность является определяющей.

Схема, показанная на рис. 17.10, является простым параллельным коммутатором. По существу это схема с постоянной рабочей частотой и изменяемой длительностью импульса. Чтобы реализовать такой режим

работы, используется генератор и управляемый мультивибратор рабочего цикла. Генератор, собранный на однопереходном транзисторе 2N1671B, работает как простой релаксационный генератор с номинальной частотой 9 кГц. Следующие три биполярных транзистора, справа налево, образуют ждущий мультивибратор с управляемой напряжением длительностью импульса. Управляющим является напряжение на выходе стабилизатора; по мере увеличения нагрузки, параллельный переключающий транзистор дольше остается включенным, чтобы запасти больше энергии в катушке индуктивности. Когда транзистор закрывается, энергия запасенная в катушке индуктивности выделяется в виде высокого выходного напряжения. Величина выходного напряжения поддерживается очень точно благодаря наличию напряжения обратной связи, полученного в результате сравнения выходного напряжения с опорным. Способ стабилизации подобен методу, применяемому в обычном последовательном импульсном стабилизаторе.

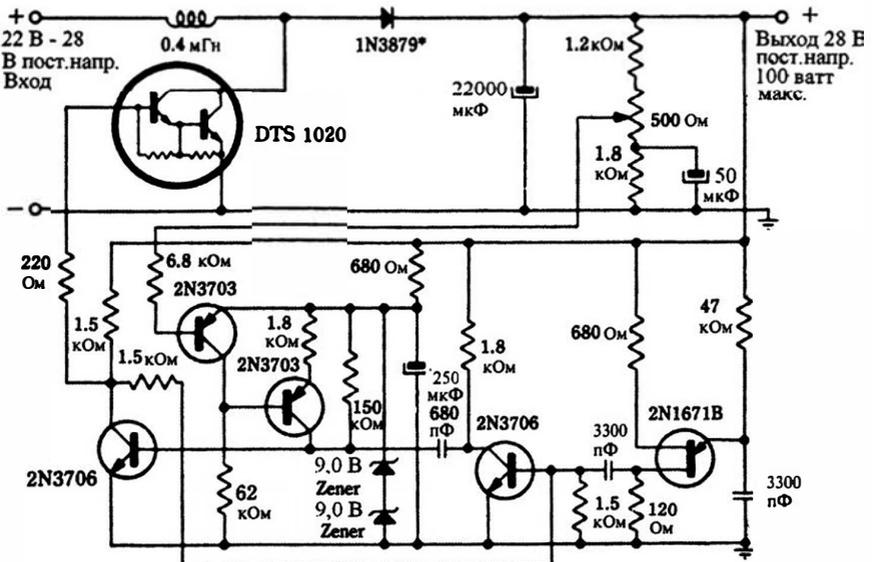


Рис. 17.10. 100-ваттный импульсный стабилизатор обратного хода. Дроссель, имеющий индуктивность 0,4 мГн, содержит 124 витка, намотанных проводом №17 на сердечнике В079024-3 фирмы Arnold. Delco Electronics Division.

Крайний левый транзистор 2N3706 является драйвером параллельного коммутатора. В качестве параллельного коммутатора применен мощный кремниевый транзистор Дарлингтона DTS-1020. В катушке индуктивности используется сердечник из карбонильного железа с низким значением магнитной проницаемости μ , чтобы получить постоянную величину индуктивности при всех значениях тока, а также «мягкую» характеристику насыщения при больших токах.

К.п.д. быстро возрастает до величины около 85 процентов при нагрузке, равной одной трети от номинальной и достигает немного большего максимума при выходной мощности в районе 80 Вт. Это вполне приличная величина, принимая во внимание, что на совершенствование этого типа стабилизаторов не было затрачено столько усилий, сколько на последовательные импульсные стабилизаторы. Коэффициенты стабилизации и пульсаций составляют меньше 1 процента при номинальной выходной мощности 100 Вт.

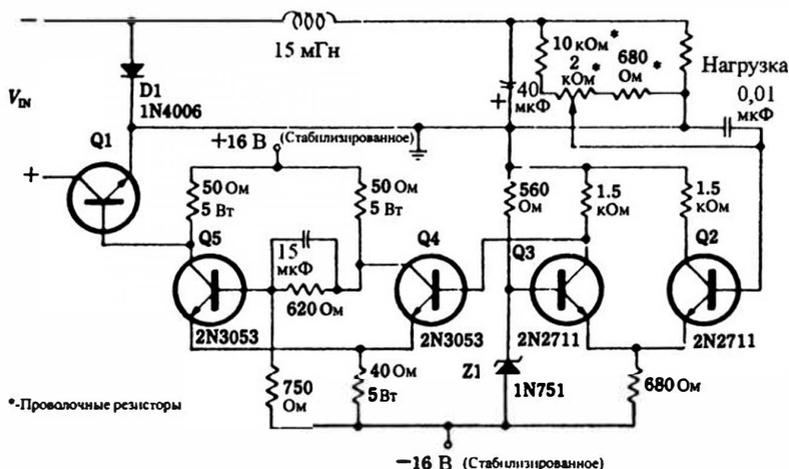
Высоковольтный импульсный стабилизатор

Относительно простая схема на рис. 17.11 служит примером того, каких характеристик теперь можно достичь, применяя высокотехнологичные транзисторы и диоды. Величины напряжения и мощности, приведенные на рисунке, еще несколько лет назад были в области фантазии или устройства с такими параметрами имели стоимость, доступную только военным и космическим разработкам. Использование простых дискретных транзисторов в управлении удовлетворяет требованиям направления, которое не видит никакой необходимости значительного усложнения схемы при больших уровнях мощности. Конечно, выбор схемы является прерогативой конструктора, но совершенно бесспорно, что такой метод управления является грубым. Эту схему, вероятно, легко сделать устойчивой к большим уравнивающим токам, часто наводимым внешним оборудованием. В любом случае, при полной нагрузке к.п.д. достигает величины 92 процента. Это, вместе с 0,6-процентной общей стабилизацией по входному напряжению и по нагрузке, и 0,75 В максимальным значением пульсаций при полной нагрузке, должно рассеять любые сомнения относительно свойств предложенной схемы.

На рис. 17.11 два транзистора 2N2711 Q2 и Q3 образуют дифференциальный усилитель, который вместе со стабилитроном 1N751 выполняет функцию простого компаратора напряжения. Его работа ограничена линейной областью. Поскольку рассматриваемый стабилизатор является импульсным, а не линейным, под величиной, поступающей на компаратор, лучше всего иметь в виду пульсации напряжения, а не установившийся уровень постоянного напряжения. Компаратор вырабатывает сигнал рассогласования, который характеризует выше или ниже опорного напряжения его входной сигнал. Благодаря линейному режиму работы компаратора, этот сигнал рассогласования сохраняет свою треугольную форму.

Следующий каскад, включающий транзисторы Q4 и Q5, является триггером Шмита. Этот каскад формирует импульсы переменной длительности зависящей от амплитуды сигнала на выходе компаратора; таким образом, схема управления в целом ведет себя как широтно-импульсный модулятор. Переключающий транзистор Q1 управляется непосредственно сигналом с выхода триггера Шмита. Конечным результатом

работы перечисленных узлов является стабилизация выходного напряжения путем управления длительностью рабочего. Номинальная частота автоколебаний этого источника составляет около 7 кГц.



*-Проволочные резисторы

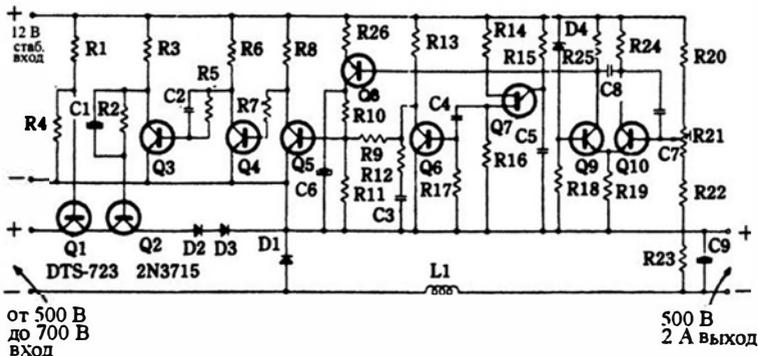
Коммутирующий элемент	Максимальное входное напряжение	Максимальное выходное напряжение	Максимальный выходной ток	Максимальная выходная мощность
DTS-410	200 В	150 В	2 А	300 Вт
DTS-411	300 В	225 В	2 А	450 Вт
DTS-423	325 В	250 В	2 А	500 Вт
DTS-430	300 В	225 В	3 А	675 Вт
DTS-431	325 В	250 В	3 А	750 Вт

Рис. 17.11. Схема регулируемого высоковольтного импульсного стабилизатора. Delco Electronics Division.

1000-ваттный импульсный стабилизатор полностью на дискретных компонентах

Схема, показанная на рис. 17.12, дает стабилизированное выходное напряжение 500 В при токе 2 А. Конструкция не усложнена; простота подсказана схемотехническими решениями, обычно используемыми в источниках с меньшей мощностью и с не высоким уровнем напряжения. Фиксированная частота переключений, равная 13 кГц, определяется генератором на однопереходном *UJT*-транзисторе *Q7*. Транзистор *Q6* используется в генераторе пилообразного напряжения, запускаемом от сигнала с выхода генератора на *UJT*-транзисторе. Пилообразные колебания модулируются постоянным напряжением с транзистора *Q8*, который в свою очередь управляется выходным сигналом дифференциального усилителя рассогласования, использующего транзисторы *Q9* и *Q10*. Последствием модуляции постоянным напряжением является то, что уровень постоянной составляющей пилообразного сигнала, появляющегося на базе транзистора *Q5* изменяется с сигналом рассогласования. Сигнал

рассогласования формируется входным дифференциальным усилителем на транзисторах Q9 и Q10 как разность между частью выходного напряжения и опорным напряжением, определяемым стабилитроном D4. Транзисторы Q5 и Q4 образуют широтно-импульсный модулятор, потому что изменение уровня постоянной составляющей пилообразного сигнала приводит к изменению пропорций в пилообразном сигнале. Из-за насыщения в широтно-импульсном модуляторе, на его выходе появляется прямоугольный сигнал с временем включенного и выключенного состояния, зависящим от постоянной составляющей тока пилообразного сигнала. Если не иметь в виду мощность, то сигнал с широтно-импульсной модуляцией, имеющийся на коллекторе транзистора Q4, теперь годится для управления рабочим циклом процесса переключения.



Перечень компонент

Q1 DTS-723	R5 560 Ом	R21 2кОм потенциометр
Q2 2N3715	R6, R17 1.5кОм	R22 22кОм
Q3, Q4, Q5, Q6, Q9, Q10 2N3706	R7 8.2 кОм	R23 200кОм, 5 Вт(проволочный)
Q7 TIS 43	R8, R24, R25 5.6кОм	R26 820 Ом
Q8 2N3703	R9, R13, R20 2.2кОм	C1 100 мкФ
D1 См. текст	R10 6.8кОм	C2 0.082 мкФ
D2, D3 1N4001	R11 1кОм	C3 0.33 мкФ
D4 5.6 В стабилитрон	R14 620 Ом	C4 0.033 мкФ
R1 6.8, 25 Вт (безиндуктивный)	R15 47кОм	C5 1500 пФ
R2, R12 2.7 Ом	R16 220 Ом	C6 5 мкФ
R3 47 Ом, 2 Вт	R18 10кОм	C7, C8 0.1 мкФ
R4 100 Ом, 1 Вт	R19 15кОм	C9 2 мкФ
		L1 7 мГн

Рис. 17.12. Простой импульсный стабилизатор, рассчитанный на мощность 1 кВт. Delco Electronics Division.

Транзистор Q3 играет роль предусилителя. Транзистор Q2 является драйвером переключающего транзистора Q1. Рабочий цикл транзистора Q1 изменяется таким образом, чтобы получить примерно постоянное выходное напряжение. Комбинация транзисторов Q2 и Q1 представляет особый интерес — транзистор Q1 включен по схеме с общей базой, а запускающий сигнал с транзистора Q2 поступает на эмиттер. Такое включение транзисторов позволяет сократить время спада сигнала. Когда транзистор Q1 выключен, заряд, накопленный в его базе, очень быстро рассеивается.

Счетверенный усилитель *LM3900* отличается от обычных операционных усилителей; относительно подробная схема этого усилителя и его использование применительно к стабилизатору приведены на рис. 17.14.

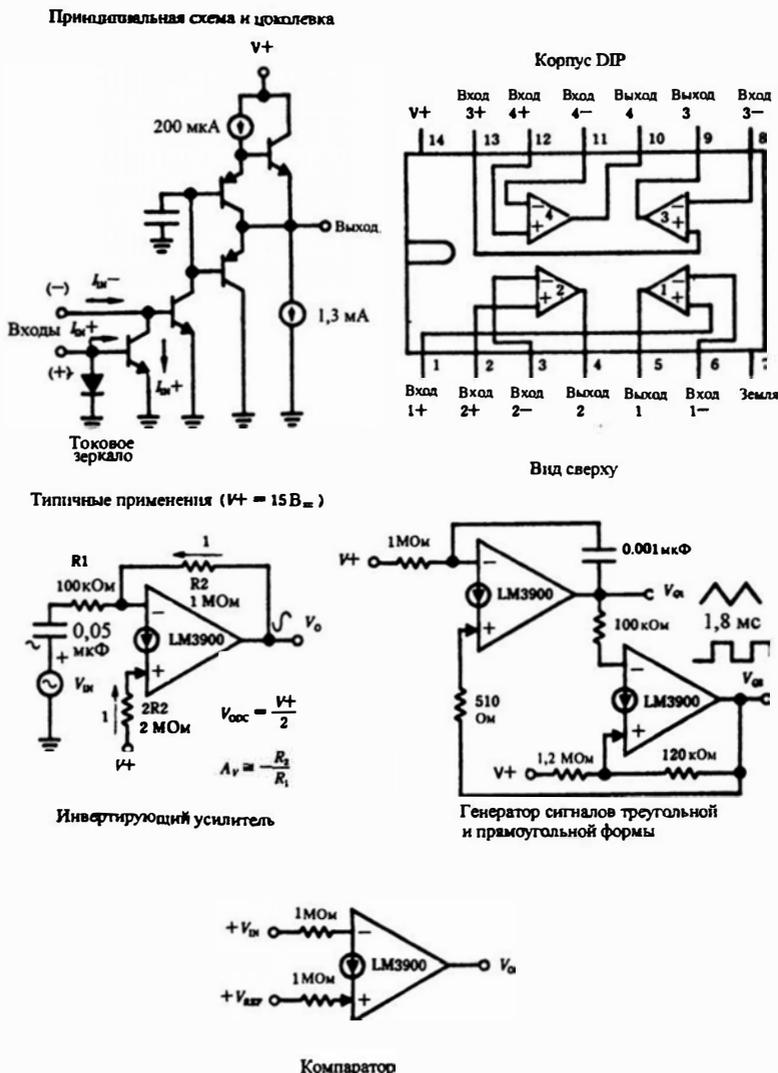


Рис. 17.14. Счетверенный усилитель *LM3900*. Показанные функциональные схемы используются в блоке управления 5000 Вт импульсного стабилизатора, который изображен на рис. 17.13. National Semiconductor Corp.

Принцип токового зеркала дает возможность рассматривать входную цепь как вход дифференциального усилителя; входной ток смещения, однако, оказывается необычно низким. Работа обычно ограничивается

сигналом переменного тока, но сохранены все достоинства схемы с непосредственной связью. Эта схема при относительно малом числе активных элементов имеет высокий коэффициент усиления с разомкнутой петлей обратной связи. Благодаря наличию внутренней частотной коррекции (рассчитанной для единичного коэффициента усиления) и необходимости единственного источника питания, применение этого усилителя оказывается очень простым.

Стабилизатор имеет «демпфирующую» цепь, состоящую из диода *AT129N*, резистора с сопротивлением 250 Ом и конденсатора емкостью 0.5 мкФ. Эта цепь предохраняет три параллельно включенных импульсных транзистора *DTS-709*, обеспечивая их работу в пределах границы вторичного пробоя при обратном смещении. Эти три выходных транзистора получают входной сигнал от двух параллельно включенных транзисторов *DTS-709*, которые, в свою очередь, получают сигнал от одного транзистора *DTS-709*. Транзистор *DTS-709* представляет собой тройную схему Дарлингтона. Предварительный усилитель, выполненный на транзисторе Дарлингтона *DTS-1010*, обеспечивает усиление импульсов переменной длительности, полученных от компаратора. Таким образом, этот стабилизатор устроен совсем просто. Его стоимость, выраженная в долларах на киловатт, конечно, минимальна. Можно получить еще большую экономию, работая с 3-х фазной сетью напряжением 480 В и используя двухполупериодное выпрямление напряжения сети при минимальной фильтрации.

Улучшение импульсных стабилизаторов

Импульсный стабилизатор, показанный на рис. 17.15, заслуживает рассмотрения, потому что объединяет свойства, которые порознь имелись в некоторых других схемах. Одна из особенностей этой схемы не только уникальна, но и представляет значительное достижение в области ИИП. Эта демпфирующая цепь стабилизатора, включающая элементы, расположенные в заштрихованной области. Ее назначение будет описано позже, а сначала приведем список характерных особенностей этого стабилизатора:

Введение демпфирующей цепи — важный эволюционный шаг в схемотехнике ИИП. Достаточно только сказать, что введение этой цепи делает процесс коммутации намного более чистым. Рис. 17.16 наглядно иллюстрирует ослабление шума, достигаемое благодаря применению этого метода.

Прямая работа от сети переменного напряжения — отсутствует громоздкий трансформатор на частоту 60 Гц; и, несмотря на рабочую частоту 20 кГц, нет никакого инвертора.

В цепи обратной связи используется оптрон.

Имеется защита от коротких замыканий и перегрузки по току.

Общий к.п.д. = 70%

Вход 100 В - 140 В

Выход 24 В при 3 А

Установлены на радиаторе

- \diamond Motorola MS 10 (3°C/Вт)
- \square Staver V4-3-192 (12°C/Вт)
- \circ Обычный дроссель без сердечника 10 мГн при 5 А или T140 с-58μ

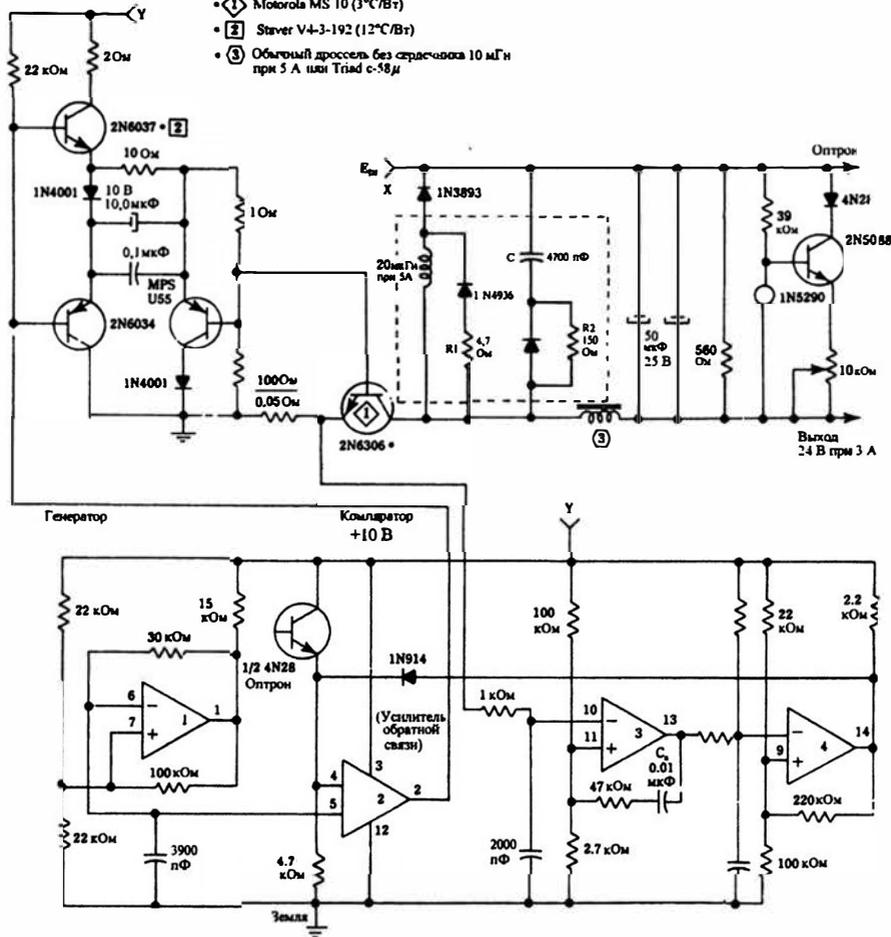


Рис.17.15. Схема уникального импульсного стабилизатора. В стабилизатор введена демфирующая цепь, обратная связь осуществляется с помощью оптрона, использована интегральная схема счетверенного усилителя, имеется защита от перегрузки по току. Работа стабилизатора осуществляется непосредственно от сети переменного напряжения. Нестабильный и вспомогательный источники питания показаны на рис. 17.17. Motorola Semiconductor Productions, Inc.

Вся логика управления, включая защиту от перегрузки по току, выполнена с помощью ИС счетверенного усилителя, так что схема содержит мало компонент.

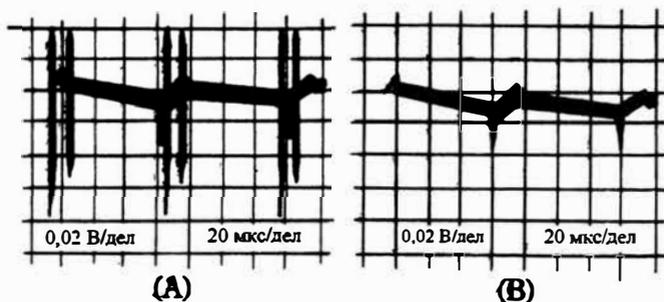


Рис. 17.16. Уменьшение шума на выходе при введении демпфирующей цепи. Переключающий транзистор защищен, а шум значительно снижен. (А) Выходное напряжение стабилизатора (рис. 17.15) без демпфирующей цепи. Обратите внимание на «нормальные» выбросы при коммутации. (В) Та же самая осциллограмма с демпфирующей цепью. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Нестабилизированный источник питания, вместе с 10-вольтовым источником для ИС, вынесены отдельно от стабилизатора и показаны на рис. 17.17.

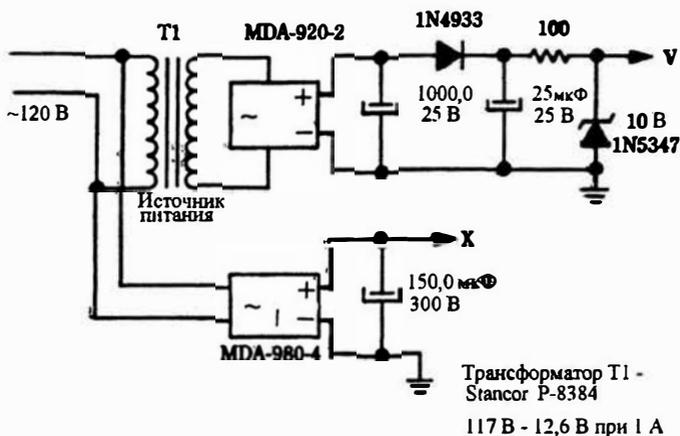


Рис. 17.17. Нестабилизированный и вспомогательный источники питания для импульсного стабилизатора, изображенного на рис. 17.15. *MDA-980-4* и *MDA-920-2* – мостовые схемы выпрямителей. Подключение осуществляется к соответствующим точкам «X» и «Y» в схеме на рис. 17.15. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Трансформатор *T1* очень небольшой, поскольку рассчитан на мощность около 15 ВА. Основная мощность потребляется непосредственно от сети переменного напряжения, которое выпрямляется мостовой схемой *MDA-980-4*. Точки подключения этих источников показаны на принципиальной схеме рис. 17.15. Поскольку номинальное постоянное на-

пряжение на выходе выпрямителя равно 160 В, а стабилизатор имеет на выходе 24 В, следует, что переключение происходит с низким значением рабочего цикла, с относительно малым временем включенного состояния. Такая большая разница между входным напряжением и выходным была бы невозможна с линейным стабилизатором, имея в виду, что на нагрузке должно быть напряжение 24 В при токе 3 А.

Основные принципы демпфирования

Назначение демпфирующей цепи, показанной в заштрихованной области на рис. 17.15, состоит в том, чтобы переадресовать потери имеющиеся в переключающем транзисторе во время его включения и выключения (эти потери обозначены на рис. 13.1 как области 1 и 3). Энергия, которая рассеивалась бы в переключающем транзисторе, сохраняется в реактивных элементах цепи коррекции до тех пор, пока транзистор не будет полностью включен или выключен. Затем эта энергия рассеивается в резисторах цепи коррекции. Поскольку энергия все-таки рассеивается, этот метод непосредственно не увеличивает общий к.п.д. импульсного стабилизатора; небольшая разница, где рассеивается энергия — в переключающем транзисторе или в резисторе. Однако появляются значительные косвенные преимущества, состоящие в том, что переключающему транзистору значительно проще оставаться в границах области безопасной работы. В некотором смысле цепь демпфирования может рассматриваться как электронный теплоотвод — тепло, которое должно было отводиться от переключающего транзистора, рассеивается резисторами демпфирующей цепи.

Назначение небольшой катушки, имеющей индуктивность 10 мкГн, состоит в накоплении энергии в течение ограниченного времени включенного состояния переключающего транзистора. По существу, появление постоянного входного напряжения E_{IN} на переключающем транзисторе задерживается до тех пор, пока он полностью не включен. Комбинация диод/резистор шунтирует наведенное напряжение в течение выключенного состояния, но позволяет току катушки индуктивности снова нарастать в течение времени, когда открыт фиксирующий диод; то есть когда выключен переключающий транзистор. Во время перехода от выключенного состояния во включенное, переключающий транзистор защищен от необходимости работать одновременно с большим током и высоким напряжением.

Конденсатор, имеющий небольшую емкость 4700 пФ, поддерживает ток нагрузки во время завершающей стадии выключения переключающего транзистора. В это время через переключающий транзистор ток нагрузки не должен протекать. Комбинация диод/резистор, включенная последовательно с этим конденсатором, позволяет ему заряжаться во время включенного состояния, и действовать как источник тока, когда при выключении переключающего транзистора ток через него уменьша-

ется. Во время перехода от включенного состояния в выключенное, переключающий транзистор также защищен от необходимости работать одновременно с большим током и высоким напряжением.

Расчет демпфирующей цепи совсем не труден; однако для окончательной оптимизации обычно необходимы экспериментальные уточнения, потому что у Вас вряд ли будет точная информация о времени нарастания и спада тока в переключающем транзисторе. Время спада сильно зависит от температуры, напряжения смещения на базе и других факторов. Вычисление оценочных величин основано на приведенном качественном описании цепи. Применительно к схеме, изображенной на рис. 17.15, имеем:

Шунтирующая катушка индуктивности

$$L = \frac{V_{IN} \cdot t_r}{I_0},$$

где:

L — индуктивность шунтирующей катушки в микрогенри. Катушка индуктивности не должна насыщаться при полном токе нагрузки I_0 , причем выполняться это должно с хорошим запасом. Чтобы обойти эту проблему, если это возможно, используется катушка без сердечника.

V_{IN} — постоянное входное напряжение от нестабилизированного источника

t_r — время нарастания тока переключающего транзистора в микросекундах (лучше всего воспользоваться результатом измерения)

I_0 — максимальной ток нагрузки в амперах

Резистор в индуктивном плече

$$R1 = \frac{L}{t_A},$$

где:

$R1$ — сопротивление в омах

L — индуктивность параллельной катушки индуктивности в микрогенри

t_A — интервал времени в микросекундах (меньше, чем время выключенного состояния транзистора). В качестве ориентира t_A можно принять равным десятой части минимального времени выключенного состояния, используемого при работе стабилизатора.

Произведение $R1 \times I_0$ дает напряжение выброса на коллекторе переключающего транзистора из-за наличия параллельной катушки индуктивности L . Если эта величина больше желаемой, то величину $R1$ нужно понизить.

Шунтирующий конденсатор

$$C = \frac{I_0 \cdot t_F}{V_{IN}}$$

где:

C — емкость в микрофарадах

V_{IN} — входное постоянное напряжение от нестабилизированного источника

I_0 — максимальной ток нагрузки в амперах

t_F — время спада тока переключающего транзистора в микросекундах (лучше всего воспользоваться результатом измерения)

· Резистор в емкостном плече

$$R2 = \frac{t_B}{C}$$

где:

$R2$ — сопротивление в омах

t_B — интервал времени в микросекундах, малый по сравнению с временем включенного состояния. В качестве ориентира t_B можно принять равным десятой части минимального времени включенного состояния, используемого при работе стабилизатора.

C — емкость, полученная на предыдущем шаге.

Частное $V_{IN}/R2$ дает значение броска тока, протекающего в коллекторной цепи переключающего транзистора, поскольку емкостное плечо включает в себя конденсатор C . Если эта величина больше допустимой, то величина $R2$ должна быть увеличена.

Цепь обратной связи

Для получения сигнала, определяющего рабочий цикл переключающего транзистора, цепь обратной связи использует треугольные колебания и полученное постоянное выходное напряжение. В принципе, это аналогично методу стабилизации, использованному в некоторых уже рассмотренных стабилизаторах. В этом стабилизаторе сигнал обратной связи, пропорциональный выходному напряжению, образуется с помощью оптрона 4N28. Что касается схемы на рис. 17.15, то первоначально выходное напряжение поступает на цепь, состоящую из диода с фиксированным током 1N5290 и резистор, имеющего сопротивление 39 кОм. Поскольку диод с фиксированным током имеет очень высокое динамическое сопротивление, здесь отсутствует недостаток обычных схем с делителем напряжения. То есть, если заменить диод с фиксированным то-

ком на резистор, то произойдет ослабление сигнала рассогласования, и работа контура обратной связи будет менее эффективной, что приводит к ухудшению стабилизации.

Напряжение, пропорциональное выходному напряжению, появляется на выводе 4 компаратора, использующего усилитель 2 ИС МС3320 — счетверенного усилителя. Между выходом стабилизатора и компаратором имеется полная электрическая изоляция, поскольку оптрон ведет себя как трансформатор, но с возможностью передачи переменных и постоянных напряжений. На другой вход компаратора, вывод 5 усилителя 2, подан сигнал треугольной формы, имеющий фиксированную частоту и амплитуду. Этот сигнал получен от генератора колебаний треугольной формы, имеющих частоту повторения 20 кГц, собранного с использованием усилителя 1 из той же микросхемы.

Выходной сигнал компаратора (вывод 2 усилителя 2) является прямоугольным колебанием, имеющим рабочий цикл, зависящий от уровня сигнала рассогласования, появляющегося на входе 4. Работа компаратора проиллюстрирована на рис. 17.18.

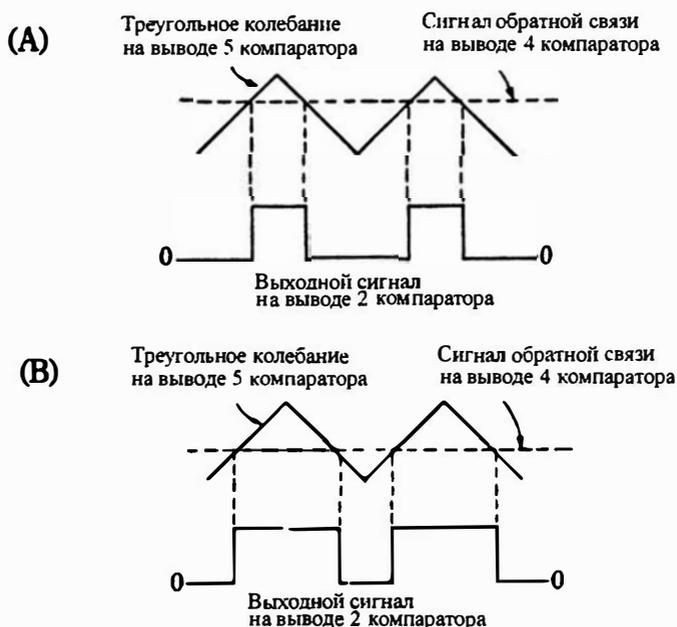


Рис. 17.18. Форма сигналов, иллюстрирующих как компаратор реагирует на сигнал рассогласования. (А) Уровень выходного постоянного напряжения стабилизатора *высок*. Это приводит к малой длительности рабочего цикла переключения, что в свою очередь понижает выходное напряжение стабилизатора. (В) Уровень выходного постоянного напряжения стабилизатора *низок*. Это приводит к большой длительности рабочего цикла переключения, что в свою очередь повышает выходное напряжение стабилизатора.

Хотя с компаратором непосредственно не связан никакой источник опорного напряжения, можно сказать, что его функцию выполняет сигнал треугольной формы, имеющий фиксированную частоту и амплитуду. Постоянство амплитуды треугольных колебаний обеспечивается 10-вольтовым стабилизатором, включенным на выходе вспомогательного источника питания.

Управляющая схема для переключающего транзистора 2N306 использует транзисторы 2N6037, 2N6034 и *MPS-555*. Сигнал на вход этой управляющей схемы поступает с выхода компаратора (рис. 17.15). Управляющая схема не просто мощный усилитель или преобразователь уровня напряжения, как в обычных стабилизаторах; эта управляющая схема формирует отрицательный выброс по окончании включенного состояния, что ускоряет рассасывание заряда накопленного в области базы переключающего транзистора 2N6306. Отрицательный выброс поступает с конденсатора емкостью 10 мкФ. Форма тока возбуждения переключающего транзистора показана на рис. 17.19.

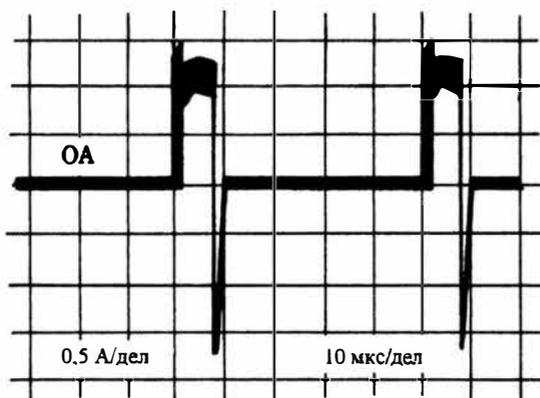


Рис. 17.19. Форма тока базы переключающего транзистора. Обратите внимание на отрицательный выброс при выключении транзистора. Это сделано преднамеренно для сокращения времени восстановления переключающего транзистора. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Фактически, «транзисторы» 2N6037 и 2N6034 являются интегральными транзисторами Дарлингтона. Вместе они образуют двухтактный каскад, на выходе которого появляется отрицательный выброс для «рассасывания заряда». Основное назначение третьего устройства, транзистора *MPS-555*, состоит в ограничении прямого тока базы переключающего транзистора. Благодаря этому, ток базы переключающего транзистора 2N6306 ограничен величиной около одного ампера. Избыточный ток базы переключающего транзистора является причиной большого рассеяния мощности в обычных стабилизаторах, а также замедляет выключение транзистора.

Ограничение тока и защита от короткого замыкания

Когда на выходе стабилизатора имеется перегрузка или короткое замыкание, то прекращается нормальное функционирование обратной связи, и он переходит в другой режим работы — режим защиты. При этом режиме стабилизатор выдает импульсы тока, имеющие амплитуду 4 А, длительность 30 мкс и частоту повторения приблизительно 1 кГц. Таким образом, стабилизатор поддерживается под напряжением, но в состоянии, при котором мощность в нагрузку практически не отдается. Этот метод защиты позволяет вернуться к штатному режиму работы, как только короткое замыкание или перегрузка ликвидированы. Такая защита от перегрузок реализуется следующим образом;

Обращаясь к рис. 17.15 видим, что усилитель 3 в ИС МС3302 используется как компаратор, на вход которого подано напряжение, имеющееся на резисторе с сопротивлением 0,05 Ома, соединенного последовательно с переключающим транзистором 2N6306. Когда стабилизатор перегружен, это напряжение становится достаточно высоким, благодаря чему изменяется состояние проводимости на выходе компаратора. При этом начинает разряжаться конденсатор C_x емкостью 0,01 мкФ, подключенный к его выходу. Конденсатору требуется некоторое время для перезарядки и в течение этого времени другой компаратор (усилитель 4 ИС МС3302) имеет на выходе напряжение, соответствующее «высокому» логическому состоянию. Оно, в свою очередь, через выключающий диод 1N914 поступает к компаратору обратной связи (усилитель 2). Это замыкает контур обратной связи, и компаратор 2 теперь вынужден выключить переключающий транзистор. Когда транзистор выключается, полностью повторяется описанная последовательность событий; и пока имеет место перегрузка на выходе стабилизатора, сохраняется генерация импульсов с малым временем рабочего цикла. Компаратор обратной связи (усилитель 2 ИС МС3302) готов, однако, возобновить нормальную работу, как только перегрузка удалена. Во время нормальной работы стабилизатора компаратор обратной связи не подвергается воздействию токоограничивающей схемы, поскольку выключающий диод 1N914 закрыт.

Инвертор/преобразователь/стабилизатор с регулируемым рабочим циклом

Блок-схема на рис. 17.20 изображает функциональные связи современного инвертора или преобразователя. Как будет показано ниже, эта конструкция годится также для использования в качестве стабилизированного источника постоянного напряжения. Поскольку используя основные идеи этой системы легко реализовать любое из указанных трех приложений, воспользуемся рис. 17.20, чтобы проиллюстрировать их на приме-

рах, уже рассмотренных в книге. Хотя система кажется сложной по сравнению с простым инвертором и стабилизированным источником питания, лежащая в основе логика является совершенно простой и может быть легко реализована с помощью имеющихся цифровых ИС.

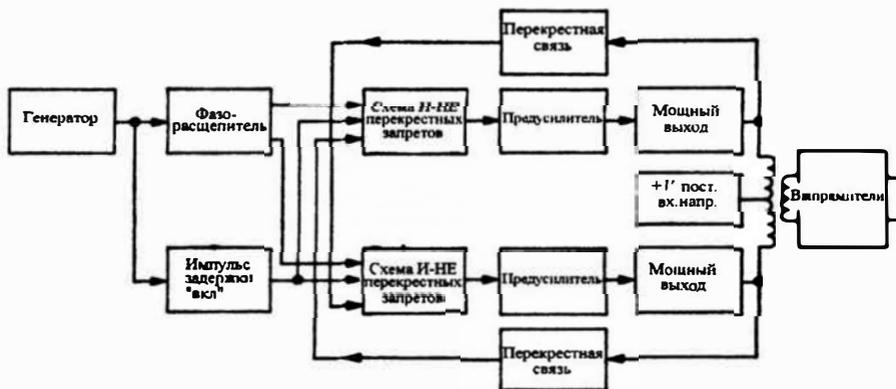


Рис. 17.20. Блок-схема инвертора или преобразователя с регулируемым рабочим циклом. Стабилизирующая цепь обратной связи не показана, но рекомендуемый метод стабилизации показан ниже. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Начнем с инвертора с внешним возбуждением, а не с автоколебательного. В задающих каскадах используются цифровые логические ИС. Выходной трансформатор не насыщается. Сигнал возбуждения, имеющий прямоугольную форму, получен с выхода *JK*-триггера, который, в свою очередь, запускается от генератора, использующего *UJT*-транзистор.

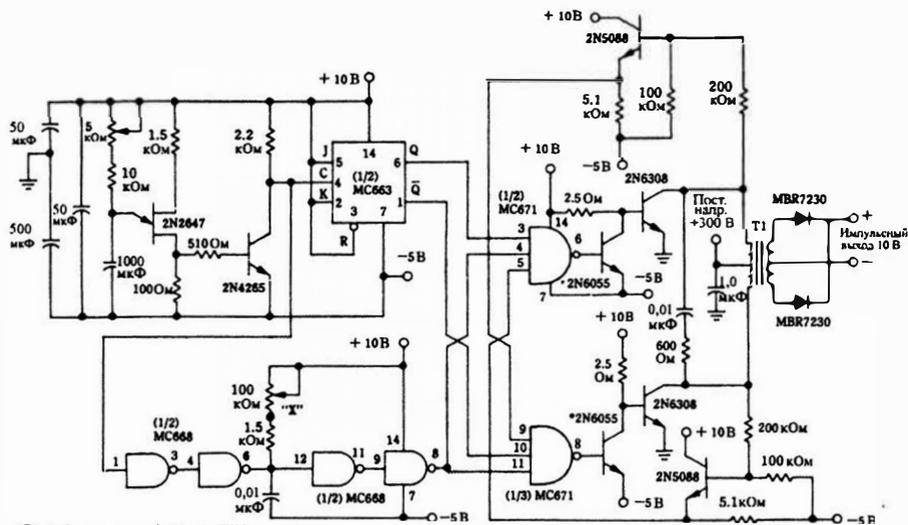
Импульс ждущего мультивибратора (импульс задержки «вкл») подан на логические элементы И-НЕ так, что управляющие прямоугольные сигналы могут быть задержаны. Логические элементы И-НЕ находятся на пути управляющего сигнала от *JK*-триггера (фазорасщепитель). Таким образом, с помощью ждущего мультивибратора можно управлять рабочим циклом инвертора или вручную, или электронным образом. В последнем случае цепь обратной связи, использующая выходное напряжение инвертора, может управлять задержкой, определяемой ждущим мультивибратором, с целью стабилизации выходного напряжения. Таким образом, система становится стабилизированным источником постоянного напряжения.

Функциональные блоки «Перекрестная связь» являются второстепенными в описанном выше алгоритме работы. Однако это не уменьшает их значение, поскольку они предотвращают включение одного переключающего транзистора прежде, чем другой выключится (одноре-

менное состояние «включено» переключающих транзисторов является частой причиной отказа менее сложных инверторов). Такой режим работы нежелателен даже кратковременно, потому что он приводит к выходу за границы SOA транзисторов. Эта ситуация должна учитываться главным образом потому, что время выключения транзистора обычно большее, чем время включения. Поскольку задержка переднего фронта обеспечивается ждущим мультивибратором, можно считать, что перекрестная связь обеспечивает дополнительную защиту. Однако ручное или электронное управление ждущим мультивибратором могут привести к такому неблагоприятному рабочему циклу, что появится перекрытие проводимости (открыты одновременно оба транзистора). Перекрестная связь предохраняет от этого. Заметим, что в схеме на рис. 17.20 эта защитная мера может заблокировать управляющий сигнал в том случае, когда один из переключающих транзисторов закрылся не полностью.

В качестве блоков, использованных в схеме на рис. 17.21, можно применять схемы, рассмотренные ранее. Очевидно, что это может быть генератор на однопереходном транзисторе 2N2647 вместе с фазорасщепляющей схемой, состоящей из усилителя на транзисторе и JK-триггера (ИС МС663). Ждущий мультивибратор с регулируемой длительностью импульсов выполнен из четырех логических элементов И-НЕ (ИС МС668). Логические элементы И-НЕ, управляющие драйвером, представляют собой два элемента микросхемы МС671. Оба выходных переключающих транзистора — 2N6308, а в качестве предусилителей применены транзисторы 2N6055. С помощью транзисторов 2N5088 определяется состояние проводимости выходных транзисторов, и эта информация поступает на входы 5 и 9 логических элементов И-НЕ (ИС МС671).

Как показано на рисунке, выходное напряжение этого инвертора устанавливается вручную с помощью переменного резистора 100 кОм в схеме ждущего мультивибратора. Однако если разорвать цепь в точке X, то можно осуществить электронное управление, используя напряжение обратной связи, полученное с выхода преобразователя. Фильтрацию, необходимую для дополнительного сглаживания выходного напряжения, предпочтительнее выполнять с помощью LC-фильтра. Естественно, что в этом случае наш инвертор становится преобразователем. Реализация предложенного способа использования обратной связи для стабилизации напряжения преобразователя показана на рис. 17.22 в виде блок-схемы. На месте обычного операционного усилителя используется линейный стабилизатор напряжения МС1723, поскольку в нем имеется внутренний источник опорного напряжения. Оптрон МОС1001 обеспечивает изоляцию между выходом и входом и сдвиг уровня постоянного напряжения — это устройство по существу работает как «трансформатор» постоянного напряжения, но без неблагоприятного воздействия фазовых сдвигов на цепь обратной связи.



71 - Обычный трансформатор КВА фирмы Pacific Instrument Corp. для прямоугольных колебаний 20 кГц. Отношение числа витков 30:1

*Транзисторы Дарлингтона

Рис. 17.21. Принципиальная схема инвертора или преобразователя с регулируемым рабочим циклом. Motorola Semiconductor Products.

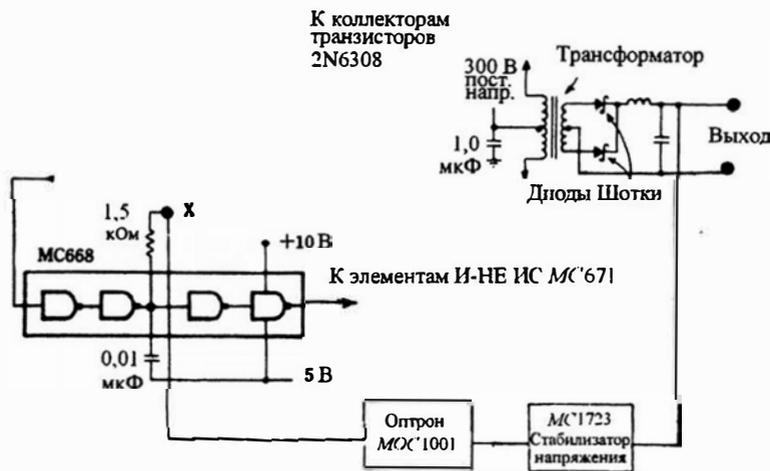


Рис. 17.22. Предложенный метод введения обратной связи для стабилизации выходного напряжения. Точка «X» относится к обозначенной таким же образом точке на рис. 17.21.

Генератор на *UJT*-транзисторе создает колебания с частотой 40 кГц, но из-за деления частоты *JK*-триггером, выходные транзисторы переключаются с частотой 20 кГц. Эта схема обеспечивает на выходе мощ-

ность 1 кВт. Выходной трансформатор, разработанный фирмой Pacific Instrument Corporation в Окленде, шт. Калифорния, дает на выходе номинальное напряжение 10 В, если в выпрямителе применяются диоды Шотки MBR7230 и Г-образный фильтр (на рисунке не показан). Временные диаграммы на рис. 17.23 позволяют дополнительно разобраться в уникальном режиме работы этой современной системы и должны помочь связать элементы принципиальной схемы с функциональными блоками, обозначенными на рис. 17.20.

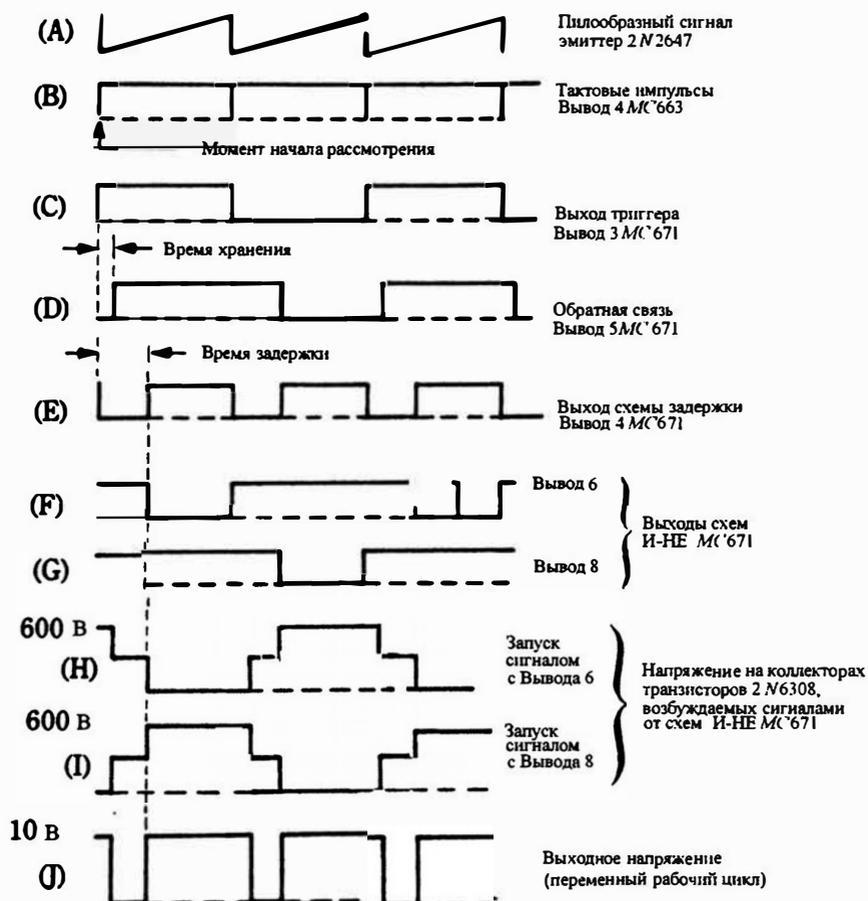


Рис. 17.23. Временные диаграммы работы инвертора/преобразователя с регулируемым рабочим циклом. Добавляя простой LC-фильтр, выходной сигнал (J) можно превратить в постоянное напряжение, уровень которого зависит от длительности рабочего цикла. Motorola Semiconductor Products, Inc.

Увеличение мощности стабилизированных источников

Одним из наиболее распространенных требований при доработке источников питания является увеличение выходного тока или мощности. Часто это может быть связано со стоимостью и трудностями при проектировании и изготовлении нового источника. Рассмотрим несколько способов увеличения выходной мощности существующих источников.

Первое, что вообще приходит на ум, — параллельное включение мощных транзисторов. В линейном стабилизаторе это относилось бы к проходным транзисторам или, в некоторых случаях, к параллельным стабилизирующим транзисторам. В таких источниках простое соединение одноименных выводов транзисторов обычно не дает практических результатов из-за неравномерного распределения тока между транзисторами. При повышении рабочей температуры неравномерное распределение нагрузки становится еще большим до тех пор, пока практически весь ток нагрузки не потечет через один из транзисторов. Предложенный вариант может быть реализован при условии, что параллельно соединенные транзисторы имеют совершенно идентичные характеристики и работают при одинаковой температуре. Такое условие практически не реализуемо из-за относительно больших разбросов в характеристиках биполярных транзисторов.

С другой стороны, если в линейном стабилизаторе используются мощные МОП-транзисторы, простое их запараллеливание работать будет, потому что эти устройства имеют температурные коэффициенты другого знака по сравнению с мощными биполярными транзисторами и не будут подвергаться сильному нагреву или перераспределению тока. Но МОП-транзисторы использовались чаще в ИИП, чем в линейных стабилизаторах (наше рассмотрение этих не импульсных стабилизаторов дает некоторое понимание проблем параллельного включения транзисторов и в импульсных стабилизаторах).

Рис. 17.24 показывает, как осуществлять параллельное включение транзисторов в линейном или импульсном источнике питания. Резисторы с небольшим сопротивлением, включенные в цепи эмиттеров биполярных транзисторов, обеспечивают индивидуальное смещение между базой и эмиттером, что препятствует возможности увеличения доли тока, протекающего через какой-либо из транзисторов. Хотя применение этих так называемых балластных эмиттерных резисторов очень эффективно при опасном перераспределении токов или повышении температуры, следует использовать самое минимальное сопротивление резисторов, которое достаточно для этой цели. В противном случае будет рассеиваться заметная мощность, что особенно нежелательно в импульсных стабилизаторах, где основным достоинством является высокий к.п.д. Не удивительно поэтому, что балластные эмиттерные резисторы имеют сопротивления порядка 0,1 Ома, 0,05 Ома или меньше, а факти-

ческая величина будет, конечно, зависеть прежде всего от тока эмиттера конкретного источника. В качестве оценки можно принять величину $1/I_c$, где I_c — максимальный ток эмиттер (или коллектора).

Вместо эмиттерных резисторов, иногда можно выравнить распределение тока в параллельно соединенных биполярных транзисторах, включая несколько более высокоомные резисторы в цепь базы. Они обычно имеют сопротивление от 1 до 10 Ом. Хотя полное рассеяние мощности в этом случае меньше, но эффективность ниже, чем при использовании эмиттерных резисторов.

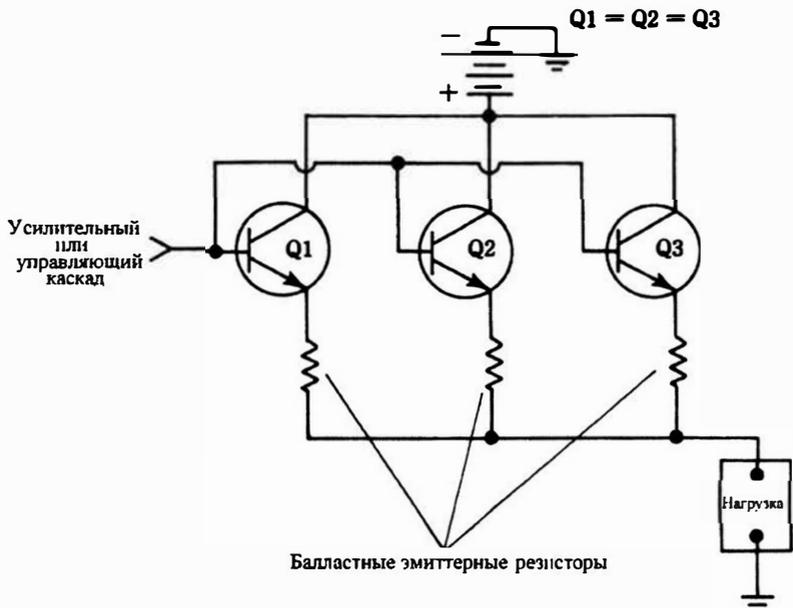


Рис. 17.24. Способ параллельного включения мощных биполярных транзисторов. Любая попытка отдельного транзистора пропускать больший ток или перегреться предотвращается благодаря напряжению смещения на его эмиттерном резисторе.

В импульсном стабилизаторе недостаточно просто позаботиться о распределении тока в описанных статических условиях; во внимание необходимо также принять динамику процесса переключения. Это требует большего внимания к согласованности транзисторных характеристик. Практически обнаружено, что два мощных транзистора одного и того же типа и названия могут вести себя при переключении по-разному, один из них может быть несколько медленнее, чем другой. Хотя опасность такого расхождения можно свести на нет введением балластных эмиттерных резисторов, их сопротивления, возможно, придется выбирать достаточно высокими по сравнению со случаем, когда характеристики транзисторов близки. Однако даже если динамические характеристики отдельных транзисторов в параллельном соединении достаточно близки,

влияние неравной длины проводников или неидентичная разводка могут вызывать существенные различия в рассеиваемой мощности.

Чаще всего оказывается, что можно удвоить выходную мощность, соединив параллельно два биполярных транзистора и, скорее всего, не потребуется модернизировать задающий каскад. Однако в других случаях, вероятно, будет необходим больший ток от задающего устройства. Таким образом, при трех, четырех или большем числе выходных транзисторов в задающем каскаде также потребуется параллельное соединение транзисторов. Иногда оказывается, что в задающем устройстве целесообразнее применить транзистор с большей номинальной мощностью.

Мощные МОП-транзисторы можно включать параллельно без балластных резисторов. Часто четыре или больше таких транзисторов могут работать от задающего каскада, который работал с одним транзистором. Однако метод, показанный на рис. 17.25, рекомендуется для предупреждения паразитных колебаний в диапазоне метровых и дециметровых волн. С ферритовыми бусинками может потребоваться некоторое экспериментирование. Часто эффективное затухание обеспечивается введением двух или трех витков провода. Другой метод предлагает использовать небольшие пленочные резисторы с сопротивлением от 100 до 1000 Ом в цепи затвора. Стабилитроны, показанные на рис. 17.25, включены в структуры специально разработанных МОП-транзисторов. Другие МОП-транзисторы не имеют такой защиты затвора, но метод параллельного включения остается тем же самым.

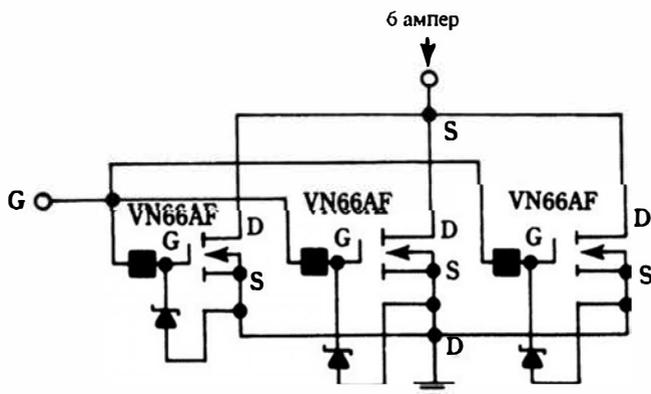


Рис. 17.25. Способ параллельного включения мощных МОП-транзисторов. Это простой путь увеличить нагрузочную способность по току как импульсных, так и линейных стабилизаторов. Ферритовая бусинка в цепи затвора подавляет высокочастотную паразитную генерацию. Стабилитроны находятся внутри транзисторов. Siliconix.

Мощный импульсный каскад на МОП-транзисторе может применяться также в последовательной схеме, чтобы обеспечить более высокое напряжение на выходе. Схема такого устройства изображена на рис. 17.26 для двух транзисторов, но их количество может быть и больше. Интересной чертой этого метода является то, что входной сигнал подается только на один МОП-транзистор. Происходит это потому, что на затворе другого

МОП-транзистора имеется напряжение +15 В относительно земли; этот МОП-транзистор готов проводить, как только цепь его истока оказывается замкнутой запускаемым МОП-транзистором. Такая конструкция позволяет удвоить мощность, подводимую к нагрузке по сравнению с той которую можно получить от одного МОП-транзистора; в то же самое время каждый МОП-транзистор работает в пределах номинального напряжения между стоком и истоком. RC -цепь в цепи затвора верхнего МОП-транзистора осуществляет динамическую балансировку напряжений на затворах двух МОП-транзисторов. В первом приближении $R1 C1$ должно равняться $R2 C2$.

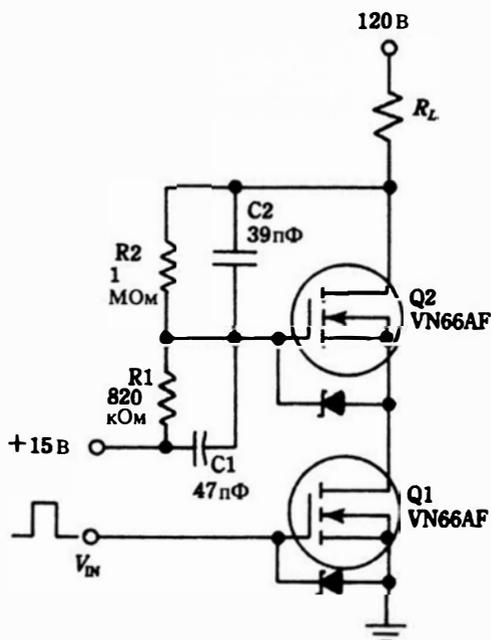


Рис. 17.26. Последовательное соединение мощных МОП-транзисторов для удвоенного рабочего напряжения. Этот метод можно распространить на большее число мощных МОП-транзисторов. Обратите внимание, что сигнал запуска поступает только на один затвор. Хотя показанный специализированный мощный МОП-транзистор имеет внутренний стабилитрон, большинство других его не имеют. Siliconex.

Поскольку появились мощные высоковольтные МОП-транзисторы, последовательная конфигурация не используется как раньше, когда эти транзисторы только стали конкурентоспособными с биполярными транзисторами. Кроме того, свойственная им легкость работы в параллельном режиме исключает трудности при расчете схем. Параллельная конфигурация проще в реализации, потому что легче обеспечить одинаковые температурные условия, которые требуется в обеих схемах для оптимальной работы. Последовательный вариант может быть выбран в системах, где постоянное рабочее напряжение превышает номинальное значение для одного МОП-транзистора.

Мало того, что некоторые мощные МОП-транзисторы содержат во входной цепи эквивалент стабилитрона для защиты затвора, изготовители этих устройств могут включить в выходную цепь «фиксирующий» диод. По этой причине во многих ИИП и схемах управления двигателями, использующих мощные МОП-транзисторы не включают обычный фиксирующий диод, который используется в схеме с биполярным транзистором. Это можно отнести к дополнительным достоинствам, так как уменьшается число используемых компонент и снижается стоимость. Когда для увеличения допустимой мощности применяется параллельное соединение, это может быть особенно существенно, потому что не требуется рассчитанного на большие токи, дорогого «внешнего» диода. Однако следует изучить технические условия изготовителя, чтобы установить, подходит ли для конкретного применения используемое устройство. В некоторых случаях может понадобиться внешний диод Шотки или диод с малым временем восстановления, чтобы обеспечить очень высокую скорость переключения индуктивных нагрузок.

Способ повышения выходной мощности с использованием комплементарных транзисторов уже упоминался на примере биполярных транзисторов (рис. 2.8 и 2.12). До недавнего времени простые схемы и хорошие характеристики этого метода были доступны только при использовании биполярных мощных транзисторов, где имелись согласованные пары *npr* и *pnp* транзисторов. Однако теперь несколько изготовителей разместили на рынке *p*-канальные МОП-транзисторы, имеющие характеристики, зеркальные по отношению к *n*-канальным, поэтому можно создавать схемы на мощных комплементарных МОП-транзисторах. Хотя схемы на биполярных транзисторах, изображенные на рис. 2.8 и рис. 2.12, являются генераторами с насыщаемым сердечником, стоит отметить, что лишь небольшие изменения необходимы в схеме и режиме работы, чтобы получить инверторы или преобразователи с внешним возбуждением. Кроме того, используя цепи обратной связи и управления, подобные тем, что применялись в других стабилизаторах, можно реализовать стабилизированные источники.

В настоящее время имеется несколько полупроводниковых фирм, таких как International Rectifier, Intersil, Supertex и Westinghouse, которые производят мощные МОП-транзисторы, подходящие для применения в комплементарных схемах. Препятствия, которые задержали появление кремниевых *pnp* мощных транзисторов, не столь серьезны при производстве *p*-канальных МОП-транзисторов. Поэтому можно ожидать, что другие компании скоро будут торговать устройствами, содержащими пару комплементарных МОП-транзисторов для импульсных применений.

Еще одна схема, в которой складываются мощности, показана на рис. 17.27. Здесь выходы идентичных выходных каскадов соединены последовательно, что позволяет эффективно объединять возможности транзисторов без применения балластных резисторов. Это прекрасный способ обойтись без мощных транзисторов, работающих с более высокими напряжениями или номинальными токами, — такие устройства могут быть или недоступны или очень дороги. Это устройство лучше рассмотреть на начальном

этапе конструирования инвертора или стабилизированного источника, тогда будет легко определить входные и выходные обмотки трансформаторов. Фазирование вторичных обмоток выходных трансформаторов должно быть таким, чтобы выходные напряжения складывались. Относительно легко получить равный вклад токов от мощных транзисторов и хорошо, если все транзисторы работают при одной и той же температуре. Обычно это достигается путем применения общего радиатора. В этом отношении схема с общим коллектором, а не показанная на рисунке схема с общим эмиттером, более предпочтительна, поскольку не требуется никакой изоляции между корпусом транзистора и радиатором.

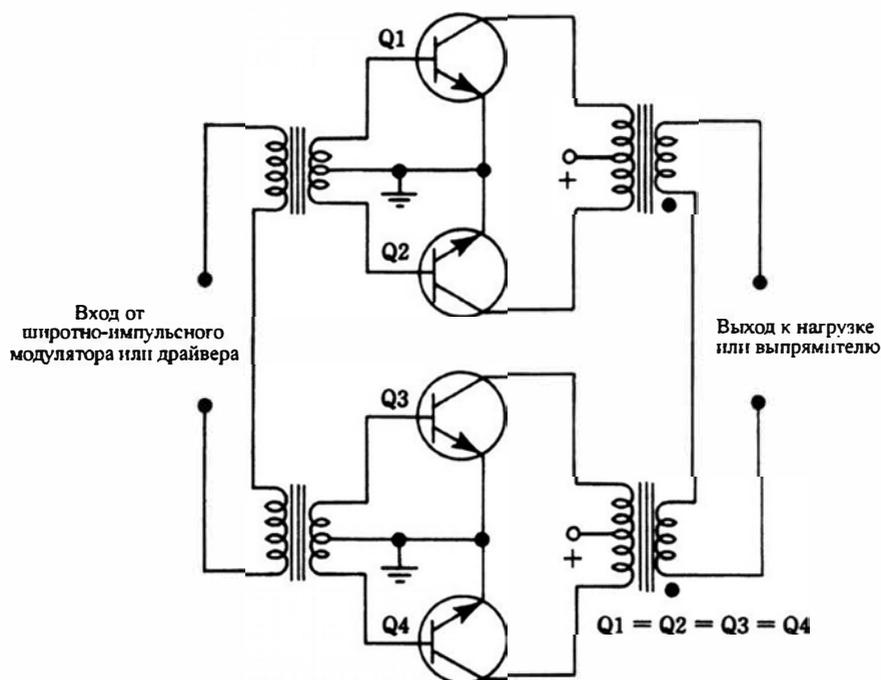


Рис. 17.27. Схема удвоения выходной мощности инвертора или импульсного стабилизатора. Этот метод не требует дорогих или недоступных высоковольтных или предназначенных для работы при больших токах транзисторов. В отличие от схем с параллельным включением транзисторов здесь не требуются балластные резисторы, рассеивающие мощность.

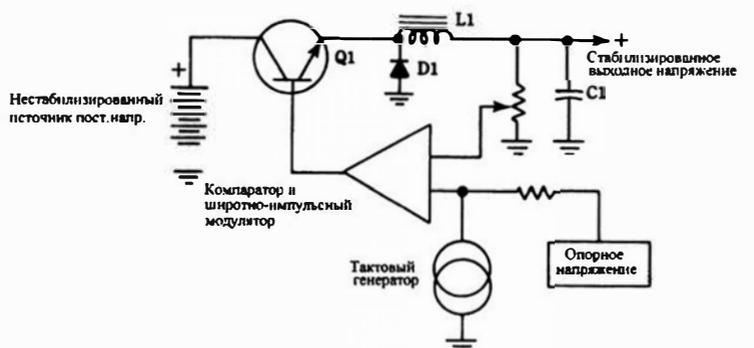
К недостаткам этого метода можно отнести высокую стоимость, а также увеличенные габариты и вес. Это справедливо потому, что два трансформатора дороже, чем один, имеющий вдвое большую номинальную мощность. Габариты двух трансформаторов будут, как правило, превышать размеры одного трансформатора той же мощности. Существенны или нет эти факторы зависит, конечно, от конкретных обстоятельств, связанных с особенностями системы.

Хотя на рис. 17.27 показаны два выходных каскада, объединять можно и большее число каскадов. Но основную идею, предлагаемую здесь, не следует путать с вариантом, показанным на рис. 2.10, где используется один выходной трансформатор, а пары выходных транзисторов соединены последовательно по отношению к источнику постоянного напряжения. Схема на рис. 17.27 предпочтительнее для инверторов с внешним возбуждением и ИИП, а схема на рис. 2-10 лучше подходит для реализации инвертора с насыщаемым сердечником. В схеме, приведенной на рис. 17.27, можно использовать один сердечник для всех входных трансформаторов и один для выходных. Конечно, это так, однако использование отдельных трансформаторов, как показано на рисунке, представляется наиболее разумным для испытаний, оценки возможностей, измерения и эксплуатации.

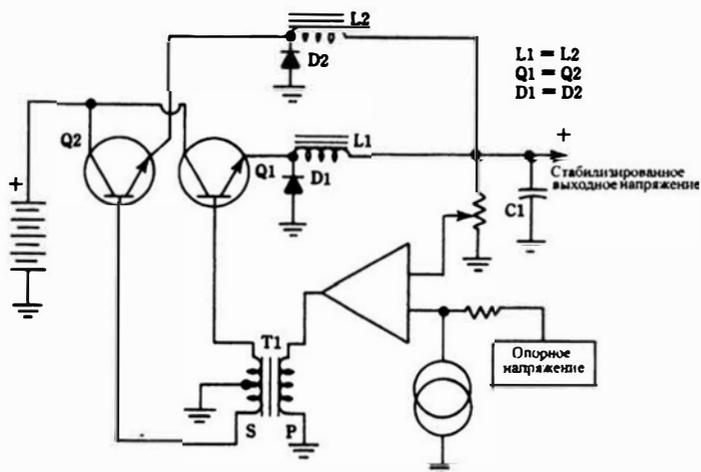
Примером гибкости схемы на рис. 17.27 является возможность использовать в качестве одной из пар мощные *pnp*-транзисторы. Хотя это не приводит к схеме с комплементарными транзисторами в обычном смысле, но в некоторых случаях оказывается проще получить требуемую суммарную мощность. По переменному току функционирование схемы не изменилось.

Интересный способ удвоить выходной ток и, поэтому, выходную мощность одно-транзисторного импульсного стабилизатора, показан на рис. 17.28. Сигнал на дополнительный переключающий транзистор Q_2 поступает со сдвигом на 180° по отношению к сигналу, поступающему на основной транзистор Q_1 . Этот сдвиг фазы осуществляется с помощью трансформатора T_1 . Хотя отношение числа витков первичной и вторичной обмоток можно взять равным 1, низкие входные сопротивления транзисторов обычно требуют для получения оптимальных результатов использовать понижающий трансформатор. В этом случае вторичная обмотка с отводом от середины обеспечит более низкое напряжение на базе каждого транзистора, чем имеющееся на первичной обмотке. (Это, кроме того, снижает вероятность обратного пробоя эмиттерных переходов транзисторов. Полезным может оказаться включение в цепь базы (на рисунке не показано) резистора с малым сопротивлением.)

Потребуется также катушка индуктивности L_2 аналогичная катушке L_1 . Дополнительный «фиксирующий» диод D_2 идентичен диоду D_1 . Удвоение выходного тока стабилизатора не единственное, что дает дополнительный переключающий транзистор. В этой схеме удваивается частота пульсаций и вдвое уменьшается их амплитуда. Таким образом, с прежней емкостью выходного конденсатора C_1 на выходе стабилизатора имеем более чистое постоянное напряжение. Другой вариант состоит в том, чтобы сохранить характеристики одно-транзисторной схемы, уменьшая емкость конденсатора C_1 . Этот вариант позволяет несколько сократить габариты и стоимость. Если следовать этой методике на начальной стадии проектирования, то можно выбрать менее дорогие переключающие транзисторы, потому что каждый должен будет переключаться с частотой, равной половине частоты пульсаций на выходе.



A.



B.

Рис. 17.28. Метод удвоения выходного тока импульсного стабилизатора. Этот метод обеспечивает не только увеличение выходной мощности, но и уменьшает пульсации выходного напряжения. (А) Упрощенная схема обычного импульсного стабилизатора. (В) Модифицированная схема для удвоения выходного тока.

Чтобы воспользоваться достоинствами этой схемы, нестабилизированный источник постоянного напряжения должен, конечно, обеспечивать ток, вдвое больший требуемого для одно-транзисторного стабилизатора. Схемы на рис. 17.28 А и В представляют собой стабилизаторы с внешним возбуждающим сигналом, имеющим фиксированную частоту. Если применять этот метод в автоколебательном стабилизаторе, то могут встретиться некоторые трудности и, естественно, потребуется экспериментальная доводка. Связано это с тем, что частота пульсаций, используемых в цепи обратной связи, вдвое выше частоты переключений. Возможной мерой, позволяющей обойти трудности, является реализация положительной обратной связи с помощью небольшой вторичной обмотки, помещенной на катушке L_1 или L_2 .

18

Обзор некоторых стабилизированных источников питания с улучшенными характеристиками

Самой природой источникам питания, импульсным стабилизаторам, инверторам и преобразователям был предназначен длительный эволюционный процесс развития. Безусловно, в любое время находились те, кто заявляли, что эта техника достигла совершенства, и дальнейший прогресс будет ограничиваться лишь некоторыми усовершенствованиями. Хотя с течением времени грубая ошибка их прогнозов неоднократно подтверждалась, по общему признанию заманчиво и теперь делать ту же самую ошибку утверждая, что все существенные усовершенствования уже были сделаны.

Однако с уверенностью можно утверждать, что современная технология источников питания для работы электронного и электротехнического оборудования сделала скачок вперед по сравнению с тем, что имелося десять лет назад. Кажется, будто имелося случайное совпадение прогресса в создании мощных устройств, схемных компонент, специализированных ИС управления и в развитии схемотехники. Результатом явились более высокие частоты переключений, более высокий к.п.д., расширение эксплуатационных удобств, повышение гибкости проектирования и снижение электромагнитных помех. Больше всего эти усовершенствования отразились на числе используемых компонент и стоимости. Важным фактором, заслуживающим упоминания, является то, что источники питания теперь лучше работают, поскольку имеют лучшую развязку, изоляцию и стабилизацию, а также создают меньше электрических помех, у них более быстротечные переходные процессы и меньше выделение тепла.

Ниже следует анализ некоторых из этих усовершенствованных схем. Интересно отметить, что некоторые из идей имеют корни в прошлом, но их практическая реализация стала возможной только после развития соответствующего технического обеспечения.

100-ваттный, 100 кГц стабилизированный источник питания с ШИМ, использующий управляющую интегральную схему

Стабилизированный источник питания, показанный на рис. 18.1, можно рассматривать в качестве базового прототипа современной технологии. Он имеет некоторые замечательные свойства, которые с трудом можно было достичь в прежних разработках. Этот источник обеспечивает значительную мощность, а его частота переключений в четыре или пять раз выше, чем импульсных источников питания «первой генерации». Управление в схеме осуществляется с помощью ИС, что очень существенно из-за наличия многочисленных «вспомогательных функций», которые оказываются реализованными автоматически. Источник использует мощный МОП-транзистор, поэтому работает с маломощным драйвером и демонстрирует электрическую надежность с высокой устойчивостью в отношении вторичного пробоя и неконтролируемого нагрева. Благодаря эффективному использованию ШИМ, устройство может работать с любым напряжением сети переменного тока в пределах от 85 В до 265 В! Источник имеет регулируемую токоограничивающую схему. Наконец, он очень простой, так как использует минимальное число компонент.

В этой схеме отсутствует обычно используемая для демпфирования переходного процесса переключения третья обмотка; вместо этого защитную функцию выполняет демпфирующая цепь, составленная из $R1$, $C2$, $D3$ и $Z3$. Следует отметить, что вариант прямого преобразования с выходным трансформатором ($T1$) обеспечивает гибкость схемы, потому что величина постоянного выходного напряжения в значительной степени определяется выбором соответствующего коэффициента трансформации между первичной и вторичной обмотками трансформатора $T1$.

Уровень максимального тока, выдаваемого источником, устанавливается с помощью потенциометра $R6$. Этим мы обязаны замечательной особенности недавно созданного семейства специализированных ИС, управляющих стабилизацией в источниках питания, и наличию в них «вспомогательных функций», которые сопровождают основную функцию стабилизации. Эти ИС обеспечивают защитные функции, эксплуатационные удобства и гибкость проектирования. Реализация этих функций с помощью «разношерстных» схем обычно составляет сложную инженерную задачу. В Таблице 18.1 перечислены характеристики ИС Silicon General $SG2526$, осуществляющей стабилизацию с использованием ШИМ в источнике питания, изображенном на рис. 18.1 (конечно, нет необходимости использовать все возможности, заложенные в ИС).

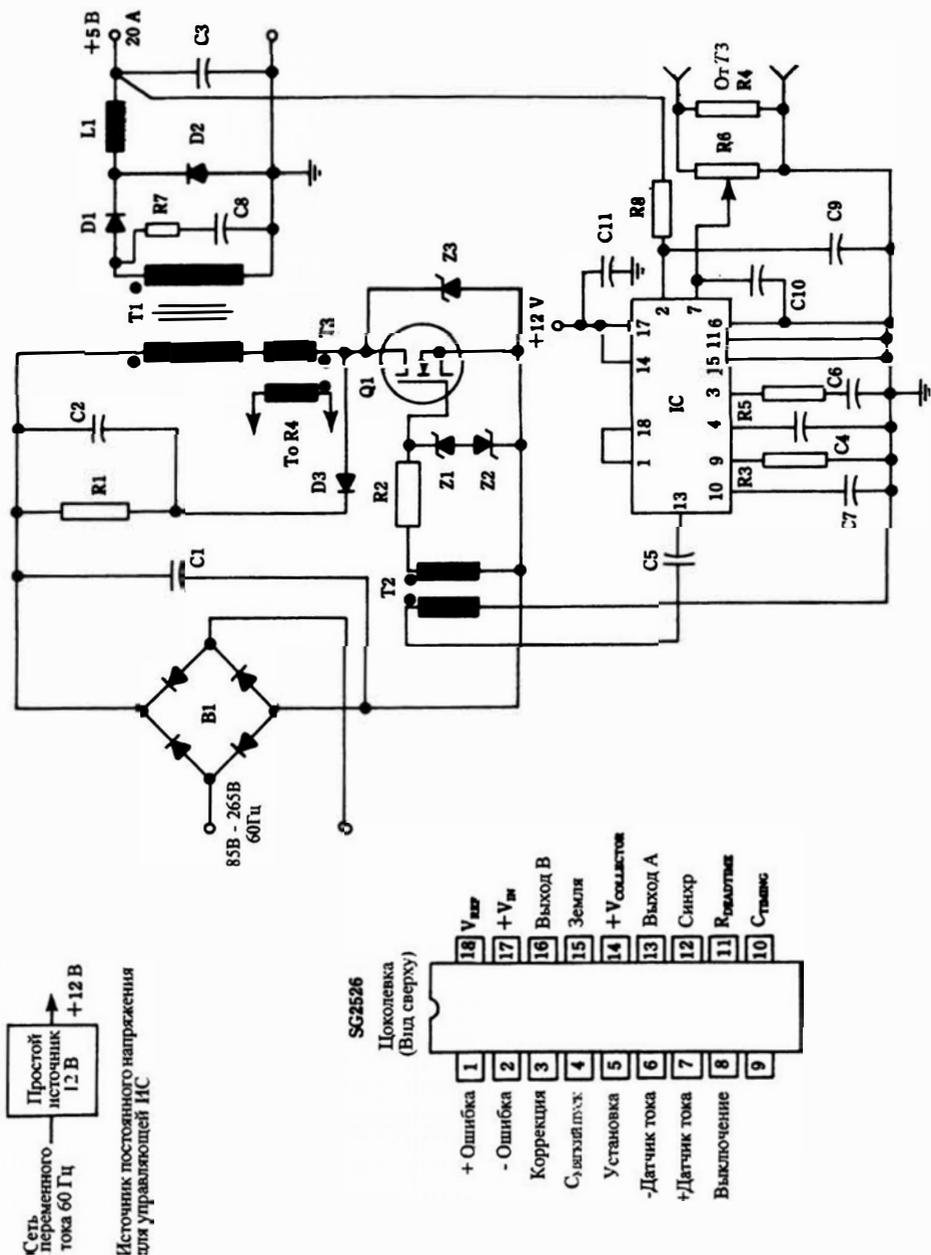


Рис. 18.1. Схема 100-ваттного стабилизированного источника питания, работающего с частотой 100 кГц и использующего специализированную ШИМ управляющую ИС. Эта схема прямого преобразования при полной нагрузке имеет к.п.д. около 75% в широком диапазоне изменения напряжения сети переменного тока. International Rectifier Corp.

Вы видите, что необходим маломощный источник постоянного напряжения 12 – 15 В, обеспечивающий ток до 50 мА для питания ИС SG2526. Совсем не обязательно, чтобы этот вспомогательный источник постоянного напряжения был стабилизированным, но для изоляции от сети целесообразно использовать небольшой трансформатор с двумя обмотками. Спецификация деталей, вместе с данными о магнитных компонентах, приведена в Таблице 18.2.

Таблица 18.1. Перечень возможностей, имеющихся у ИС SG2526, применяемой для стабилизации с использованием ШИМ. Перечисленные вспомогательные функции раньше реализовывались с помощью ОУ и дискретных устройств, что было трудной задачей. Silicon General.

- Работает при питании от 8 В до 35 В
- Опорное напряжение 5 В $\pm 1\%$
- Частота колебаний генератора от 1 Гц до 350 кГц
- Двойной 100 мА источник / выходы
- Цифровое ограничение тока
- Подавление двойного импульса
- Программируемое время задержки
- Блокировка при понижении напряжения
- Измерение по одному импульсу
- Программируемое мягкое включение
- Широкий диапазон ограничения тока в синфазном режиме
- ТТЛ/КМОП-совместимые входы/выходы
- Возможность коррекции симметрии
- Гарантируемая синхронизация 6-ти устройств

Таблица 18.2. Спецификация деталей для 100-ваттного, 100 кГц источника с ШИМ.

Q1	IRF830 HEXFET
ИС	3526 фирмы Silicon General
B1	IR KBPC 106
C1	500 мкФ, 450 В
C2	0,68 мкФ, 100 В
C3	4x150 мкФ, 6 В
C4	22мкФ, 16В
C5	0,5 мкФ, 25 В
C6	0,01 мкФ
C7	910 пФ
C8	6800 пФ
C9	5000 пФ
C10	0,1 мкФ
C11	22 мкФ, 25 В
R1	1,5 кОм (3x500 Ом, 5 Вт)
R2	12 Ом 0,25 Вт

Таблица 18.2. (продолжение)

R3	6,8 кОм 0,25 Вт
R4	10 Ом
R5	12 кОм 0,25Вт
R6	100 Ом потенциометр
R7	33 Ома 0,25 Вт
R8	560 Ом 0,25 Вт
D1	20FQ030
D2	BYV 79-100
D3	IR 40SL6
Z1	1N4112 стабилитрон
Z2	1N4112 стабилитрон
Z3	4x1N987B стабилитроны включены последовательно
L1	Сердечник А-930157-2 фирмы Arnold, 16 витков, параллельно 2 провода №14
T1	Сердечник 26/20, H7C1 фирмы TDK. Первичная обмотка: 20 витков, параллельно 3 провода №32; Вторичная обмотка: 3 витка, 0.3 мм x 8 мм медная лента
T2	Сердечник H5B2T10-20-5 фирмы TDK. Первичная обмотка: 60 витков провод №24; Вторичная обмотка: 6 витков, провод №24
T3	E2480 сердечник фирмы TDK H52T5-10-2.5. Первичная обмотка: 1 виток; Вторичная обмотка: 100 витков, провод №32

Основные идеи, лежащие в основе резонансного режима работы

В идеале метод, использующий широтно-импульсную модуляцию (ШИМ), является ответом на поиски практически совершенного стабилизированного источника питания. Мы уже говорили, что в импульсном источнике ключ либо включен, либо выключен и управление осуществляется с нулевым рассеянием мощности, в отличие от линейного стабилизатора, где стабилизация происходит из-за рассеяния мощности в проходном элементе. В реальных условиях, широтно-импульсная модуляция дает разумный подход к переключению без потерь за счет более низкой частоты переключения, например, в диапазоне 20 – 40 кГц. Глядя на ситуацию с другой стороны, может сказать, почему этот частотный диапазон так долго был популярен.

От самого начала стабилизации с помощью ШИМ, конструкторы пытались продвигаться в сторону более высоких частот, поскольку при этом можно уменьшить размеры, вес и стоимость магнитного сердечника и конденсаторов фильтра. При высокой частоте переключения появляются и другие преимущества. Используя более высокие частоты можно ожидать уменьшение радиопомех и электромагнитных шумов; можно ожидать меньших проблем при экранировке, развязке, изоляции и ограниче-

нии в схеме. Можно также ожидать более быстрого срабатывания, а также снижения выходного сопротивления и величины пульсаций.

Главным препятствием на пути применения более высоких частот были практические трудности создания быстрых и достаточно мощных переключателей. Из-за того, что невозможно достичь мгновенного включения и выключения коммутатора, на нем во время переключения имеется напряжение и одновременно через него протекает ток. Другими словами, трапецеидальные, а не прямоугольные колебания характеризуют процесс переключения. Это, в свою очередь, приводит к потерям переключения, которые сводят на нет теоретически высокий к.п.д. идеального коммутатора, который мгновенно включается, имеет нулевое сопротивление во включенном состоянии и мгновенно выключается. На рис. 18.2 сравнивается ШИМ и режим переключения в резонансном режиме, который будет рассмотрен подробнее.

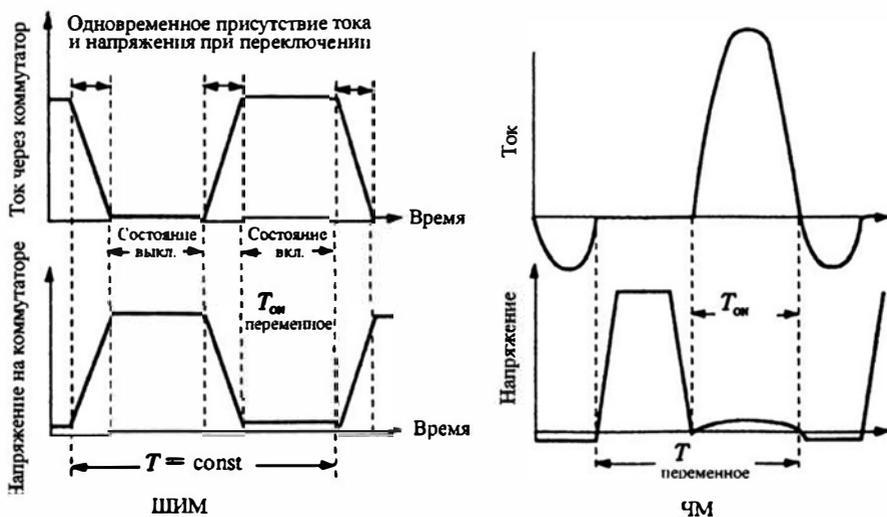


Рис. 18.2. Осциллограммы, показывающие разницу между ШИМ и резонансным режимом. При ШИМ потери переключения появляются из-за одновременного протекания *тока* через коммутатор и наличия *напряжения* на нем. Обратите внимание, что эта ситуация отсутствует при резонансном режиме работы, который для стабилизации напряжения использует частотную модуляцию (ЧМ).

Из вышесказанного очевидно, что на идеальном переключателе не должно быть никакого падения напряжения во время включенного состояния. Все эти рассуждения говорят о том, что высокий к.п.д. был трудно достижимой задачей, особенно при высоких частотах переключения до тех пор, пока не был достигнут прогресс в создании импульсных полупроводниковых приборов. Следует указать также, что одновременно был необходим прогресс в создании других устройств, таких как диоды, трансформаторы и конденсаторы. Надо отдать должное работникам всех областей техники

за то, что частота переключения при использовании широтно-импульсной модуляции была повышена до 500 кГц. Тем не менее, на высоких частотах, скажем на частоте 150 кГц, лучше рассмотреть другой метод. Итак, мы приходим к резонансному режиму работы источника питания.

Стабилизированный источник питания, использующий резонансный режим, действительно представляет собой большой скачок вперед в развитии технологии. Хотя надо сказать, что использование резонансных явлений в инверторах, преобразователях и источниках питания предшествует эре полупроводников. Оказалось, что при использовании резонансных явлений часто удавалось получить хорошие результаты. Например, в первых телевизорах необходимые высокие напряжения для кинескопа получали с помощью радиочастотного источника питания. Это был работающий на частоте от 150 до 300 кГц генератор синусоидальных колебаний на электронной лампе, в котором повышение переменного напряжения достигалось в резонансном радиочастотном трансформаторе. По существу подобные схемы все еще используются для создания напряжений, по крайней мере, несколько сотен тысяч вольт для различных промышленных и научно-исследовательских целей. Более высокие напряжения часто достигаются благодаря совместному применению резонансного режима работы и диодного умножителя напряжения.

Также давно было известно, что резонансные выходные цепи инвертора стабилизируют работу электродвигателей и сварочного оборудования. Обычно в разрыв провода, ведущего от источника постоянного напряжения к инвертору, включалась катушка с большой индуктивностью. При этом инвертор ведет себя по отношению к нагрузке как источник тока, что дает возможность легче удовлетворить условию существования резонансных явлений. В этом случае существующие тиристорные инверторы правильнее назвать квазирезонансными — колебательный контур периодически подвергается ударному возбуждению, но непрерывные колебания отсутствуют. Между импульсами возбуждения, колебательный контур отдает запасенную энергию в нагрузку. Примеры упоминавшихся схем приведены на рис. 18.3, 18.4 и 18.5.

Стоит повторить, что в источниках питания и инверторах иногда использовалось благотворное влияние резонансных свойств дросселя в выходном фильтре. И последнее, несмотря на впечатляющий прогресс по сравнению с примитивными источниками питания, здесь, тем не менее, имеются вредные последствия нежелательных резонансов. Они проявляются в виде паразитных колебаний, радиопомех, электромагнитных шумов, бросков напряжения и связанных с ними сбоев в работе схемы, что снижает к.п.д., а также повреждает или даже разрушает активные и пассивные компоненты схемы.

Из сказанного выше должно быть ясно, что широкое использование резонансного режима работы началось после создания специализированных ИС управления. Эти ИС освободили конструкторов от проблем со сбоями, которые неизбежно сопутствуют стремлению использовать резонансный режим на частотах несколько сот килогерц или несколько МГц, где малые размеры компонент могут дать заметное сокращение габаритов, веса и стоимости.

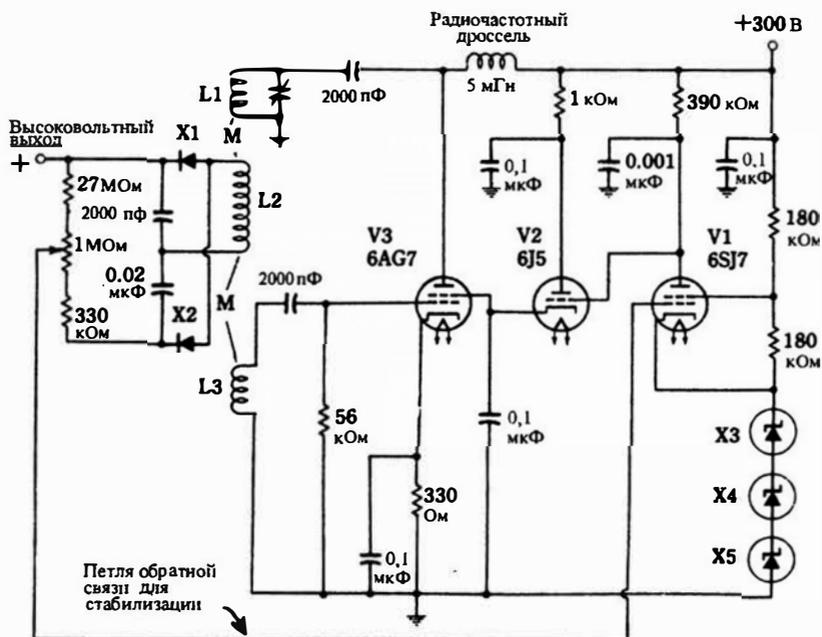


Рис. 18.3. Пример резонансного высоковольтного источника, работающего в радиочастотном диапазоне. Это восстановленная старая схема использует электронные лампы в генераторе Мейснера. Рабочая частота определяется повышающей обмоткой $L1$ и ее собственной распределенной емкостью. Никакой стабилизации частоты не предусматривается.

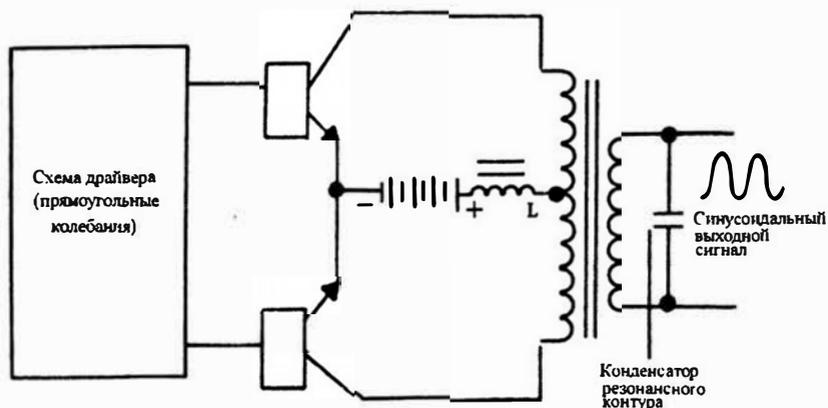


Рис. 18.4. Пример запускаемого током инвертора с резонансным контуром на выходе. Обратите внимание на присутствие катушки с большой индуктивностью L в цепи питания и конденсатора, входящего в состав резонансного контура на выходе. Подобный метод применим и к инверторам с самовозбуждением. Эти схемы обычно не имеют стабилизации.

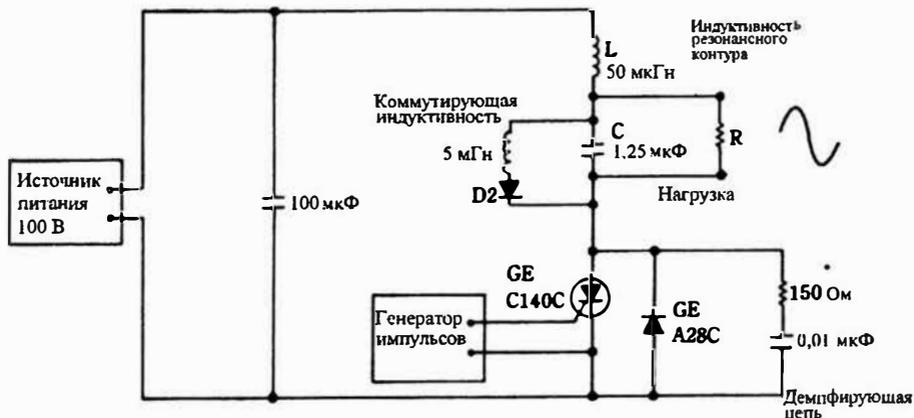


Рис. 18.5. Пример квази-резонансного инвертора с одним тиристором. Выбирая соответствующий тиристор, можно получить выходную мощность нескольких киловатт и частоту переключения около 30 кГц. Если частота пульсаций немного ниже резонансной частоты последовательного LC-контура, то на нагрузке будет хорошее синусоидальное напряжение. Стабилизация в схеме отсутствует.
 General Electric Semiconductor Products Dept.

Интересно, что резонансный стабилизатор напряжения имеет много общего с давно популярной схемой широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Действительно, согласно структурной схеме, источник импульсов постоянной длительности и переменной частоты вместе с резонансным «контуром» используется вместо схемы ШИМ. В процессе работы из-за наличия LC-контура через коммутатор или протекает ток, или к нему приложено напряжение, имеющие форму отрезков синусоиды. Форма сигналов при переключении, в отличие от высокочастотных ШИМ схем, такова, что никогда не бывает одновременного присутствия напряжения на коммутаторе и протекания через него тока. Поэтому потери коммутации пренебрежимо малы даже при высоких частотах.

Рис. 18.6 иллюстрирует резонансный режим работы. Сигнал ошибки получен также, как в источниках питания с ШИМ, то есть как разность между выходным и опорным напряжениями. Это напряжение рассогласования поступает на генератор, управляемый напряжением, выходной сигнал которого запускает ждущий мультивибратор. Схема модуляции, по существу, является преобразователем напряжение – частота. Импульсы ждущего мультивибратора, имеющие фиксированную длительность и переменную частоту повторения, поступают на вход коммутатора(ов). Часто на выходе ждущего мультивибратора включают усилитель мощности, чтобы обеспечить более высокое мгновенное значение тока и низкое сопротивление. В качестве коммутаторов обычно применяется один или два мощных МОП-транзистора.

Выход коммутатора(ов) связан с резонансным LC-контуром и выходным трансформатором. Видно, что амплитуда почти синусоидального

напряжения, приложенного к первичной обмотке трансформатора, зависит от близости резонансной частоты LC -контура к величине, обратной фиксированной длительности импульсов переменной частоты, поступающих от коммутатора. Таким образом, стабилизацию постоянного выходного напряжения можно реализовать с помощью частотной модуляции. Слишком высокая добротность LC -контура будет препятствовать выделению мощности, а очень низкая вызовет чрезмерно большие пиковые значения тока в коммутаторе.

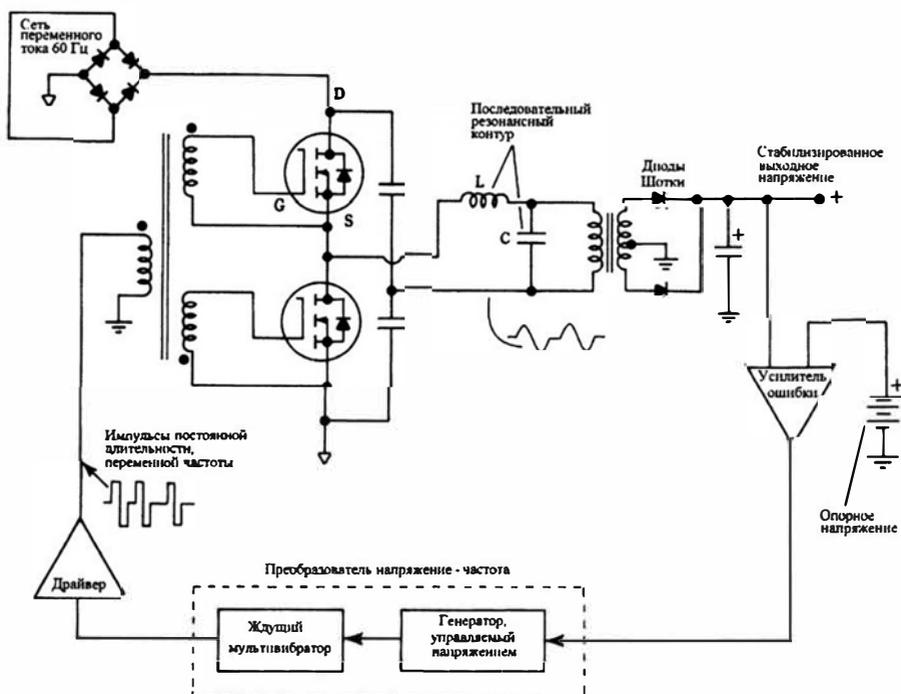


Рис. 18.6. Упрощенная схема резонансного стабилизированного источника питания. В первом приближении можно считать, что здесь вместо широтно-импульсного модулятора в популярном ШИМ стабилизаторе применен преобразователь напряжение – частота.

Резонансный режим может быть получен разными путями: можно использовать или последовательный, или параллельный LC -контур. А номинальная рабочая частота может быть как ниже, так и выше собственной резонансной частоты LC -контура. В любом случае стабилизация требует работы на падающем участке резонансной кривой. На рис. 18.6, индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора достаточно высока, так что практически не влияет на резонансную частоту LC -контура.

Не всегда с первого взгляда на схему можно сказать, что использует резонансный режим, потому что на принципиальной схеме могут отсутствовать в явном виде индуктивность или емкость, а иногда и то и другое. В таких случаях используются паразитные реактивные сопротивления, такие как индуктивности рассеяния выходного трансформатора, а также паразитная или распределенная емкость. Иногда используется выходная емкость коммутатора. В некоторых случаях параллельный колебательный контур образуется вторичной обмоткой выходного трансформатора и либо подключенным к ней конденсатором, либо паразитной емкостью.

Для того, чтобы избежать недоразумений из-за неаккуратных высказываний в технической литературе, хорошо бы вспомнить следующие факты, относящиеся к резонансным стабилизаторам:

— В резонансном LC -контуре колебания всегда происходят на его резонансной частоте независимо от частоты импульсов, с помощью которых осуществляется ударное возбуждение. Однако в большинстве случаев условия для существования свободных колебаний отсутствуют. На схему выпрямителя поступают полупериоды синусоидального колебания.

— Использовать можно как последовательные, так и параллельные резонансные контуры. Иногда, на принципиальной схеме нет в явном виде катушки индуктивности или конденсатора, входящих в состав резонансного контура. В таких случаях используется индуктивность рассеяния трансформатора или паразитная емкость. Имеются также схемы, в которых конденсатор включается во вторичной обмотке выходного трансформатора, а не в первичной. Несколько схем показано на рис. 18.7.

— Одна из наиболее популярных схем использует последовательный резонансный контур, в котором выходную мощность получают от конденсатора через высокоомную первичную обмотку выходного трансформатора. Такой источник соответственно называется *преобразователем или стабилизатором с последовательным резонансом и параллельной нагрузкой*. К сожалению, иногда об этих устройствах говорят как о схемах с параллельным резонансом (рис. 18.7В).

— В идеале существует два способа получения почти нулевых потерь при коммутации. Один с переключением при нулевом токе, который является наиболее популярным и допускает работу с частотами около 2 МГц, а другой с переключением при нулевом напряжении, позволяющий работать на частоте до 10-МГц. Переключение при нулевом токе использует для ударного возбуждения контура импульсы постоянной длительности и переменной частотой повторения. Фиксированный интервал времени между импульсами используются в режиме переключения с нулевым напряжением.

— Чаще всего (особенно при переключении с нулевым током) диапазон изменения частоты распространяется от низких частот до 80 % от резонансной частоты контура. Это обеспечивает время, достаточное для того, чтобы ток катушки индуктивности уменьшился до нуля или стал отрицательным. Импульс, определяющий время включенного состояния,

заканчивается, когда ток принимает отрицательное значение; момент его окончания не очень критичен. Отрицательный ток катушки индуктивности подразумевает, что ток теперь течет не через мощный МОП-транзистор, а через фиксирующий диод. Длительность импульса определяется RC -цепью, подключенной к управляющей ИС. Величины R и C удобно определять по графикам, предоставляемым изготовителем ИС. Типичные данные, иллюстрирующие выбор величины RC для определения длительности импульса, а также частоты генератора показаны на рис. 18.8.

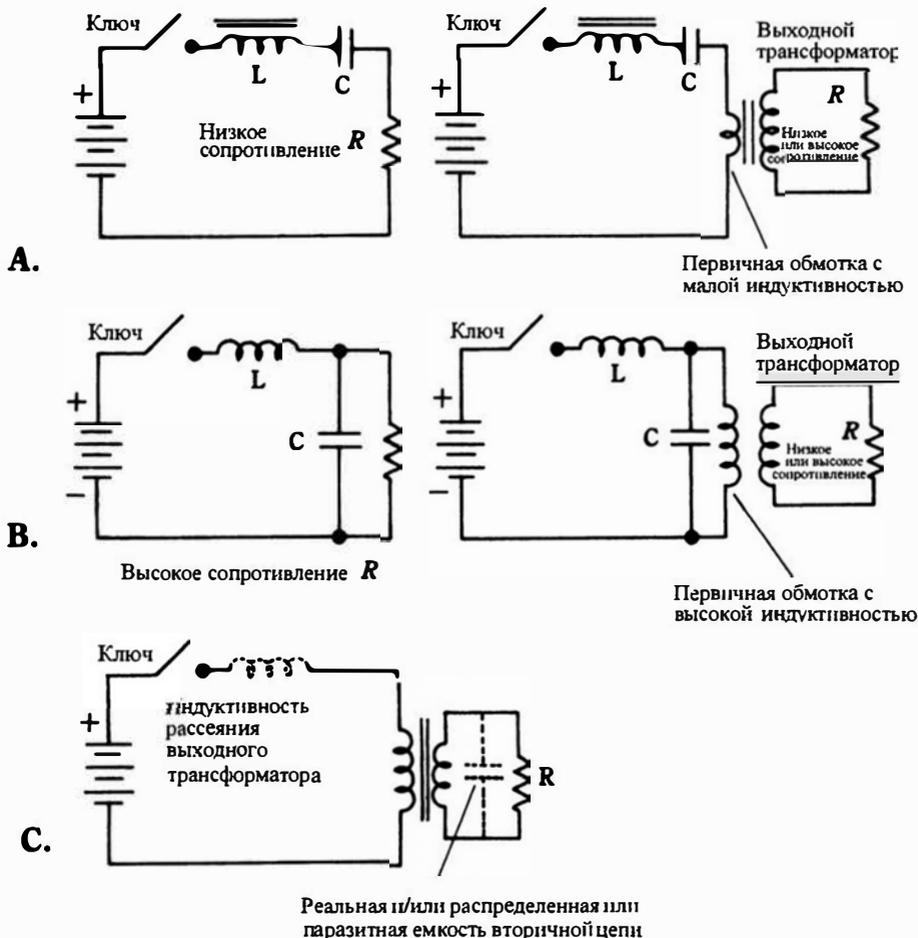


Рис. 18.7. Различные варианты извлечения мощности из резонансного контура. R обычно представляет собой комбинацию выпрямителя, фильтра и нагрузки. (А) Низкоомная нагрузка с выходным трансформатором и без него. (В) Высокоомная нагрузка с выходным трансформатором и без него. (С) Резонанс и извлечение мощности путем использования паразитных реактивностей.

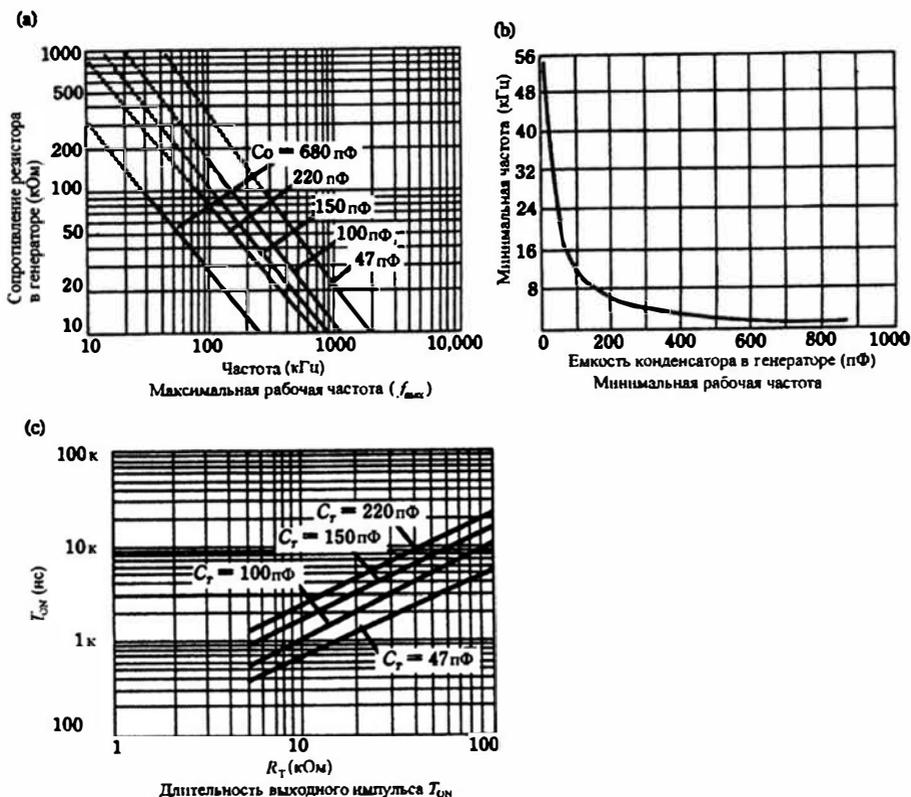


Рис. 18.8. Примеры графиков для определения параметров резонансного стабилизированного источника. Эти кривые соответствуют ИС *GR605*, но типичны для схем других изготовителей. (А) Допустимые комбинации емкости и сопротивления в зависимости от максимальной частоты генератора. (В) Допустимая емкость в зависимости от минимальной частоты генератора. (С) Комбинация резистора и емкости для выбранной длительности импульса. В зависимости от того, имеем дело со схемой А или В, *RC*-цепи будут разными. *Geppim Corp.*

— Надо быть уверенным, что «частота переключения» соответствует частоте, с которой импульсы поступают на резонансный контур. Не обязательно это частота генератора в управляющей ИС. В двухтактном импульсном источнике питания частота генератора будет вдвое выше частоты переключений. Для одноктактных ИИП эти частоты обычно совпадают.

— К переключению без потерь приближается источник, работающий в прерывистом режиме. Это просто означает, что на каждый импульс должен быть только один период колебаний в *LC*-контуре. Практически это требует наличия «мертвого времени» между завершением одного цикла колебания и появлением следующего импульса. Вот почему частота повторения импульсов не должна приближаться к резонансной частоте

LC-контур. Удовлетворение этого требования приводит к некоторому уменьшению выходной мощности.

— Стабилизация основана на том, что энергия, запасенная в LC-контуре максимальна, когда частота повторения импульсов, осуществляющих ударное возбуждение LC-контра, близка к его резонансной частоте. Отклонение частоты импульсов от этого оптимального условия, приводит к тому, что будет получена меньшая мощность. Поскольку резонансная частота остается постоянной, то для осуществления стабилизации изменяется упомянутое выше «мертвое время».

— В резонансные источники питания часто вводят защиту по току, что делает их похожими на источники с ШИМ, имеющими такую защиту. Действительно, можно найти ссылку на работу резонансного источника в режиме ограничения тока. Однако имеется существенное отличие. В системе с ШИМ учитывается нарастание тока, и ограничение максимального тока источника происходит в любой момент в пределах всего цикла. В резонансном источнике, учитывается часть синусоидального колебания; это допускает ограничение максимального тока ИИП, но не мгновенно. В обоих случаях достигается защита, но в резонансных источниках не так быстро или точно, как в источниках с ШИМ, имеющих токовую защиту. В источниках с ШИМ слежение за величиной тока реализует стабилизацию с прямой связью; в резонансных источниках считывание величины тока приводит к использованию метода выключения.

— Последнее, но самое существенное, коммутаторы в резонансных ИИП не испытывают одновременного воздействия напряжения и тока во время процесса переключения. Это приводит к высокому к.п.д. со значительным уменьшением рассеиваемой мощности в коммутаторах, что в свою очередь ослабляет температурные проблемы, способствуя высокой плотности компоновки элементов.

Высокочастотный резонансный преобразователь 48 В / 5 В, рассчитанный на ток 20 А

Ранее отмечалось, что одним из препятствий на пути развития источников питания была невероятная сложность устройств, которые для достижения необходимых характеристик требуют многочисленных дискретных компонент. Особенно это относилось к схемам резонансных стабилизаторов; основные принципы были поняты давно, но практическая реализация долгое время оставалась громоздкой и нерентабельной. Теперь это не так, поскольку изготовители полупроводниковых компонент освоили производство специализированных ИС, которые не только дешевые, но, кроме того, не требуют введения почти никаких вспомогательных функций для защиты и удобны в эксплуатации.

Одной из таких управляющих ИС для резонансного стабилизатора является микросхема GP605, созданная фирмой Gennum Corporation, пионером технологии резонансных источников питания. Функциональная

схема ИС GP605, управляющей работой резонансного источника, показана на рис. 18.9. Обратите внимание на генератор, управляемый напряжением и ждущий мультивибратор. Вместе они образуют преобразователь напряжение – частота, который генерирует импульсы постоянной длительности с изменяемой частотой повторения для ударного возбуждения внешнего колебательного LC-контура.

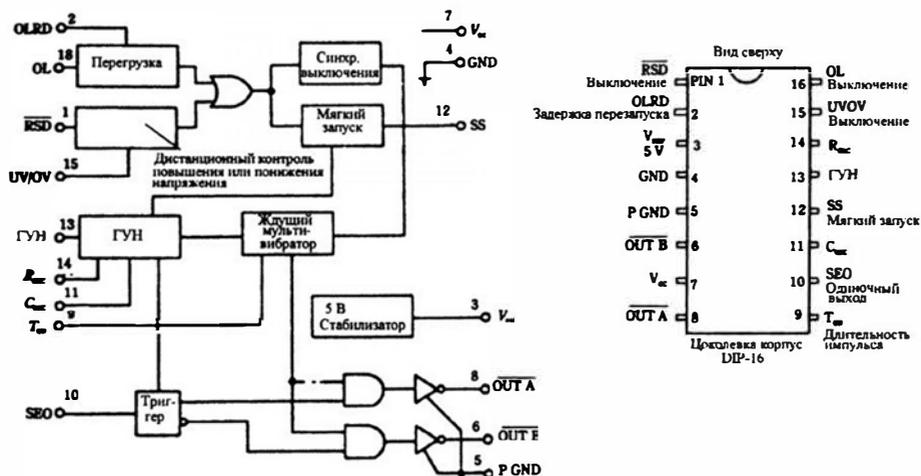


Рис. 18.9. Функциональная схема управляющей ИС GP605 для резонансного источника. Эта микросхема особенно удобна для ИИП с внешним возбуждением, которые популярны в источниках питания с ШИМ. Gennum Corp.

Принципиальная схема преобразователя постоянного напряжения, использующего ИС GP605, изображена на рис. 18.10. Этот преобразователя имеет на входе постоянное напряжение 48 В, а на выходе 5 В при токе нагрузки до 20 А. Одна из основных особенностей работы в резонансном режиме состоит в очень высокой частоте переключения при минимальных потерях переключения. В нашем конкретном случае частота переключения находится в районе 500 кГц, а резонансная частота LC-контура равна примерно 600 кГц.

Схема содержит каскад предварительного усиления, использующий транзисторы Q3 и Q4. В системах с ШИМ, которые обычно работают с частотой 100 или 200 кГц, часто можно обойтись без предварительного усилителя. Однако при более высоких частотах переключения, при которых можно работать в резонансном режиме, желательно иметь возможность быстро заряжать и разряжать довольно высокие емкости затвора мощных импульсных МОП-транзисторов. В этом случае драйвер должен иметь более низкое выходное сопротивление и обеспечивать большее мгновенное значение тока, чем могут дать большинство ИС управления.

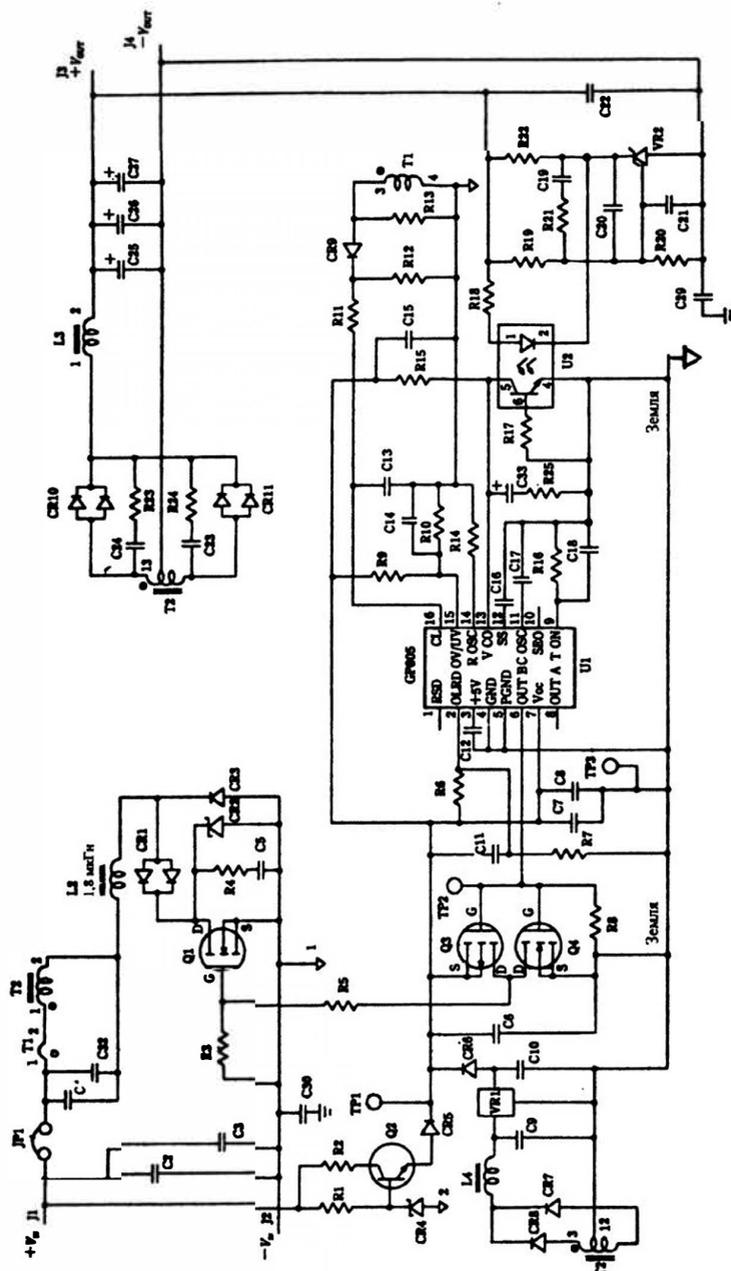


Рис. 18.10. Схема резонансного преобразователя постоянного напряжения 48 В в постоянное напряжение 5 В при токе нагрузки до 20 А. Обратите внимание на использование в цепи обратной связи оптрона и наличие предварительного усилителя на транзисторах Q3 и Q4. При работе с более низкими частотами и меньшими уровнями мощности предварительный усилитель не обязателен. Gennum Corp.

Диоды Шотки *CR1* и диод *CR3* заслуживают комментария. Они изолируют и шунтируют внутренний паразитный диод (не изображенный на схеме) транзистора *Q1*. Диоды Шотки не имеют задержки выключения, связанной с накоплением заряда и лучше приспособлены для выполнения функции фиксирующего диода.

Схема, выполненная на *n-p-n* транзисторе *Q2*, представляет собой простой стабилизатор напряжения, который является независимым источником постоянного напряжения для предварительного усилителя, для схемы контроля превышения или понижения уровня напряжения и для выходного транзистора оптрона. В Таблице 18.3 перечислены компоненты, входящие в состав преобразователя.

Таблица 18.3. Спецификация компонент для резонансного преобразователя 48 В/5 В, 20 А. Gennum Corp.

Наименование	Описание
<i>C2, C3</i>	6 мкФ ±10% 100 В
<i>C4, C32</i>	0,022 мкФ ±5% 200 В
<i>C5</i>	680пФ ±5% 200 В
<i>C6, C8</i>	22 мкФ 16 В танталовый
<i>C7, C10, C15,</i> <i>C19, C20, C22</i>	0,22мкФ ±20% 50 В
<i>C9</i>	47 мкФ 20 В танталовый.
<i>C11, C16, C33</i>	4,7 мкФ 16 В танталовый
<i>C14, C21, C12</i>	1000 пФ ±10% 100 В
<i>C13</i>	0,022 мкФ ±20% 50 В
<i>C17, C18</i>	100пФ ±5% 100 В
<i>C23, C24</i>	2200 пФ 100 В
<i>C25, C26, C27</i>	220мкФ ±20% 10 В танталовый
<i>C29, C30</i>	2200 пФ 500 В керам. диск.
<i>CR1</i>	Диод Шотки Amperex <i>BY4335</i> или Motorola <i>MBR2035CT</i>
<i>CR2</i>	Стабилитрон 170 D ±10% 5 Вт
<i>CR3</i>	Диод 15 А 200 В Amperex <i>BY29-200</i> или Motorola <i>MUR1520</i>
<i>CR4</i>	Стабилитрон 12 В ±5% 1/2Вт <i>1N4699</i>
<i>CR5, CR6</i>	Диод 1А 50 В <i>1N4001</i>
<i>CR7, CR8</i>	Диод 1А 200 В Amperex <i>BY127-200</i> или Motorola <i>MUR 120</i>
<i>CR9</i>	Диод <i>1N4148</i>
<i>CR10, CR11</i>	Диод Шотки Amperex <i>BY4345</i> или Motorola <i>MBR2545CT</i>
<i>Q1</i>	МОП-транзистор <i>IRFP250</i>
<i>Q2</i>	Биполярный транзистор <i>TIP 29C</i>
<i>Q3</i>	МОП-транзистор <i>VPO104N3</i> или <i>ZVP2106A</i>
<i>Q4</i>	МОП-транзистор <i>1N1306N3</i> или <i>ZVN3306A</i>
<i>R1</i>	180 Ом ±5% 1/2 Вт
<i>R2</i>	3,9 кОм ±5% 1/2 Вт
<i>R3, R8</i>	51 кОм ±5% 1/4 Вт
<i>R4</i>	47 Ом ±5% 3 Вт

Таблица 18.3 (продолжение)

Наименование	Описание
R5	2,2 кОм $\pm 5\%$ 1/4 Вт
R6, R7	300 кОм $\pm 5\%$ 1/4 Вт
R9	3,6 кОм $\pm 5\%$ 1/4 Вт
R10	1 кОм $\pm 5\%$ 1/4 Вт
R11	220 Ом $\pm 5\%$ 1/4 Вт
R12	36 Ом $\pm 5\%$ 1/4 Вт
R13	22 кОм $\pm 5\%$ 1/4 Вт
R14	26,1 кОм $\pm 1\%$ 1/4 Вт
R15	3,9 кОм $\pm 5\%$ 1/4 Вт
R16	10 кОм $\pm 1\%$ 1/4 Вт
R17	1 МОм $\pm 5\%$ 1/4 Вт
R18, R22	470 Ом $\pm 5\%$ 1/4 Вт
R19, R20	1 кОм $\pm 1\%$ 1/4 Вт
R21	10 кОм $\pm 5\%$ 1/4 Вт
R23, R24	51 Ом $\pm 5\%$ 1 Вт
R25	100 Ом $\pm 5\%$ 1/4 Вт
L2	2 мкГн $\pm 5\%$ Сердечник T68-2D Micrometals 10 вит. провод №30x5 (длина провода 25 см)
L3	MTI-125-0202 GAP=.012 Multisource Technology Inductor
L4	330 мкГн 0,6 Ом Inductor AL0410-331K Northeastern Electronics (315)455-7561
T1	Трансформатор датчика тока: Первичная обмотка: 1 виток провод №18 Вторичная обмотка: 50 витков провод №34 Сердечник: Феррохcube 1041CT060/3E2A
T2	MTT-125-DC-06-02-06C Multisource Technology Transformer
VR1	Стабилизатор 12 В LM7812
U1	ИС GP605 фирмы Gennum
U2	Оптрон CNY 17-4 TRW
VR2	Параллельный стабилизатор TL431 CLP T1 4-40 гайки и винты с потайной головкой изоляционные шайбы для корпуса TO-220 Печатная плата Радиатор Шасси

Как уже упоминалось, специализированные схемы управления источниками питания кроме основной функции обладают широким набором вспомогательных функций. Они обеспечивают защиту источника и нагрузки, различные эксплуатационные удобства и гибкость при проектировании. Некоторые из этих возможностей, доступных при использовании ИС GP605, перечислены ниже:

С помощью логических уровней, подаваемых на вывод 1 (RSD), можно осуществлять дистанционное отключение. Конкретно в этой схеме низкий логический уровень выключит источник питания. Высокий логический уровень фактически не используется, если низкий уровень убрать (оставить вывод 1 никуда не подключенным), то источник питания, уп-

равляемый ИС GP605 перейдет в режим мягкого включения и возобновит работу. Длительность мягкого пуска определяется емкостью внешнего конденсатора, связывающего вывод 12 (*SS*) с землей. Более высоким уровням мощности должен соответствовать более длительный период мягкого пуска. Таким образом, считая, что 50 мс достаточно для 100-ваттного источника, разумно для 500-ваттного выбрать время 500 мс. В ИС GP605 мягкий пуск начинается с низкой частоты переключения и постепенно увеличивается до установления режима стабилизации.

Максимальная частота переключения, определяемая ГУНом в ИС GP605 задается внешним конденсатором, связывающим вывод 11 (*C OSC*) с землей и внешним резистором, включенным между выводом 14 (*R OSC*) и землей. Фиксированная длительность импульса ждущего мультивибратора в ИС GP605 устанавливается внешней *RC*-цепью, связывающей вывод 9 (T_{ON}) с землей.

Двухпороговый компаратор ИС GP605 вместе с внешней *RC*-цепью, подключенной к выводу 15 (*0 V/U V*), управляет автоматическим выключением в случае понижения или повышения напряжения за пределы установленных границ. Точно так же внешняя постоянная времени, связанная с выводом 2 (*OLRD*) определяет, как долго источник остается выключенным после инициирования автоматического завершения. В результате источник питания поддерживает себя в режиме «икоты» — периодически пытается перейти в нормальный режим работы, используя мягкое включение, и достигает его, как только дефект устранен.

Здесь уместно отметить, что если вывод 10 (*SEO*) заземлен, то появляется дополнительный выход для двухтактного режима работы коммутаторов. Если вывод 10 остается разомкнутым, то имеются однопроводные выходы *OUT A* и *OUT B* с удвоенной частотой и эти выходы можно соединить параллельно для получения большей мощности драйвера (этот вариант не использован в рассматриваемой схеме; вместо этого перед коммутатором включен предварительный усилитель).

Другой вариант, использующий резонансный режим работы

Другой пример резонансного стабилизатора показан на рис. 18.11. Эту схему можно применять или как преобразователь постоянного напряжения, при подаче на клеммы *E1* и *E2* постоянного напряжения 300 — 350 В, или как источник постоянного напряжения при подаче на клеммы *E3* и *E4* переменного напряжения 115 В от сети с частотой с 60 Гц. В любом случае на клеммах *E5* и *E6* получим стабилизированное постоянное напряжение 28 В при токе 5 А. Резонансная частота *LC*-контура (*L1*, *C4*) — 660 кГц. Общий к.п.д. при полной нагрузке 140 Вт составляет около 85%. Коэффициент стабилизации напряжения сети равен 0,1 %, а стабильность напряжения при изменении тока нагрузки равна 0,5 %. Перечень используемых для этой схемы компонент приведен в Таблице 18.4.

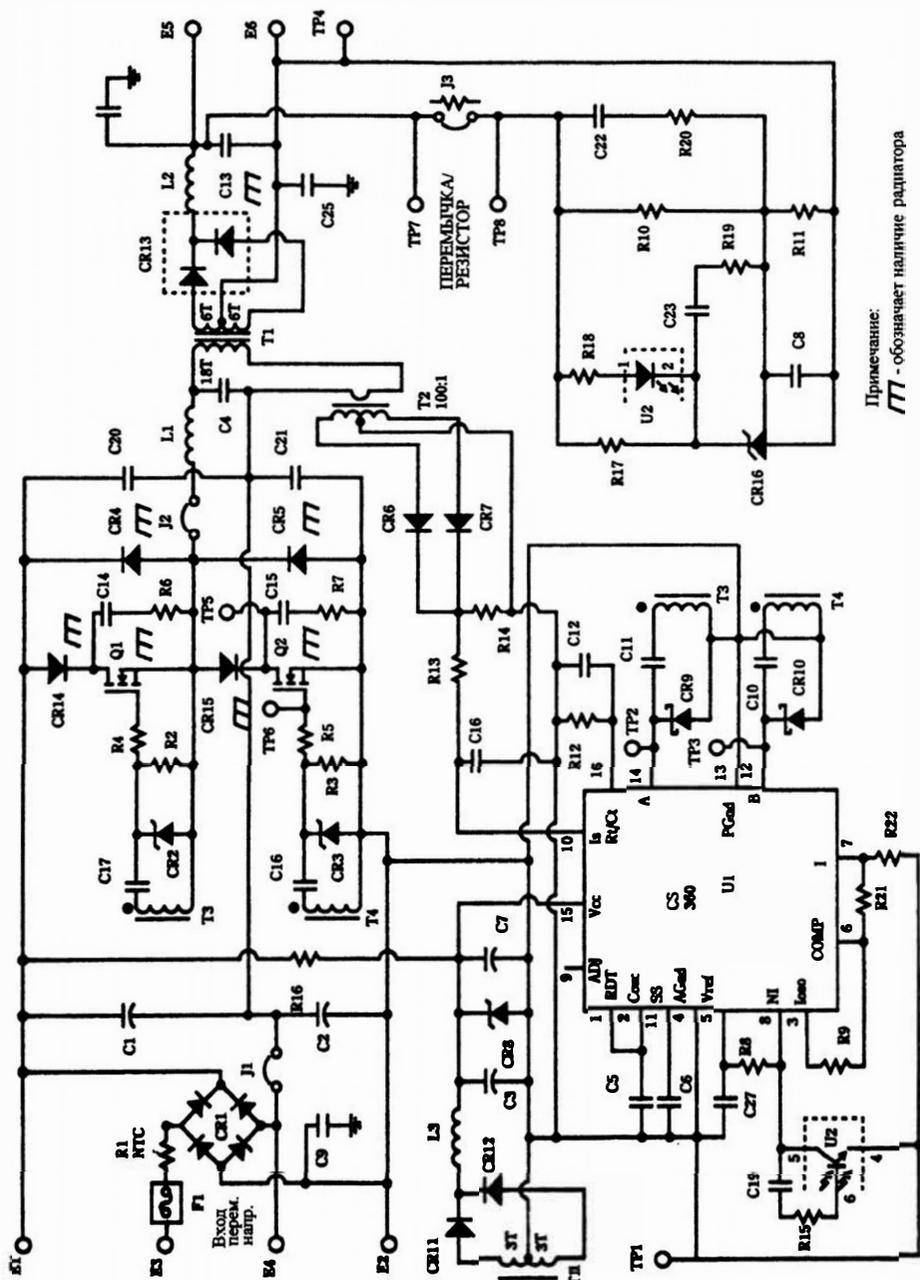


Рис. 18.11. Схема резонансного стабилизированного источника/преобразователя. Путем выбора соответствующих входных клемм $E1$, $E2$, $E3$ и $E4$ эта схема работает или как источник постоянного напряжения с питанием от сети переменного тока или как преобразователь постоянного напряжения.

Заметьте, что в отличие от предыдущего резонансного стабилизатора в этой схеме запуск переключающих транзисторов осуществляется непосредственно от управляющей ИС и не нужен внешний драйвер. Кроме того, эта схема использует полумостовую схему с двумя мощными МОП-транзисторами в отличие от схемы с несимметричным выходом в предыдущем случае. Из принципиальных схем не очевидно, что резонансные источники питания обходятся обычными выпрямительными диодами; предыдущая схема для получения постоянного напряжения на выходе использовала диоды Шотки. Следует отметить, что демпфирующие цепи используют диоды Шотки, а высокая собственная емкость этих диодов вместе с индуктивностью рассеяния трансформатора приводит к появлению резонанса, образуя таким образом опасно высокие переменные напряжения.

Таблица 18.4. Перечень компонент для резонансного источника/преобразователя.

Наименование	Кол-во	Описание	Источник/Производитель
R1	1	NTC W5610 Отрицат. ТКР	Western Electronic Components
R2, R3	2	1кОм ±5% 1/4Вт 5043EM1K00J	Philips Components, Mineral Wells, TX
R4, R5	2	2,2 кОм ±5% 1/4Вт 5043EM2R200J	Philips
R6, R7	2	300 Ом ±5% 5 Вт SQR 5	Philips
R8, R19	2	6,8 кОм ±5% 1/4Вт 5043EM6K800J	Philips
R9	1	5,6 кОм ±5% 1/4 Вт 5043EMSK600J	Philips
R10	1	10,2 кОм ±1% 1/4Вт 5043ED10K20F	Philips
R11	1	1 кОм ±1% 1/4Вт 5043ED1K00F	Philips
R12	1	9,09 кОм ±1% 1/4Вт 5043ED9K090F	Philips
R13	1	220 Ом ±5% 1/4Вт 5043EM220R0J	Philips
R14	1	60,4 Ом ±1% 1/4Вт 5043ED60R40F	Philips
R15	1	1,5 МОм ±5% 1/4Вт 5043EM 1M500J	Philips
R16	1	200 кОм ±1% 1 Вт 5073YD200K0F	Philips
R17	1	8,25 кОм ±1% 1/4Вт 5043EDSK250J	Philips
R18	1	7,5 кОм ±5% 1/4Вт 5043EM7K500J	Philips

Таблица 18.4. (продолжение)

Наименование	Кол-во	Описание	Источник/Производитель
R20	1	1,6 кОм $\pm 5\%$ 1/4Вт 5043EM1K600J	Philips
R21, R22	2	10 кОм $\pm 5\%$ 1/4Вт 5043EM10K00J	Philips
C1, C2	2	470 мкФ 200 В LLQ2D471MNSA	Nichicon
C3	1	100 мкФ 25 В USR1E101MCA	Nichicon
C4	1	5,6 нФ 400 В Полистирол 716P56294J	SB Electronics Barre, VT
C5	1	390пФ 50 В $\pm 5\%$ K391J15COGFVAWA	Philips
C6, C16	2	22нФ 50 В ZSU K223Z15Z5UFVCWE	Philips
C7	1	0,1 мкФ 50 В X7R $\pm 20\%$ K104M20X7RFVCWN	Philips
C8	1	1 нФ 100 В X7R $\pm 10\%$ K102K15X7RHVAWA	Philips
C9	1	50нФ Керамич. Дисковый 500VSGAS50	Sprague
C10-11, C17-18	4	0,47 мкФ $\pm 20\%$ 50 В ZSU K474M30Z5UFVCWY	Philips
C12	1	330пФ $\pm 10\%$ 50 В K331K15COGFVAWA	Philips
C13	1	470 мкФ 35 В Al E1 UPL1V471MRH6	Nichicon
C14, C15	2	390 пФ 500 В Слюда FD391G03	Cornell Dubilier Wayne, NJ
C19	1	100 пФ $\pm 5\%$ 50 В 1C10COG101J050B	Sprague
C20, C21	2	47нФ 200 В Полистирол Stk No. 89F3474	Newark Electronics
C22	1	18 нФ $\pm 10\%$ 50 В X7R K183K20X7RFVBWD	Philips
C23	1	27 нФ $\pm 10\%$ 50В X7R K273K20X7RFVBWF	Philips
C27	1	10 нФ $\pm 10\%$ 50В X7R K103M15X7RFVCWA	Philips
C25, C26	2	2,2 нФ Керамич. Диск. 500V5TSD22	Sprague
CR1	1	4A/400В Br. Rect. 4PH40	Electronic Devices Inc. Wayne, NJ
CR2, CR3, CR5	3	18 В Стабилитрон 1Вт 1N4746A	Philips
CR4, CR5	2	URFD, 400 В/9 А BYV29-400	Philips

Таблица 18.4. (продолжение)

Наименование	Кол-во	Описание	Источник/Производитель
CR6, CR7	2	1N914В Диод	Philips
CR9, CR10	2	Шотки, 1А/30В BYV10-30	
CR11, CR12	2	VFSR, 200В/1,6А BYV36-200	Philips
CR13	1	UFRD 300В/20А Диод BYV34-300	Philips
CR14, CR15	2	Диод Шотки, 35В/16А PHBR1635	Philips
CR16	1	TL431LP	Motorola
Q1, Q2	2	МОП-транзистор 400В/2,4А ВUK444-4008	Philips
U1	1	CS-360 Оптрон	Cherry Semiconductor
U2	1	CNY17-4	Siemens
L1	1	сердечник: Т94-2D индуктивность: 10,2 мкГн (25вит. литцендрат 20/34)	Micrometals Anaheim, Calif
L2	1	Катушка индуктивности MTI- 125- 12А зазор: 15 мил	Multisource Technology Waltham, Mass
T1	1	Силовой трансформатор МТТ-125-DC-18С-12С-06С	Multisource Technology
L3	1	330 мкГн AL0410-331К 0.6W	Northeastern Electronics Elbridge, NY
T2	1	Тороид n:1/100 Первичная: 1 вит. № 18 Вторичная: 200 вит. со ср.точкой №32 180х2 см провода сердечник: 768ХТ188-3Е2А	Philips Saugerties, NY
T3, T4	2	сердечник: 266СТ125-3D3 Тороид n:1 Перв, вторич: 10вит №32х3	Philips
E1, E2	2	Клемма 10-203-2-01 Производитель: Concord	Bohemia, NY (Тел: 516 567 4200)
E3-Е6	4	Клемма Keystone No. 8190 Billerica, Mass	Allied Electronics
	2	Держатель предохранителя P/N: 798	Zierick, Mt. Kisko, NY (Тел: 800 882 8020)
	5	Прокладки 3223-07FR-54	Harman & Assoc. Brookline, Mass
F1	1	Плавкий предохранитель 2 А 250 В 3АГ	Newark Electronics

В обеих схемах желательно управлять добротностью последовательного резонансного контура не введением в него потерь, а выбором соответствующего соотношения между L и C . То есть, и резонирующая катушка индуктивности и конденсатор в контуре должны быть настолько близки к идеальным, насколько это возможно. В обеих схемах катушки индуктивности наматываются проводом литцендрат, чтобы иметь низкое сопротивление переменному току. Интересно, также, что обе схемы используют выходные трансформаторы необычной конструкции. Они имеют сердечник плоской формы и используют вместо обычного намоточного провода полосы меди, нанесенные на тонкие диэлектрические подложки. Эти трансформаторы позволяют получить хорошую повторяемость параметров в условиях серийного производства.

Эти схемы, работающие с частотой примерно в 30 раз выше частоты переключения обычных 20 кГц переключателей, являются показателем прогресса, достигнутого в технологии производства источников питания в 80-ые годы. Хотя основная идея витала раньше, успешная реализация должна была дожидаться появления соответствующих управляющих ИС, мощных переключателей и пассивных элементов, способных работать на высокой частоте.

Расчет колебательного контура для резонансного стабилизатора

Резонансную частоту LC -контура резонансного источника питания можно определить опираясь на такие факторы, как частотные возможности управляющей ИС и коммутаторов, стремление уменьшить габариты и стоимость, доступность компонент и т.д. Вообще, идея состоит в максимальном использовании преимуществ резонансного источника с тем, чтобы получить эффективную работу на более высоких частотах переключения, чем это доступно в стабилизаторах с широтно-импульсной модуляцией. Часто считается целесообразным несколько понизить резонансную частоту, выбрав ее немного ниже самой высокой, которая могла бы быть принята.

Только выбрав резонансную частоту LC -контура, можно принимать решение о конкретных значениях L и C . О влиянии добротности уже упоминалось и известно, что в последовательном резонансном контуре высокая добротность соответствует большой индуктивности и малой емкости (аналогичное утверждение справедливо для параллельного резонанса). Эти сведения полезны для качественного осмысления ситуации, но не позволяют определить искомые значения индуктивности и емкости. Более глубокому пониманию сути вопроса способствует рис. 18.12, показывающий влияние различных значений L и C при фиксированной резонансной частоте.

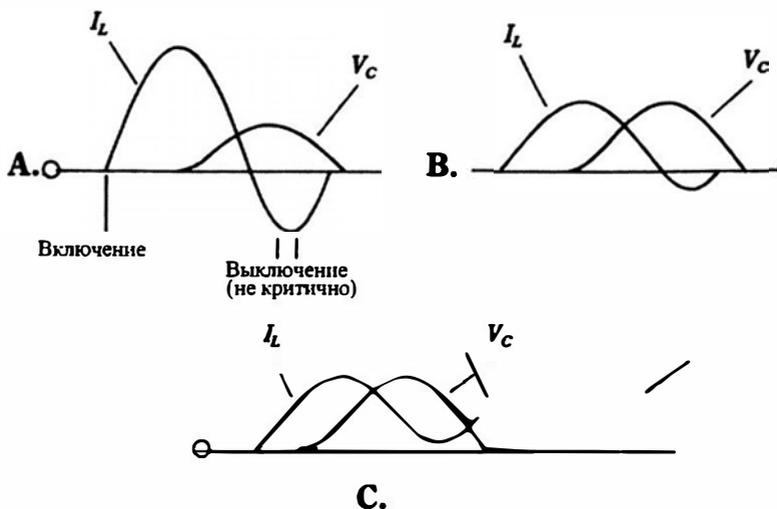


Рис. 18.12. Влияние соотношения индуктивности и емкости в резонансном LC -контуре. Поскольку заданная резонансная частота может быть получена с большой индуктивностью и малой емкостью или наоборот, важно знать влияние таких комбинаций. (А) Высокая величина C и низкая L : эта комбинация приводит к высокому максимальному току и большим потерям в фиксирующих диодах при отрицательных токах I_L . (В) Оптимальные значения L и C : максимальный ток имеет умеренную величину, а отрицательные значения тока I_L малы. (С) Низкая величина C и высокая L : ток I_L не проходит через нуль. Хотя достигнуто дальнейшее понижение максимального значения тока, эта ситуация лишает резонансный источник питания его основного достоинства — коммутации при нулевом токе. Ток в переключателях на МОП-транзисторах равен нулю во время отрицательных значений тока I_L .

Хорошим способом решить эту задачу является приближенная оценка соответствующей комбинации L и C с использованием фундаментальных энергетических соотношений. Во-первых, известно, что энергия, запасенная в конденсаторе равна

$$E = \frac{CV^2}{2}.$$

В колебательном контуре эту основную зависимость можно выразить в виде мощности, умножая правую часть равенства на частоту, таким образом:

$$P = \frac{CV^2 f}{2}.$$

Затем, используя простое алгебраическое преобразование, получаем выражение для емкости C :

$$C = \frac{2P}{V^2 f}$$

Это выражение оказывается удобным с практической точки зрения, потому что известны требуемая выходная мощность источника, постоянное напряжение, прикладываемое к колебательному контуру и резонансная частота. Но прежде, чем воспользоваться полученным выражением для C , нужно рассмотреть следующие вопросы:

— Поскольку источник не может иметь к.п.д. = 100%, необходимо принять разумную величину к.п.д., например 80 %.

— Наихудшие условия работы имеют место при низком напряжении сети переменного тока и номинальном постоянном напряжении на выходе стабилизатора. При таких условиях необходимо оценить или как то иначе определить допустимое постоянное напряжение, поступающее на резонансный контур ударного возбуждения. Это будет величина напряжения V , которую следует использовать при вычислении минимальной емкости конденсатора C . Итак, величину

$$C = \frac{2P}{0,8V^2 f}$$

следует использовать, как было оговорено выше, для разумной оценки C . Тогда, из условия резонанса получаем

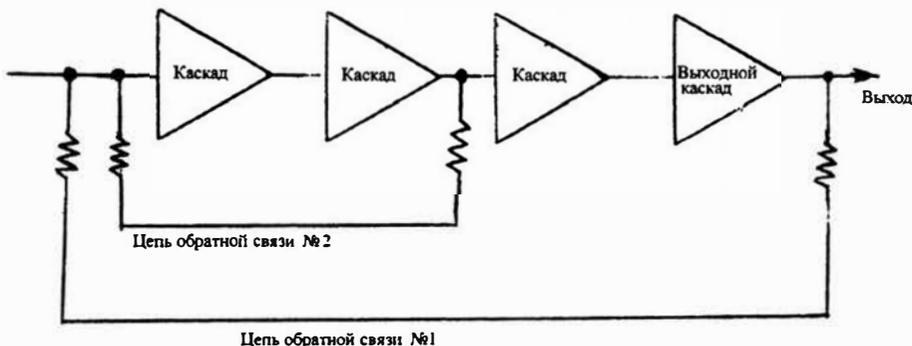
$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$$

Еще одна новинка: источник питания со стабилизацией по току

Подобно резонансному источнику питания, стабилизированный источник, работающий с обратной связью по току, вносит вклад в арсенал источников питания, имеющих превосходные характеристики. И, как с резонансным режимом, использование обратной связи по току было предано забвению до тех пор, пока в продаже не появились специализированные ИС. Лучший способ понять работу источника со стабилизацией по току состоит в том, чтобы представить его в виде базовой ШИМ-схемы с некоторыми добавлениями. Добавленное что-то является «внутренней» цепью обратной связи, которая отслеживает мгновенное значение тока, протекающего через коммутатор. Посмотрим, как добавление этой второй цепи обратной связи изменяет характеристику источника питания.

Сначала рассмотрим усилитель звуковой частоты, содержащий, например, четыре каскада (рис. 18.13). Пусть в нем имеются две цепи отри-

цательной обратной связи, одна с выхода второго каскада на вход первого, а вторая с выхода последнего каскада на вход первого. Это, разумеется, не редкий вариант схемы усилителя звуковой частоты. В такой конфигурации, общая цепь обратной связи (от выходного каскада до первого), при достаточно большом коэффициенте обратной связи, определяет изменение входного и выходного сопротивления усилителя, уменьшение искажений и улучшение линейности. В первом приближении глубина обратной связи, использованная во «внутренней» цепи, относительно слабо влияет на усиление и другие рабочие параметры усилителя — «внешняя» цепь нивелирует любые попытки изменения, независимо от причины их возникновения.



Эта внешняя обратная связь уменьшает любые возмущения, которые могут появиться на выходе в результате действия цепи обратной связи #2.

Рис. 18.13. Усилитель звуковой частоты для демонстрации влияния двух цепей обратной связи. Основная идея состоит в том, что внешняя обратная связь №1 определяет выходные характеристики усилителя. Аналогично, *внешняя* цепь обратной связи стабилизатора, имеющего *внутреннюю* обратную связь по току, продолжает стабилизировать постоянное выходное напряжение, несмотря на введение второй цепи обратной связи.

Вышеупомянутый пример будет полезен при анализе работы источника питания, имеющего обратную связь по току, (рис. 18.14). «Внутренняя» цепь обратной связи отслеживает изменение тока, протекающего через коммутатор и, используя широтно-импульсный модулятор, мгновенно изменяет длительность импульсов переключения. Однако это почти не влияет на выходное напряжение источника, потому что в обычном стабилизаторе с ШИМ обратная связь по напряжению определяет стабилизацию напряжения на нагрузке. То есть, «общая» цепь обратной связи стабилизирует постоянное выходное напряжение источника независимо от того, что имеется тенденция изменить его. Добавляя вторую цепь обратной связи, естественно думать, что таким образом достигается выигрыш. Здесь здравый смысл легко может подвести нас, потому что может показаться будто, результат введения обратной связи по току в основном сводится на нет доминирующим влиянием цепи обратной связи по напряжению.

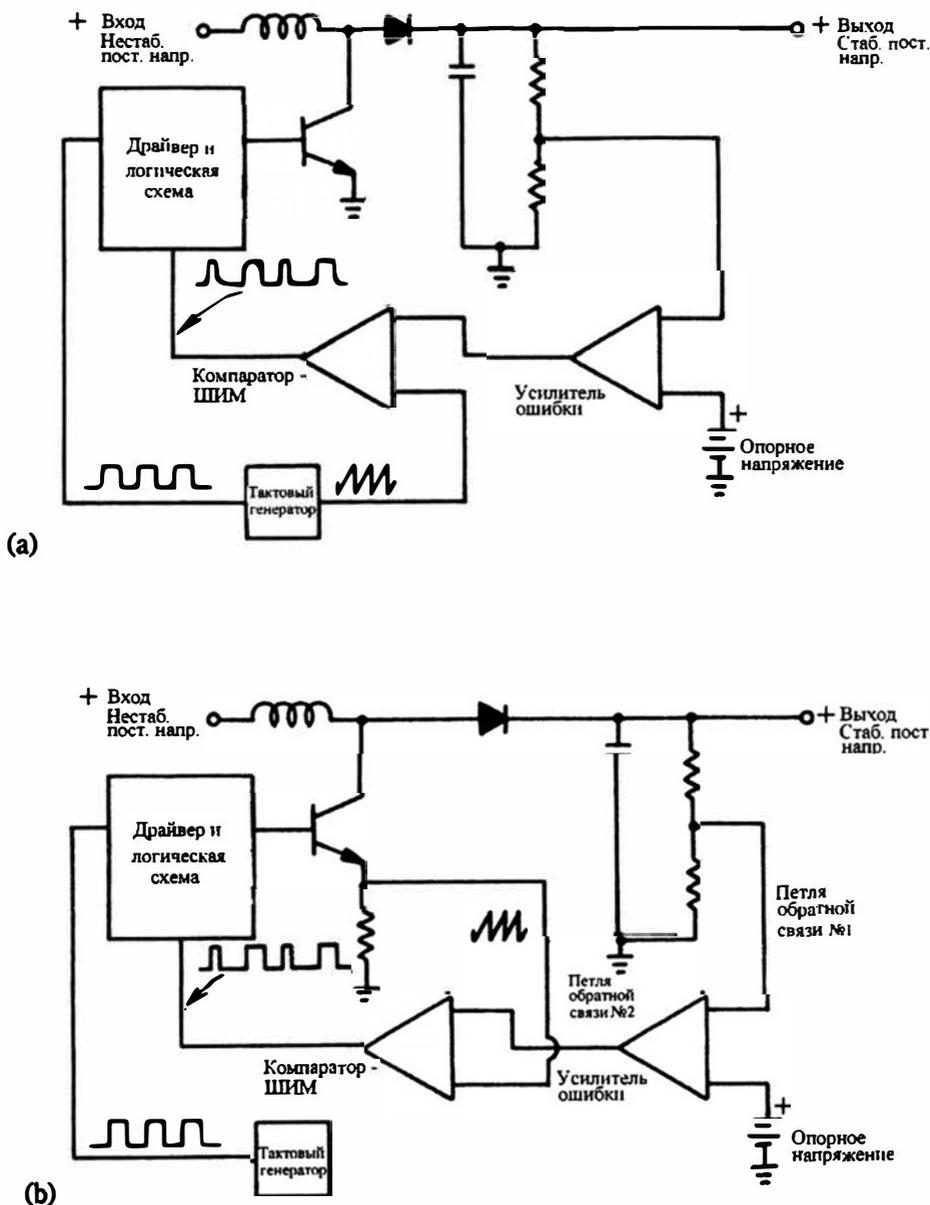


Рис. 18.14. Сравнение источников питания, использующих стабилизацию по напряжению и комбинацию по напряжению и току. (А) Обычная схема стабилизатора напряжения. (В) Схема с дополнительной стабилизацией тока. Обратите внимание на сохранение исходной обратной связи, изображенной на рис.А.

Достоинства стабилизаторов со стабилизацией тока

Аналогия усилителя звуковой частоты со стабилизатором, использующим обратную связь по току, облегчает понимание работы стабилизатора. Однако естественно возникает вопрос: зачем добавляется внутренняя цепь обратной связи, если внешняя цепь обратной связи определяет выходные характеристики усилителя? Ответ состоит в том, что таким образом можно улучшить некоторые характеристики усилителя. Например, соответствующее использование дополнительной обратной связи может расширить частотный диапазон, повысить устойчивость, расширить динамический диапазон и улучшить линейность. Если это имеет место, то не должно вызывать удивление, что характеристика ШИМ-стабилизатора тоже может быть улучшена при введении внутренней цепи обратной связи.

Одним из основных достоинств стабилизатора с обратной связью по току, по сравнению с «просто приятным» (с одной обратной связью) ШИМ-стабилизатором, является намного лучшая стабилизация напряжения сети, то есть стабилизация выходного напряжения при изменении напряжения сети, особенно при быстропротекающих изменениях. Почему это так? Оказывается, что единственная обратная связь или стабилизатор только по напряжению не может быстро реагировать на резкие изменения напряжения сети из-за задержки, вызванной выходным фильтром. К тому времени, когда поступает сигнал коррекции изменения напряжения сети, оно уже может вернуться к номинальному уровню или в сети может начаться новый переходный процесс.

В отличие от описанной ситуации, при стабилизации по току реакция на любое изменение напряжения сети почти мгновенная. Происходит это потому, что слежение за изменением тока, протекающего через коммутатор, происходит до выходного фильтра. Другим следствием слежения за током является способность стабилизатора ограничивать ток в каждом цикле. Поэтому нет необходимости в дополнительной защите от протекания чрезмерно больших токов через нагрузку.

Имеется еще одно достоинство, связанное со слежением за изменениями тока. Значительно повышается устойчивость стабилизатора, потому что выходной фильтр с его частотной характеристикой, имеющей спад 40 дБ на декаду, не включен в цепь обратной связи по току. Это математическая тонкость, но ее практическим последствием является высокая стабильность стабилизатора. В заключение отметим, что усилитель сигнала ошибки может иметь большее усиление. Это позволяет получить лучшую стабилизацию, уменьшить пульсации и использовать более высокую частоту переключения. И наоборот, можно применять более эффективный выходной фильтр, потому что для устойчивой работы требуется меньше различных компромиссов.

И в заключение, из-за мгновенной стабилизации переходных процессов в сети при наличии стабилизации по току, фактически устранено на-

сыщение катушки индуктивности. Насыщение катушки индуктивности очень нежелательно, потому что оно сопровождается значительным увеличением максимального тока в переключающем транзисторе.

Простой 50-ваттный преобразователь с ШИМ и токовой обратной связью

Простой 50-ваттный преобразователь со стабилизацией по току показан на рис. 18.15. Если бы не трансформатор тока и связанные с ним пассивные элементы, эта схема точно совпадала бы с давно знакомыми обычными ШИМ-стабилизаторами напряжения. Частота генератора определяется RC -цепью подключенной к выводам C_T и R_T (выводы 8 и 9). В нашем случае частота равна приблизительно 45 кГц. Количество используемых компонент относительно невелико, потому что не требуется никаких предварительных усилителей и поддержка всех защитных и вспомогательных функций содержится в управляющей ИС *LT1846*. Хотя эту схему нельзя считать высокочастотным преобразователем, возможность использования обратной связи по току дает ей преимущества, заслуживающие внимания.

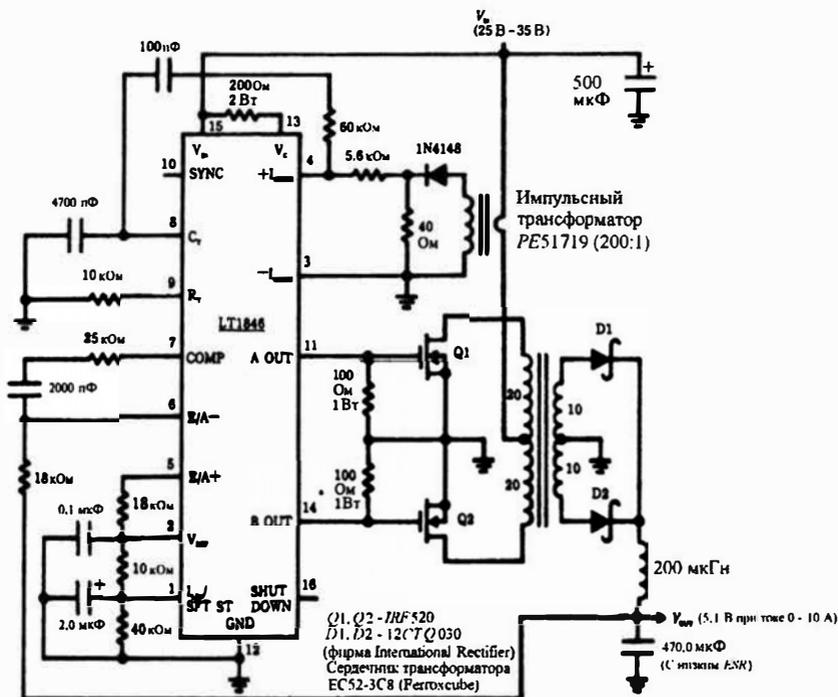


Рис. 18.15. Преобразователь прямого хода со стабилизацией по току, имеющий 50-ваттный двухтактный выход. Обратите внимание на наличие трансформатора тока, примененного для слежения за изменением тока в выходном каскаде на транзисторах $Q1$ и $Q2$.

Для тех, кто склонен к экспериментам, можно посоветовать при однотранзисторном каскаде коммутации (рис. 18.17) реализовать считывание постоянного тока с использованием резистора вместо применения трансформатора тока. Однако простота и снижение стоимости достигаются за счет рассеяния мощности в резисторе обратной связи, а также усложнением электрической изоляции. Заметьте, что RC -фильтр (часто используемый также и с трансформатором тока) используется только с целью уменьшения переходного процесса переключения. Постоянная времени RC не должна быть настолько большой, чтобы заметно исказить форму напряжения, представляющего изменение тока.

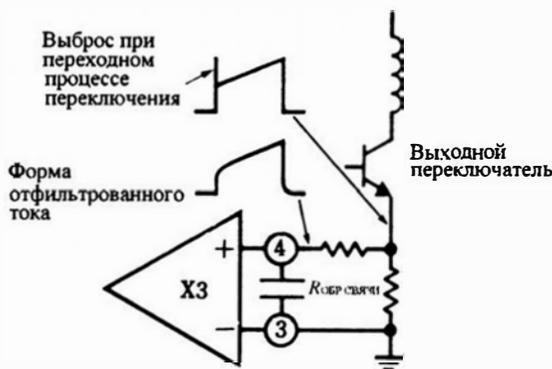


Рис. 18.17. Другой способ организации обратной связи по току. Хотя этот способ прост и дешев, он обладает тем недостатком, что в резисторе обратной связи теряется мощность. Кроме того, он нуждается в дополнительной изоляции, которая автоматически присутствует при использовании токового трансформатора.

500-ваттный, 200 кГц источник питания, использующий стабилизацию по току

Стабилизированный источник питания со стабилизацией по току, показанный на рис. 18.18, работает непосредственно от сети переменного напряжения 120 В (или 240 В) с частотой 50 или 60 Гц, и может обеспечить на выходе постоянное напряжение мощностью до 500 Вт. Он использует достаточно сложную управляющую ИС *CS 3842A*, но она проста в применении. Эту схему нельзя рекомендовать новичку всего лишь потому, что эта книга предназначена для того, чтобы дать общее руководство человеку, имеющему богатую практику в электронике, а не детальные инструкции «как это делать». Кроме этого, объединение высокой частоты и большой мощности представляет серьезную задачу даже для специалиста. Тем не менее, приведены значения компонент, и квалифицированный монтажник может легко сделать «Китайскую копию». Более того, многие

узлы схемы допускают некоторую модификацию без существенного изменения основных принципов работы.

Первое, что следует сделать, это познакомиться с блок-схемой (рис. 18 и 19) и цоколевкой ИС CS 3842A, так чтобы можно было оценить основные связи в схеме. Основная часть этой схемы аналогична обыкновенной схеме источника питания с ШИМ. Например, нет ничего необычного в нестабилизированном источнике питания, который преобразует переменное напряжение сети в постоянное напряжение 340 В для работы двух коммутаторов на МОП-транзисторах. Когда этот нестабилизированный источник подключен к сети 120 В, он работает как удвоитель напряжения. Если переключатель напряжения сети переключен в положение 240 В, то в этом случае источник постоянного напряжения работает как двухполупериодная мостовая схема. В любом случае получается одно и тоже постоянное напряжение. Предостережение: не подключайте сеть с напряжением 240 В при переключателе, находящемся в положении 120 В.

Довольно интересен вариант возбуждения мощных транзисторов. Трансформатор драйвера T_2 имеет две вторичных обмотки. Очень важна фазировка этих обмоток, потому что с их помощью один несимметричный выход ИС CS3842A, обеспечивает работу последовательно соединенных мощных МОП-транзисторов. Примечательно, что мощность выходного сигнала управляющей ИС такова, что делает ненужным предварительный усилитель. (Емкость цепи затвора мощных МОП-транзисторов часто затрудняет их переключение на высоких частотах.) МОП-транзисторы образуют одноктактный, а не двухтактный каскад.

В этой схеме, чтобы получить напряжение питания для управляющей ИС после начала работы, используется вспомогательная обмотка силового трансформатора T_1 ; до этого, постоянное напряжение для управляющей ИС поступало от основного выпрямителя через резистор, имеющий сопротивление 250 кОм. Как показано на рисунке, вспомогательная обмотка подключена к выпрямителю со стабилитроном и конденсатором фильтра емкостью 100 мкФ.

Теперь рассмотрим другой, не традиционный для схемотехники, подход. Обратите внимание на использование небольшого трансформатора T_4 в качестве элемента развязки в цепи обратной связи по напряжению. Более привычным является применение для этой цели оптрона. Обычно трансформатор используется для считывания переменной составляющей напряжения, а не фильтрованного постоянного напряжения. Но здесь он используется для передачи информации о постоянной составляющей выходного напряжения в цепь обратной связи. Выпрямленное, но нефильтованное напряжение используется для переключения транзистора 2N3904. Напряжение одной из вторичных обмоток, выпрямленное с помощью диода и конденсатора фильтра, поступает на вывод ИС CS3842A (из двух диодов 1N914, только один выполняет функцию выпрямления; другой обеспечивает температурную компенсацию). Поскольку вывод 2 является входом усилителя сигнала ошибки, то неважно, получен сигнал ошибки непосредственно от оптрона или от схемы, состоящей из трансформатора и выпрямителя, как это сделано в рассматриваемом источнике питания.

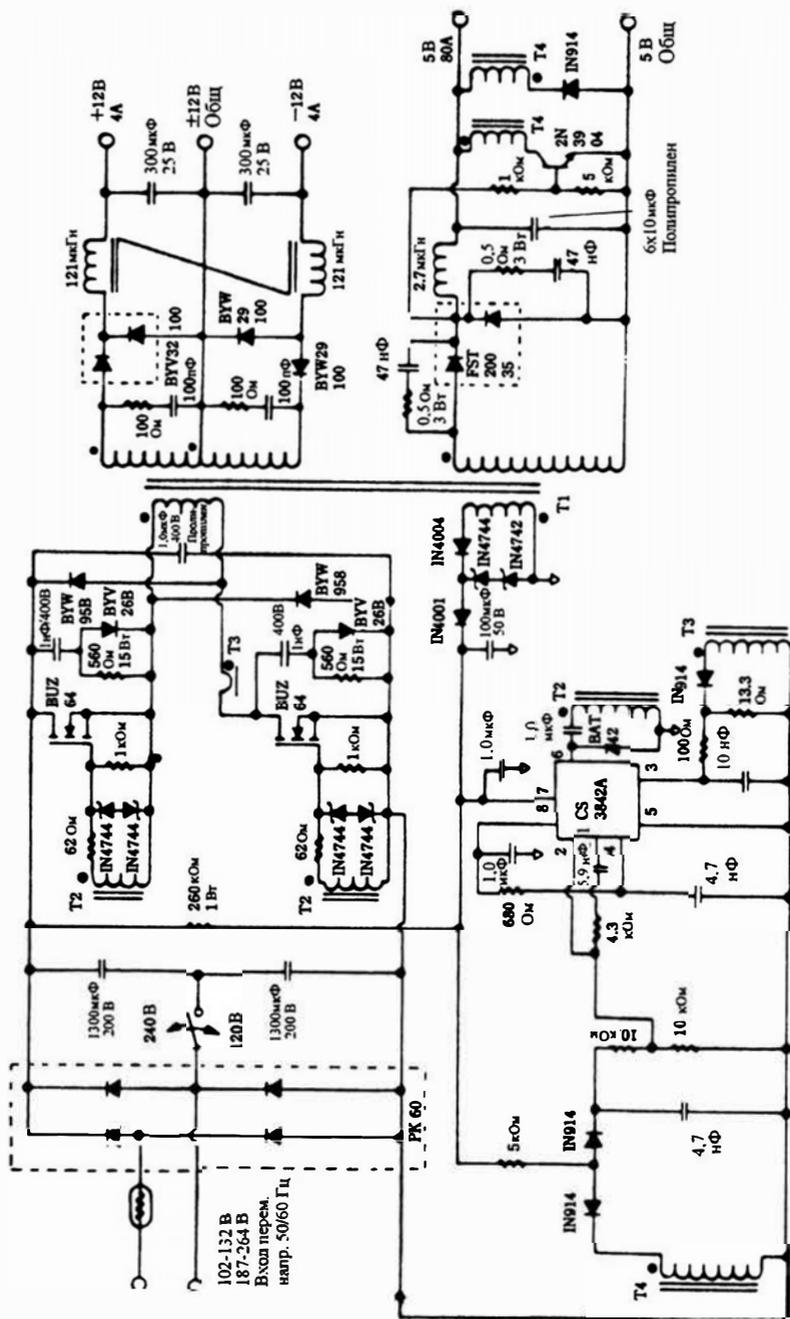


Рис. 18.18. Схема 500-ваттного, 200 кГц источника питания, использующего стабилизацию по току. Заслуживает внимания сочетание высокой мощности и высокой частоты переключения. Специалист с большим практическим опытом может сделать эту схему проще. Cherry Semiconductor Corp.

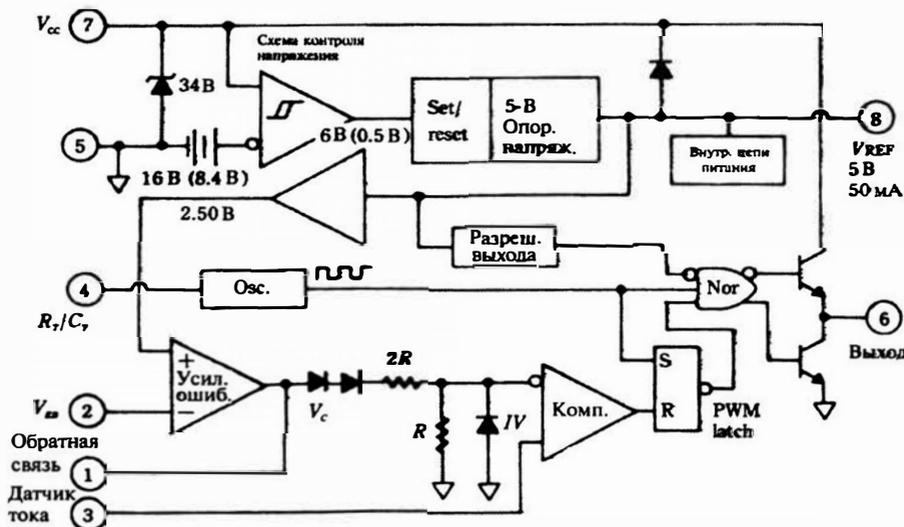


Рис. 18.19. Блок-схема CS-3842A регулятора ИС со стабилизацией по току. Cherry Semiconductor Corp.

Ниже приведена основная информация о конструкции силового трансформатора Т1:

- Сердечник PQ 4040 из пермалоя фирмы Magnetics Inc.
- Первичная обмотка 30 витков из шести проводов №24 в параллель.
- Вторичная 5-вольтовая обмотка два витка медной фольги толщиной 0,4 мм и шириной 2,3 см.
- Вторичная ±12-вольтовая обмотка две секции по 5 витков, использующие два провода №19 в параллель.
- Вспомогательная вторичная обмотка использует две отдельных обмотки, соединенных параллельно. Каждая из этих обмоток содержит четыре витка проводом №30.

Причиной использования в первичной обмотке шести параллельно соединенных проводов является желание понизить потери, связанные со скин-эффектом, которые были бы выше при использовании одного провода большого диаметра. Секционирование вторичных обмоток уменьшает индуктивность рассеяния. В действительности секционирована также и первичная обмотка. Основная идея состоит в том, чтобы создать распределенную обмотку так, чтобы между всеми обмотками была максимально возможная связь. Рекомендуется также между первичной и 5-вольтовой вторичной обмотками помещать экран.

Силовым трансформатор был рассчитан для работы со значениями магнитной индукции значительно ниже тех, при которых наступает насыщение материала сердечника при высоких температурах и равных приблизительно 3000 гауссам. В некоторых случаях может оказаться полезным тонкий воздушный зазор.

Источник питания с фазовым управлением

Источник питания с фазовой модуляцией является одной из самых последних разработок стабилизированных источников питания. Он может быть хорошим предвестником будущих конструкций, удачно объединяющих высокий к.п.д., невысокую стоимость и легкое подавление электрических помех. Эти схемы также хороши для массового производства, потому что их характеристики менее чувствительны к разбросам внешних компонент, чем у других высокочастотных схем. На первый взгляд фазовая модуляция может показаться более сложной, чем ШИМ или резонансный режим работы. Одно время это действительно могло быть воспринято как реальное препятствие на пути к их применению. Однако при существующем состоянии развития, пользователю не надо заботиться о том, сложен этот метод или нет, вся логика и управление встроены в дешевую управляющую ИС. К тому же у различных поставщиков можно найти четыре внешних переключающих МОП-транзистора в виде одного модуля.

Компания Micro Linear Corporation была пионером в практической реализации этого интересного метода стабилизации. Структура ИС *ML4818* этой фирмы показана на рис. 18.20. Упрощенная схема, иллюстрирующая ее применение в стабилизированном источнике питания, изображена на рис. 18.21.

Чтобы лучше разобраться в работе этой схемы, прежде всего надо понять что она собой не представляет. Она не является резонансной схемой стабилизации. Это может показаться странным в связи с тем, что ее работа напрямую связана с обменом запасенной энергии между индуктивностью (индуктивность рассеяния выходного трансформатора) и емкостью (паразитная выходная емкость мощных МОП-транзисторов). Паразитные реактивные сопротивления показаны на рис. 18.21 потому, что они имеют непосредственное отношение к работе. Определить индуктивность рассеяния трансформатора не просто, но ее точная величина не критична, потому что выбором единственного внешнего резистора, подключенного к выводу 12, можно обеспечить работу с трансформаторами, имеющими различные индуктивности рассеяния. Другими словами, надежная работа источника питания не связана с какой либо дискретной частотой переключения; любая выбранная частота остается постоянной.

Четыре мощных МОП-транзистора включены по схеме не выпрямительного моста, а так называемого *H*-моста, который часто используется в цепях сервопривода и управления двигателем. *H*-мост выполняет операцию, противоположную той, которую осуществляет выпрямительный мост; выпрямительный мост преобразует переменное напряжение в постоянное, а *H*-мост позволяет преобразовать постоянное напряжение в переменное. На рис. 18.22 изображен электромеханический аналог *H*-моста. Показаны состояния коммутатора, необходимые для формирования одного полного цикла. Видно, что *H*-мост способен преобразовать однополярное напряжение в настоящее двуполярное переменное напряжение.

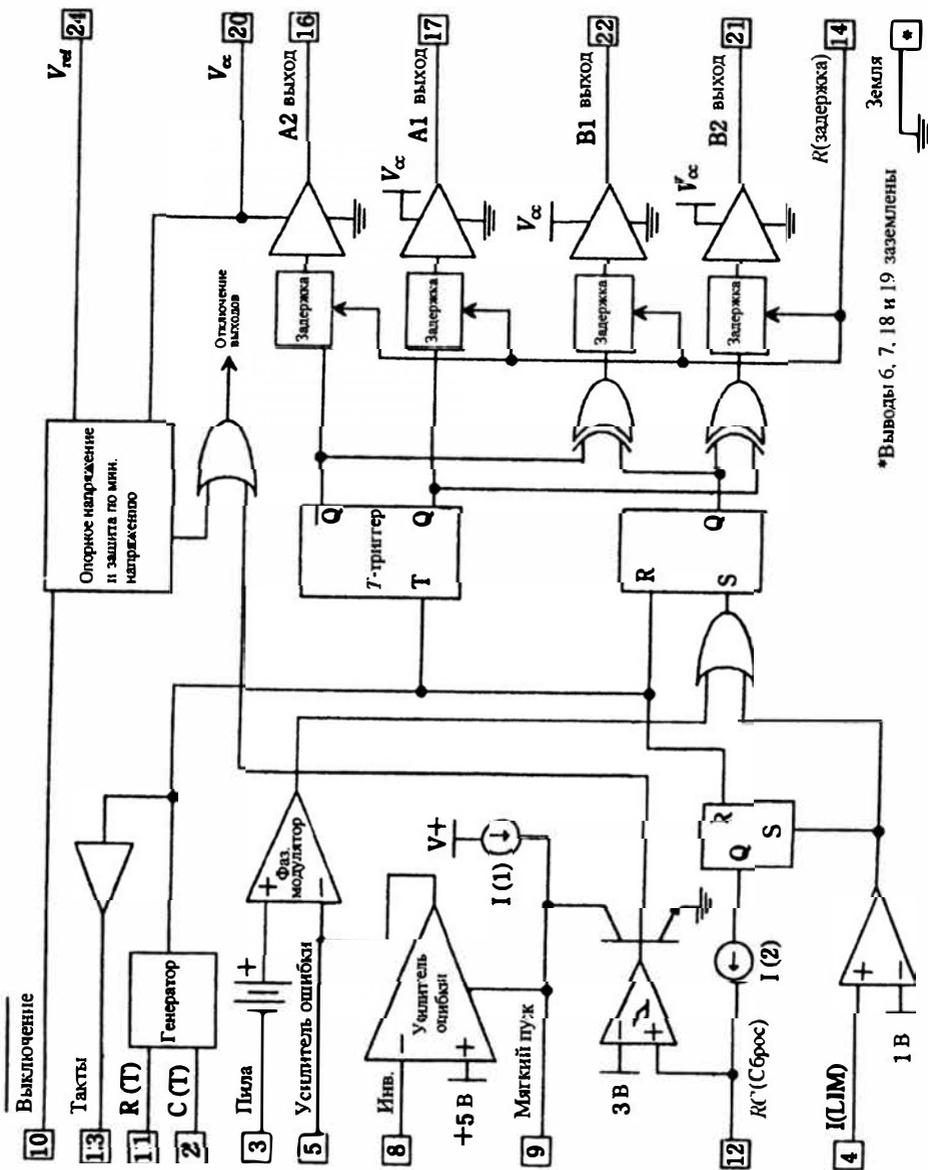


Рис.18.20. Структура ИС ML4818, используемой для управления стабилизатором с фазовой модуляцией. Четыре двухтранзисторных выхода предназначены для использования с внешними выходными каскадами H-моста. Стабилизацию можно выполнять со стабилизацией по току или без нее. Используется фиксированная частота переключения. Место Linear Corporation.

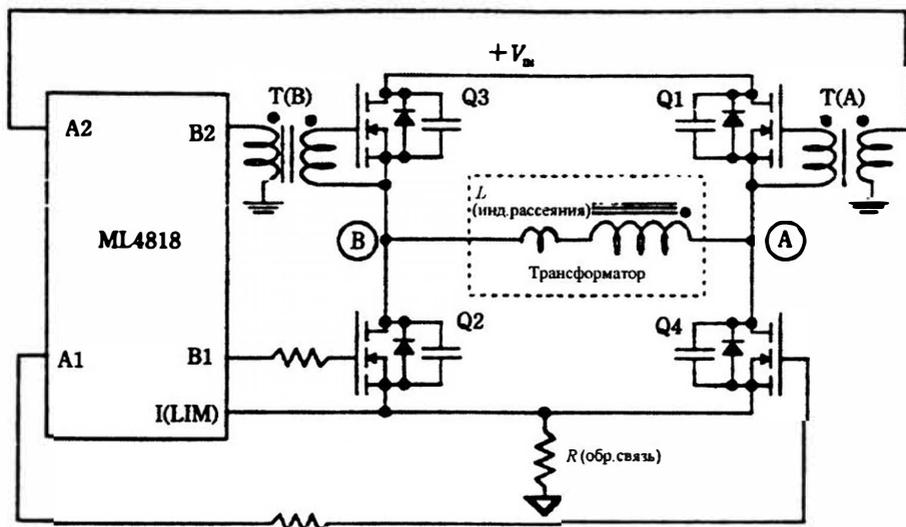


Рис. 18.21. Упрощенная схема стабилизированного источника с фазовой модуляцией. Четыре мощных МОП-транзистора, включенные по схеме *H*-моста, управляются логическими сигналами от ИС *ML4818*. Режим переключения при нулевом напряжении обусловлен наличием в схеме паразитных реактивностей. Micro Linear Corporation.

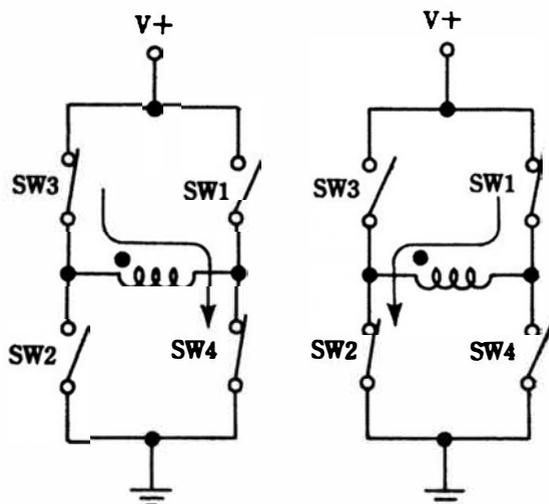


Рис. 18.22. Электромеханический аналог *H*-моста. Сравнение переключателей в соответствующие моменты времени создает переменный ток, протекающий через первичную обмотку трансформатора. Это индуцирует во вторичной обмотке (не показанной на рисунке) переменное напряжение. Отметим, что здесь достаточно одного источника постоянного напряжения.

В упрощенной схеме (рис. 18.21) на четыре мощных МОП-транзистора, являющихся элементами H -моста, подана такая последовательность логических сигналов, что на выходном трансформаторе образуется напряжение одной половины периода, когда транзисторы $Q1$ и $Q2$ включены. Затем с помощью логических сигналов, включающих транзисторы $Q3$ и $Q4$, формируется вторая половина. В течение этих двух полупериодов в трансформаторе течет ток в противоположных направлениях. Поэтому во вторичной обмотке трансформатора (на рисунке не показана) появляется нормальное переменное напряжение. Это все достаточно просто; однако между периодами проводимости наблюдается явление, которое приводит к режиму переключения при нулевом напряжении.

Изучение формы сигналов на рис. 18.23 показывает, что периоды проводимости транзисторов начинаются, когда сигнал $A1$ принимает высокий уровень, чтобы сформировать первый полупериод, а затем, когда высокий уровень принимает сигнал $A2$, формируется второй полупериод. Фиксированного времени задержки появления этих проводящих состояний достаточно, чтобы предотвратить нежелательные состояния проводимости в H -мосте. Время задержки, обозначенное как T_{DELAY} , определяется сопротивлением резистора, связывающего вывод 12 ИМ $ML4818$ с землей. Заметим также, что периоды проводимости заканчиваются, когда сигналы на выходах $B1$ и $B2$ принимают низкий уровень.

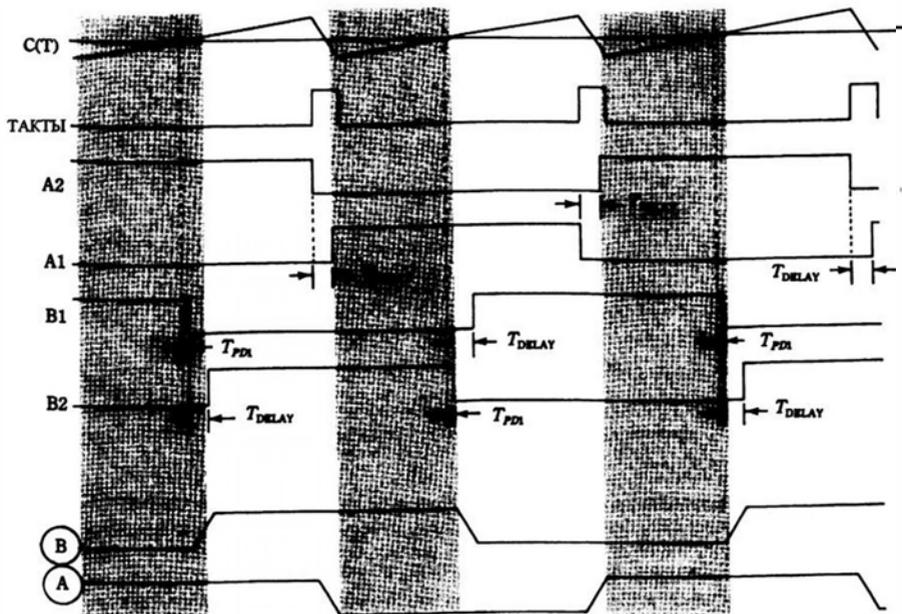


Рис. 18.23. Форма сигналов в стабилизаторе с фазовой модуляцией. Обратите внимание на фиксированную задержку T_{DELAY} и переменную задержку T_{PDI} . В отличие от резонансных стабилизаторов рабочая частота здесь фиксирована.

Вполне естественно увидеть в этом методе сходство с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Однако кажется, что различия, имеющиеся в формировании переменной задержки достаточны, чтобы дать этим методам различные названия. Особенно существенным отличием является упомянутое выше переключение в *H*-мосте при нулевом напряжении. Процесс переключения сопровождается постоянно чередующимся зарядом и разрядом паразитной выходной емкости четырех мощных МОП-транзисторов. Это связано с обменом энергией между индуктивностью рассеяния выходного трансформатора и паразитными выходными емкостями МОП-транзисторов. Когда Вы сталкиваетесь с фразой «обмен энергией между индуктивностью и емкостью», это естественно вызывает мысли о резонансе. Однако в этой схеме возможность появления резонансных явлений исключена — при циркуляции заряда между индуктивностью и емкостью, в тот момент, когда МОП-транзистор должен включаться, напряжение между стоком и истоком равно нулю.

Схема 350-ваттного преобразователя с фазовой модуляцией показана на рис. 18.24. В этой схеме применена также обратная связь по току. Приблизительная частота колебаний генератора составляет 175 кГц. Оптрон используется в цепи обратной связи по напряжению, чтобы сохранить изоляцию, обеспечиваемую выходным трансформатором. Интересная для экспериментатора ИС *ML4818* может работать в преобразователях этого типа на частоте около 1,5 МГц.

Источник питания для гелий-неоновых лазеров

Многие инверторы, преобразователи и источники питания использовались для питания лазеров. В первую очередь это относится к популярному гелиево-неоновому лазеру, который работает с номинальным напряжением 2 кВ, потребляя ток от 3,5 мА до 7 мА. Оказывается, что эти лазеры являются неудобной нагрузкой для источника питания. С одной стороны, точно так же как его примитивный родственник — обыкновенная неоновая лампа — газовый лазер требует для запуска напряжение выше, чем рабочее напряжение. Оно может достигать до 6 — 10 кВ. Много зависит от внутреннего давления газа, температуры и срока службы. Имеются другие трудно уловимые факторы, влияющие на процесс ионизации, с которого начинается нормальная работа, такие как радиоактивность, влажность, наружная освещенность и т.д. В любом случае желательно, чтобы запуск был надежным и автоматическим.

Другая особенность проводимости газа в трубке лазера состоит в том, что она оказывается отрицательной. Это приводит к неустойчивости, часто случайного характера. Лучшим способом борьбы с этим явлением является использование источника питания с фиксированным током, при этом компенсируется отрицательное сопротивление. Практически, очень удачный подход к стабилизации работы лазера состоит в том, чтобы использовать комбинацию обычного резистора (с положительным сопротивлением) и источник питания со стабилизацией тока. Следует подчер-

— Двухполупериодный удвоитель напряжения, использующий диоды $D1$, $D2$ и два конденсатора емкостью $0,1$ мкФ. Эта схема, вместе с повышающим трансформатором генератора ($L2$) обеспечивает высокое постоянное напряжение для лазера. Схему следует выполнять очень аккуратно, потому что в ней возникает слишком много проблем, связанных с индуктивностью рассеяния, переходными процессами коммутации и нежелательными резонансами. С другой стороны, слишком большое повышение напряжения с помощью диодно-конденсаторного умножителя может понизить к.п.д и надежность. Кроме того, многократное повышение напряжения может повлиять на стабильность цепи обратной связи.

— Лазер в качестве нагрузки. Здесь с должным вниманием следует отнестись к правильному включению с точки зрения полярности. Кольцо запуска лазера или нескольких витков провода используются как «третий» электрод для передачи высоковольтного пускового импульса газу внутри трубки. Важно, чтобы пятидесятикилоомный резистор был расположен непосредственно у трубки; несколько сантиметров провода могут вызывать паразитные колебания и неустойчивость ионизации.

Объединение вышеперечисленных схем обеспечивает получение и стабилизацию соответствующего тока для лазера. Оставшаяся часть схемы предназначена для получения высоковольтного импульса, который подается на кольцо пуска; он должен вызвать ионизацию, чтобы в газе появилась проводимость, необходимая для работы лазера.

Чтобы разобраться, как все это работает, предположим, что постоянное напряжение 28 В только что подано на наш источник питания. На лазере появляется напряжение около $3,5$ кВ. Как уже говорилось, этого недостаточно, чтобы ионизировать газ внутри трубки, и никакой генерации в лазере нет. Заметьте, что резистор с сопротивлением 10 МОм позволяет конденсатору $C2$ заряжаться от источника напряжения $3,5$ кВ, но напряжение на нем ограничено величиной 250 В с помощью подключенного параллельно стабилитрона. Цель состоит в том, чтобы перенести энергию, накопленную в конденсаторе $C2$, в первичную обмотку повышающего трансформатора $L3$, индуцируя при этом высоковольтный сигнал во вторичной обмотке. Этот сигнал запускает лазер с помощью кольца запуска.

Выполняется сказанное следующим образом: когда напряжение 28 В подается на источник питания лазера, выход компаратора $A1$ практически имеет потенциал земли и ничего не происходит. Но, по мере заряда конденсатора $C2$ до положенных 250 В, некоторая часть этого напряжения появляется на неинвертирующем входе компаратора, вызывая в конечном счете повышение напряжения на его выходе. Это запускает тиристор и конденсатор $C2$ разряжается. Пока лазер работает в нормальном режиме, компаратор возвращается к своему начальному состоянию. Это происходит из-за наличия положительного напряжения на его инвертирующем входе, полученном на резисторе 340 Ом при протекании тока лазера. Можно заметить, что если по какой-либо причине лазер прекратит работу, то снова он запустится автоматически.

Мощные полупроводниковые приборы

Вероятно можно сказать, что битва между мощными биполярными транзисторами (включая мощные транзисторы Дарлингтона) и мощными МОП-транзисторами свелась к ничьей и было признано целесообразным каждое устройство применять в своей области. Но остаются значительные области, где можно применять и те и другие транзисторы; именно поэтому нельзя сказать, что сражение закончилось окончательно. Много раз случалось, что в какое-то время одно из устройств, казалось, получало некоторое преимущество перед конкурирующим устройством, однако появляющиеся вскоре усовершенствования отставшего прибора, по крайней мере, выравнивают ситуацию. Например, одно время биполярные транзисторы не могли хорошо работать на частотах переключения много выше популярной частоты 20 кГц. Состязание с МОП-транзисторами, которые могли эффективно работать с частотой несколько сот килогерц и выше, ускорило разработку мощных биполярных транзисторов с частотой переключения 100 кГц. И наоборот, были повышены первоначально малый ток и низкая мощность МОП-транзисторов, чтобы приблизить эти параметры к параметрам многих биполярных транзисторов.

Недавно в продаже появились новые или улучшенные старые активные компоненты, которые могут по некоторым параметрам обеспечить дополнительные преимущества по сравнению с упомянутыми выше мощными устройствами. Схемы и методы для использования этих новых компонент не были полностью разработаны. Поэтому имеются большие возможности для интересных экспериментов и творческого конструирования.

В этой главе вниманию читателя предлагаются некоторые из этих новых устройств. В некоторых случаях лучшие свойства конкурирующих устройств объединяются в одном приборе. Другие новшества обеспечивают схемные удобства, облегчающие применение этих устройств в ранее созданных источниках питания. Так же как мы пытались воспользоваться надежностью линейных стабилизаторов, применяя их в импульсных стабилизаторах, теперь можно рассмотреть другие методы коммутации. Будет отмечено, что с появлением схем, работающих в резонансном режиме и со стабилизацией тока, стало возможным лучше использовать давно известные мощные устройства. Рассмотрены интересные новые или необычные варианты использования некоторых старых устройств.

Специализированный МОП-транзистор — разработка для источников питания со стабилизацией по току

Часто ускорение развития в электронике происходит благодаря появлению специализированных компонент, предназначенных для оптимизации модифицируемой схемы. Именно таким компонентом является *SENSEFET*-транзистор, мощный уникальный МОП-транзистор, созданный для того, чтобы оптимизировать характеристику и упростить схему стабилизированного источника питания со стабилизацией тока (см. рис. 19.1). А после внедрения *SENSEFET*-транзистора его создатель, фирма Motorola, выпустила управляющую ИС, которая особенно хорошо подходит для управления этим транзистором в источнике питания со стабилизацией тока. Блок-схема этой ИС приведена на рис. 19.2.

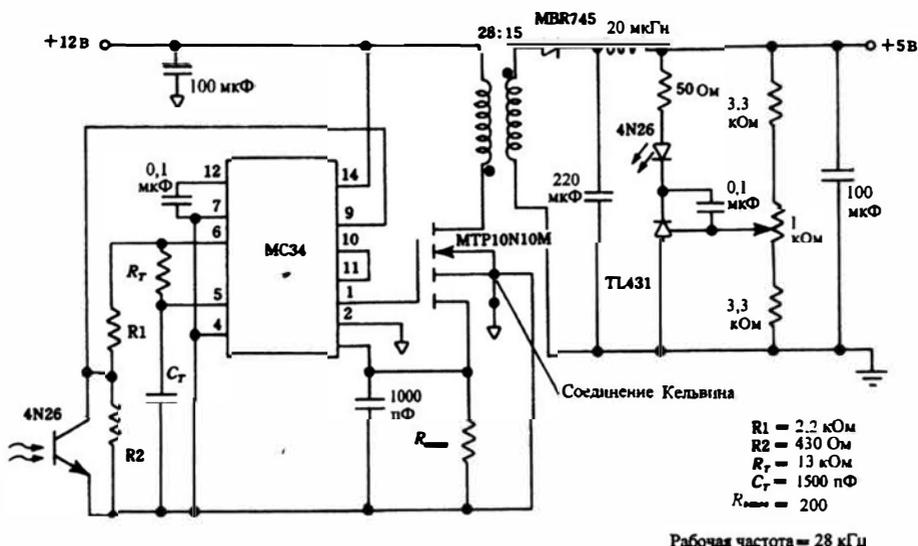


Рис.19.1. Пример использования *SENSEFET*-транзистора в преобразователе постоянного напряжения со стабилизацией тока. Рассеяние мощности в резисторе-датчике тока $R_{\text{сensed}}$ намного меньше, чем при использовании обычного мощного МОП-транзистора. Motorola Semiconductor Products, Inc

Предположим, что обычный мощный МОП-транзистор состоит из тысячи небольших полевых транзисторов, соединенных параллельно. Все эти идентичные транзисторы вносят равный вклад в ток стока. В *SENSEFET*-транзисторе один или несколько истоков этих транзисторов электрически изолированы от остальных и соединены с отдельным выводом, называемым *контрольным* или *зеркальным выводом*. Если этот вывод подключен к земле через резистор, то небольшой ток, равный фиксированной части полного тока стока, может быть зафиксирован в виде па-

В обычных источниках со стабилизацией тока выборка значения тока, протекающего через коммутатор, осуществляется путем включения резистора в цепь истока или стока переключающего МОП-транзистора. На первый взгляд, оба метода фиксации значения тока идентичны — оба используют падение напряжения, связанного с изменением тока в коммутаторе. Однако метод, использованный с обыкновенными МОП-транзисторами, приводит к заметному рассеянию мощности. С другой стороны, потеря мощности в контрольной цепи *SENSEFET*-транзистора минимальна (величина тока, используемая для обратной связи составляет порядка $1/2000$ тока стока).

Реально в *SENSEFET*-транзисторе имеется еще одно усовершенствование в виде дополнительного вывода, так что всего их получается пять. Пятый вывод называется выводом Кельвина. Это по существу другой вывод истока, но благодаря его использованию предотвращается влияние малого тока контрольного истока на большой ток в цепи исток-сток через общее сопротивление вывода истока. Чтобы воспользоваться этой возможностью, нижний конец резистора обратной связи просто соединяется с выводом Кельвина, а не с проводником или выводом, обозначенным как исток. Ситуация становится понятнее, если рассматривать соединение Кельвина как подключение к истинному «электроду» истока, а не фактическому выводу истока.

Мощный p -канальный МОП-транзистор

Разработчики схем давно используют в различных комбинациях *npn* и *pnp* биполярные транзисторы; при этом удается получить некоторые преимущества. Среди них простота схемы, уменьшение числа компонент, возможность избежать конфликтов заземления, более низкая стоимость и всегда улучшенные характеристики. Особенно популярны симметричные комплементарные схемы; обычно они применяются в выходных двухтактных каскадах с трансформатором или без него, используя согласованные *npn/pnp* транзисторы так, чтобы упростить требования, предъявляемые к драйверу, и иметь возможность непосредственного подключения к выходу. Хотя сказанное в значительной степени относится к усилителям звуковой частоты, имеются некоторые общие черты между аудио схемами и схемами, применяемыми в источниках питания, инверторах, и преобразователях.

В настоящее время имеются мощные МОП-транзисторы как с n -каналом, так и с p -каналом. Они соответствуют *npn* и *pnp* биполярным транзисторам. С МОП-транзисторами часто можно получить те же преимущества, касающиеся схемы и характеристик, что и с биполярными транзисторами. Хотя мощные МОП-транзисторы с p -каналом преследуют по пятам *npn* транзисторы, их промышленное использование шло относительно медленно. Необходимо было преодолеть некоторые проблемы, особенно такую, как сопряжение p - и n -канальных транзисторов с тем, чтобы один был зеркальным отображением другого.

Например, p кремний имеет более высокое удельное сопротивление, чем n кремний. При попытке сделать транзистор с p -каналом идентичный по характеристикам (кроме полярности напряжений) с n -канальным транзистором, сопротивление p -канального МОП-транзистора во включенном состоянии окажется выше, чем у аналогичного n -канального. Этот недостаток можно преодолеть, используя для p -канального транзистора кристалл большего размера. Однако при этом изменятся входная и выходная емкости, крутизна, напряжение отсечки, температурные свойства и последнее (но не последнее по значимости) — стоимость. Неравенство размеров кристалла влияет на величину номинального тока «эквивалентных» транзисторов, но к счастью оказалось, что p -канальный транзистор имеет более высокое значение номинального тока, чем его парный n -канальный транзистор.

Все рассмотренное говорит о том, что невозможно получить у этих транзисторов полностью совпадающие характеристики, поэтому здесь неизбежны различные компромиссы. Обычно желательно, чтобы сопротивления у пары комплементарных МОП-транзисторов во включенном состоянии были одинаковыми. После этого добиваются, чтобы отклонения от полной симметрии остальных характеристик, наиболее существенных в практических приложениях, не имели больших последствий. В таблице 19.1 приведены характеристики пары мощных МОП-транзисторы противоположной полярности. Легко видеть, что во многих ситуациях, эти устройства будут вести себя по существу одинаково. Схема двухтактного коммутатора на рис. 19.3 иллюстрирует использование p - и n -канального МОП-транзисторов. С небольшим изменением, касающимся смещения на затворе, эта исходная схема является прекрасным двухтактным выходным каскадом для синусоидальных колебаний.

Таблица 19.1. Сравнение p - и n -канальных мощных МОП-транзисторов, предназначенных для применения в комплементарных симметричных схемах. International Rectifier Corp.

	n-канал	p-канал
Тип транзистора	IRF120	IRF9130
Напряжение сток-исток (Макс.)	100 В	-100 В
Размер кристалла	8,04 мм ²	13,25 мм ²
Сопротивление в состоянии «включено» (Макс.)	0,3 Ом	0,3 Ом
Ток стока в состоянии «включено» при $T_c = 90^\circ\text{C}$	6 А	-8 А
Импульсный ток стока	15 А	-30 А
Напряжение отсечки (Мин.- Макс.)	2 - 4 В	-2 - -4 В
Крутизна (Типичная)	2,5 А/В	3,5 А/В
Входная емкость (Типичная)	450 пФ	500 пФ
Выходная емкость (Типичная)	200 пФ	300 пФ
Проходная емкость (Типичная)	50 пФ	100 пФ
Максимальное тепловое сопротивление	3,12°C/Вт	1,67°C/Вт
Корпус	ТО-3	ТО-3

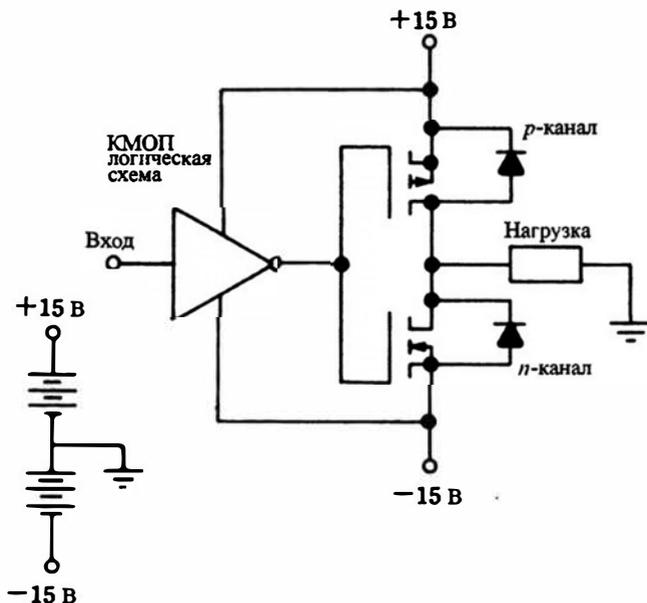


Рис.19.3. Базовая схема выходного двухтактного каскада с дополнительной симметрией. Пары *p*-канального и *n*-канального МОП-транзисторов часто используются в источнике питания, инверторе и стабилизаторе. Заметьте, что встроенные диоды также являются «зеркальным отражением».

Для конструкторов импульсных стабилизаторов и источников питания, работающих с высокими частотами, например, более 50 кГц, представляет интерес исключение из утверждения, сделанного в предыдущем параграфе. Фирма Siliconix выпустила семейство мощных МОП-транзисторов *MPP500* на кристаллах, имеющих равные площади. Это дает возможность подобрать пары комплементарных транзисторов с равными входными емкостями, а не с равными сопротивлениями (R_D). Разумное объяснение этому состоит в том, что такой подход приводит к лучшему балансу схемы на более высоких частотах переключения.

Подобренные пары МОП-транзисторов не предлагаются в виде отдельных транзисторов, а представлены в виде сборки «согласованных» *p*- и *n*-канальных устройств, помещенных в едином корпусе. Стоки этих двух транзисторов соединены внутри. Изготовитель указывает, что такое соединение имеет место в большинстве практических комплементарных схем, так что потеря гибкости при их использовании, вероятно, минимальна. Сборки мощных МОП-транзисторов различных видов, таких как полумосты, полные мосты, блоки питания с развитой логикой и встроенным драйвером и схемы, в которых пара мощных МОП-транзисторов имитирует по переменному току поведение симисторов, получили хорошую экспериментальную поддержку.

Приятная особенность мощных p -канальных МОП-транзисторов состоит в том, что они упрощают реализацию схем в автомобильной и авиационной аппаратуре, где желательно, чтобы один вывод нагрузки был заземлен. Если бы, например, использовался несимметричный выходной каскад с n -канальным транзистором, то усилитель сигнала для затвора потребовал бы дополнительного источника постоянного тока. С выходным каскадом, использующим p -канальный транзистор, нагрузку можно включить между стоком и землей, и для драйвера не требуется никакого дополнительного источника питания. Напомним, что заземление отрицательного вывода автомобильных и авиационных аккумуляторов является общепринятой практикой. Если из соображений безопасности потребителю требуется, чтобы нагрузка была заземлена, то снова можно воспользоваться схемой с p -канальным транзистором.

Мощные p -канальные МОП-транзисторы используются вместе с n -канальными в синхронных выпрямителях. Такое активное выпрямление может конкурировать по частотным свойствам и по величине обратного напряжения с выпрямлением диодами Шотки. Кроме того, менее вероятно неблагоприятное воздействие температуры. По поводу применения p - и n -канальных мощных МОП-транзисторов в схемах синхронного выпрямления, лучше проконсультироваться с изготовителем, поскольку имеются устройства, оптимизированные именно для такого применения.

Необычная работа МОП-транзистора в синхронном мостовом выпрямителе

Схема синхронного выпрямителя, показанная на рис. 19.4, использует два p -канальных и два n -канальных мощных МОП-транзистора. Все же это не комплементарно-симметричная схема в обычном смысле. Для простоты встроенные диоды МОП-транзисторов не показаны. Имеется, однако, и другая причина, по которой эти диоды не требуется изображать на принципиальной схеме.

Читатель, без сомнения, знаком с рядом применений мощного МОП-транзистора, в которых встроенный диод выполняет некоторые функции, типа «фиксирующего» диода в ИИП или демпфирующего диода. Кроме того, при рекуперативном торможении, как это имеет место при использовании инверторов и преобразователей в автомобилях, встроенный диод обеспечивает путь для обратного тока. Однако в схеме синхронного выпрямления на рис. 19.4 четыре внутренних диода вообще не играют никакой роли. Действительно, успешная работа мостовой схемы не зависит от внутренних диодов, постоянно находящихся в электрически не активном состоянии! Это хорошо, поскольку участие этих «паразитных» диодов значительно ухудшило бы частотные возможности выпрямителя.

В свете высказанных утверждений естественно разобраться, как встроенные диоды могут оставаться неактивными в схеме, в которой каждый из МОП-транзисторов подвергается воздействию переменного

тока. Ответ состоит из двух частей. Очевидно, что внутренние диоды не могут проводить при одной полярности переменного напряжения. При противоположной полярности диод может проводить, если сопротивление открытого МОП-транзистора велико настолько, что на нем падает напряжение 0,7 В, необходимое для прямого смещения p -перехода. Хитрость состоит в том, что используются МОП-транзисторы, падение напряжения сток-исток которых меньше чем 0,7 В. Для этой цели имеются МОП-транзисторы, оптимизированные для работы в синхронном выпрямителе, с очень низким сопротивлением в открытом состоянии.

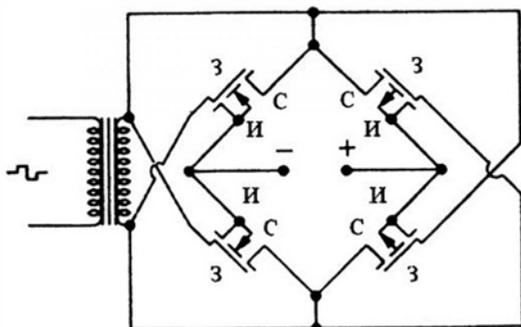


Рис. 19.4. Схема синхронного выпрямителя, использующая p - и n -канальные мощные МОП-транзисторы. Несмотря на простоту, принцип действия этого моста не тривиален. В некоторых случаях по своим параметрам он может превосходить мост с диодами Шотки.

Имея это в виду, другой аспект поведения МОП-транзистора может вызвать удивление: мощные МОП-транзисторы, в отличие от биполярных транзисторов могут работать двунаправленно. То есть, выводы стока и истока можно поменять местами. Например, транзистор с n -каналом может работать с отрицательным напряжением на стоке и положительном напряжении на истоке. В большинстве случаев этого не происходит из-за того, что начинает проводить встроенный диод. Но в синхронной мостовой схеме выпрямителя используются специальные МОП-транзисторы с низким R_D , что не позволяет появиться падению напряжения, достаточному чтобы открыть внутренние диоды.

Особое внимание из вышесказанного обратим на то, что все МОП-транзисторы в выпрямительном мосте открываются при полярности напряжения между стоком и истоком противоположной обычной. Но включение осуществляется обычной полярностью напряжения на затворе. Таким образом, МОП-транзисторы с n -каналом включаются при положительном напряжении на затворе и отрицательном напряжении на стоке. При этом падение напряжения между стоком и истоком значительно ниже 0,7 В, необходимых для прямого смещения встроенных диодов. И наоборот, МОП-транзисторы с p -каналом включаются при отрицательном напряжении на затворе и положительном напряжении на стоке; снова падение напряжения сток-исток значительно ниже 0,7 В, которое требуется, чтобы открыть

внутренний диод. Этот режим работы имеет интересную особенность, состоящую в том, что МОП-транзисторы включаются в третьем квадранте, а выключаются в первом квадранте своих выходных характеристик. Это нечто обратное обычному использованию МОП-транзистора.

Предположим, что с помощью некоторой схемы ослабления сигнал, поступающий к затворам этим четырех МОП-транзисторов, постепенно уменьшается. Что при этом произойдет? Удивительно, но мостовая схема продолжит работать как выпрямитель! Действительно, схема «выродилась бы» в обыкновенную диодную мостовую схему (рис. 19.5). Откуда появились диоды? Это встроенные диоды мощных МОП-транзисторов, которые теперь стали активными, потому что падение напряжения между стоком и истоком МОП-транзисторов при малом сигнале на затворе теперь превышает 0,7 В.

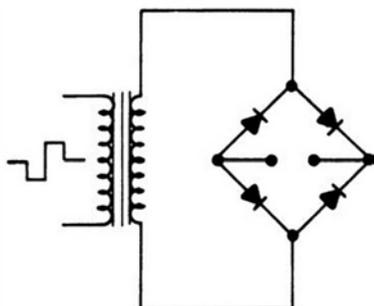


Рис. 19.5. «Вырожденный вариант» синхронного мостового выпрямителя с МОП-транзисторами. Это эквивалентная схема синхронного мостового выпрямителя с МОП-транзисторами при недостаточном сигнале на затворах. По этой причине МОП-транзисторы стали неактивными, а их встроенные диоды активными. Таким образом, выпрямление сохраняется, но с более низким к.п.д. — особенно на высоких частотах.

Хотя схема с малым сигналом на затворах продолжает работать, к.п.д. ухудшится по двум причинам. Первая состоит в том, что из-за накопления заряда в pn -переходе диодов эффективное выпрямление возможно на низких частотах, например 20 кГц и постепенно ухудшается с повышением частоты. Вторая причина вызвана тем, что падение напряжения 0,7 В на диодах приведет к большему рассеянию мощности, чем при более низком напряжении на МОП-транзисторах, когда на их затворы подан большой сигнал. По достоинству оценить то, что общий к.п.д. схемы на МОП-транзисторах значительно выше, чем у обыкновенных схем, использующих плоскостные диоды, можно при высокой частоте, например, более 100 кГц. А преимущество синхронного выпрямителя с МОП-транзисторами перед схемой с диодами Шоттки состоит, прежде всего, в том, что можно работать с высокой частотой и высоким напряжением.

Простая схема (рис. 19.4) работает лучше всего, когда напряжения, подаваемые на затворы МОП-транзисторов, не превышают 20 В, но дос-

таточно высоки, чтобы транзисторы были в состоянии насыщения. Выпрямляемые напряжения могут быть намного выше, если приняты некоторые меры, такие как включение стабилитрона или резистора, которые поддерживают напряжение, поступающее на затвор, в пределах 15 — 20 В. Делается это ради безопасности, чтобы предупредить пробой затвора.

Как получить высокую частоту переключения мощного МОП-транзистора

Частотные возможности мощного МОП-транзистора следует воспринимать с оговорками. В частности, когда имеем дело с частотами переключений от нескольких сот килогерц до нескольких мегагерц, внимание должно быть обращено не на теоретическую широкополосность МОП-транзистора, а на другие факторы. Поскольку входная цепь этого транзистора по существу является конденсатором, то по мере повышения частоты переключения важными становятся вопросы скорости процессов заряда и разряда в цепи затвора. Простым решением является подача сигнала на затвор от источника с низким выходным сопротивлением — чем ниже, тем лучше.

В заключение, можно предложить использование предварительного усилителя, включаемого между управляющей ИС и затворами МОП-транзисторов. Такой усилитель представляет собой обычный выходной двухтактный каскад, использующий пару менее мощных МОП-транзисторов. Конечно, в целях простоты и экономии желательно выбрать управляющую ИС, способную непосредственно возбуждать мощные МОП-транзисторы. На практике эта возможность может оказаться на пределе при управлении входами мощных МОП-транзисторов, имеющими большие емкости, при высоких частотах переключения. Другой вариант предполагает использование интегральных схем драйвера. Они предназначены для этой специфической цели, и могут иметь такие прекрасные параметры переключения как 40 нс время нарастания и спада сигнала при работе с МОП-транзистором, емкость затвора которого составляет 1000 пФ.

ИС CS 2706 фирмы Cherry Semiconductor является специализированной схемой драйвера имеющего указанные параметры переключения. На вход этой схемы подаются сигналы, имеющие логические уровни, а каждый из двух выходов обеспечивает втекающий или вытекающий ток 1,5 А. Блок-схема этого драйвера показана на рис. 19.6. Приятной особенностью этих интегральных драйверов является то, что они имеют «вспомогательные программы», реализующие управление и защиту, а также удобны в применении.

Другое ограничение скорости в реальных схемах происходит из-за использования внутреннего диода мощного МОП-транзистора в качестве фиксирующего диода или диода обратного тока. Этот диод обычно может работать с такими же токами, что и сам МОП-транзистор, но при высоких частотах переключения сказывается его медленное обратное восстановление. Решение состоит в том, чтобы сделать внутренний диод

неактивным и надеяться на внешний диод с быстрым восстановлением или на диод Шоттки. Способ реализации этого решения приведен на рис. 19.7. Платой является дополнительная потеря мощности в диоде $D1$; однако, общий к.п.д. ИИП может стать выше из-за устранения потерь переключения в медленном внутреннем диоде.

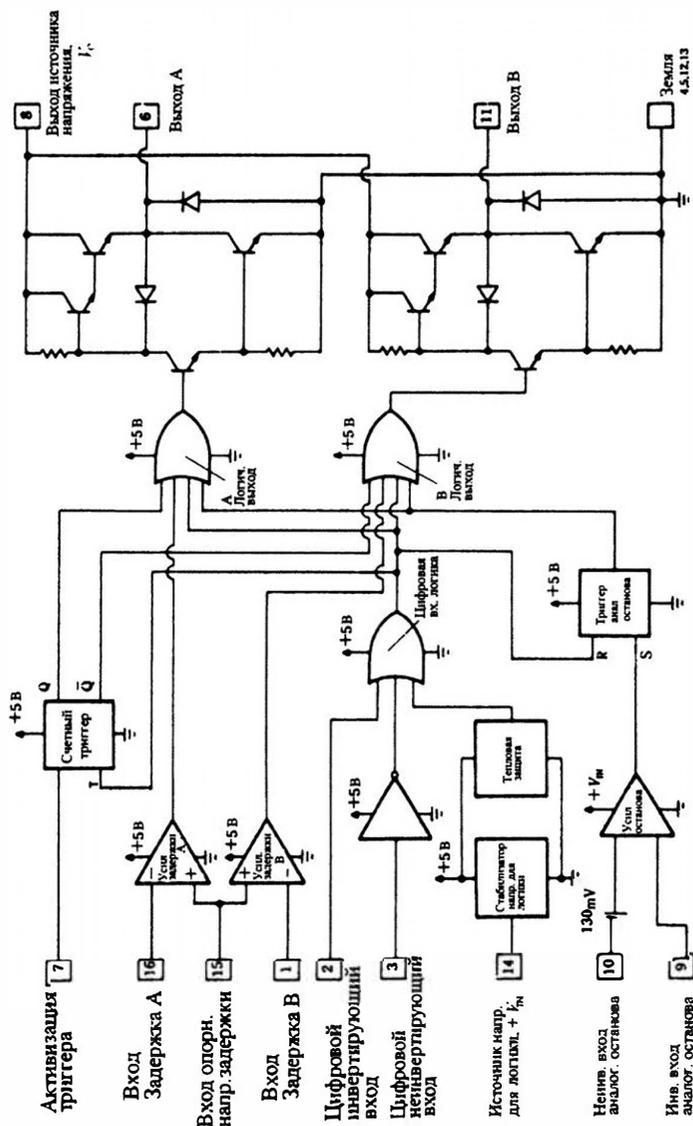


Рис. 19.6. Блок-схема ИС драйвера CS-2706/CS-3706. Несмотря на сложность таких специализированных ИС, применять их просто. Возможны варианты входных сигналов для МОП-транзисторов включенных параллельно или работающих в двухтактной схеме. Cherry Semiconductor Corp.

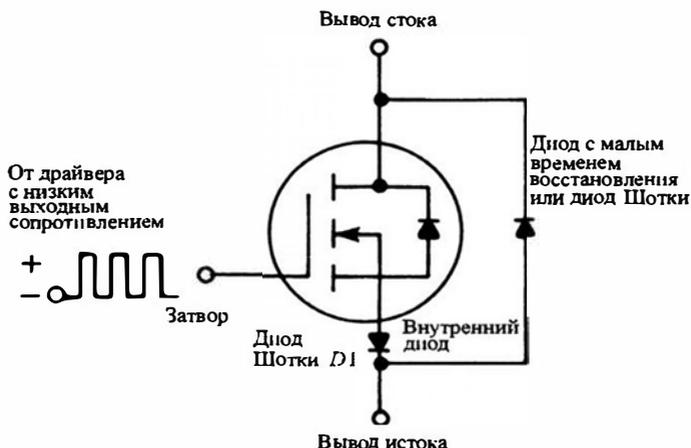


Рис. 19.7. Схема использования мощного МОП-транзистора на высоких частотах. В этой схеме относительно медленный внутренний диод поддерживается в неактивном состоянии. Внешний диод с малым временем восстановления может служить фиксирующим диодом, диодом обратного тока или демпфирующим диодом. Примечание: встроенный диод МОП-транзистора имеет такие названия: внутренний, собственный или паразитный.

Мощный МОП-транзистор в режиме обеднения

Нельзя отрицать, что мощные МОП-транзисторы позволили разработчикам источников питания разнообразить свои схемы. Для начала скажем, что стал доступен широкий диапазон мощностей, токов и напряжений. Этими транзисторами относительно легко управлять и они могут работать при частоте переключения порядка мегагерца. Поскольку имеются и *n*- и *p*-канальные транзисторы, легко добиться упрощения и удешевления схем. Кроме того, эти транзисторы можно использовать в третьем квадранте выходных характеристик также, как в первом. Примером может служить синхронный выпрямитель. Внутренний диод, который является частью структуры МОП-транзистора, часто используется как фиксирующий, в качестве диода обратного тока или как ограничитель выбросов при переходном процессе. Если оказывается, что этот диод слишком медленный для конкретного случая, его легко электрически изолировать и использовать внешний диод Шотки или диод с быстрым восстановлением. И, как будто всех этих свойств недостаточно, имеется *IGBT*-транзистор, модификация мощного МОП-транзистора с очень низким падением напряжения, как у биполярного транзистора. Кроме того, имеется *SENSEFET*-транзистор — мощный МОП-транзистор с возможностью считывания тока стока.

Учитывая эти качества, было бы утомительным для воображения и далее расширять возможности МОП-транзисторов. Отметим, однако, что рассмотренные МОП-транзисторы имеют одно общее обстоятельство, все они работают в режиме обогащения — даже при том, что некоторые предназначены для работы с логическими схемами (входное напряжение несколько вольт переводит их в открытое состояние). Вполне естественно рассмотреть возможность применения МОП-транзисторов, работающих в режиме обеднения. Эти транзисторы исходно находятся в состоянии «включено» и требуется запирающее напряжение на затворе, чтобы выключить их. Можно вспомнить, что большинство электронных ламп было по существу устройствами, работающими в режиме обеднения. Полевые транзисторы с управляющим *p*-*n*-переходом также работают в режиме обеднения (не существует этих полевых транзисторов, рассчитанных на большую мощность, но это уже другая история).

Как можно догадаться, МОП-транзисторы с режимом обеднения стали вполне доступными. Поскольку они не получили экспериментальной поддержки подобно имеющейся у транзисторов с режимом обогащения, они пока не имеют большой популярности. Однако они хорошо подходят для некоторых схем специального назначения и, вероятно, использовать их станут чаще. Остается подождать, будут ли созданы такие транзисторы, которые работают с уровнями тока, напряжения и мощности, сопоставимыми с уровнями у транзисторов, работающих в режиме обогащения. Тем временем, экспериментаторы могут многого добиться, придумывая интересные и полезные приложения, сконцентрированные вокруг МОП-транзисторов, работающих в режиме обеднения.

Сравнение МОП-транзисторов, использующих режимы обогащения и обеднения, показано на рис. 19.8. Видно, что транзистор с режимом обеднения (как и большинство электронных ламп) фактически работает в обоих режимах. Однако нет ничего подобного постоянному току сетки в лампе. Затвор МОП-транзистора в режиме обеднения скорее продолжает напоминать конденсатор. Здесь может протекать переменный ток, но нет никакого потребления постоянного тока от драйвера или источника смещения.

Схема стабилизатора тока (рис. 19.9), использующая МОП-транзистор в режиме обеднения, очень проста. Хотя на первый взгляд не очевидно наличие здесь элемента обратной связи, этот стабилизатор, тем не менее, является системой с замкнутой цепью обратной связи. Если ток нагрузки пытается увеличиться, то увеличение обратного смещения на затворе, появляющегося на резисторе в цепи истока, препятствует этому повышению. Это, при том, что устройство по существу сохраняет почти постоянный ток стока при изменении напряжения на стоке, делает его очень хорошим источником постоянного тока.

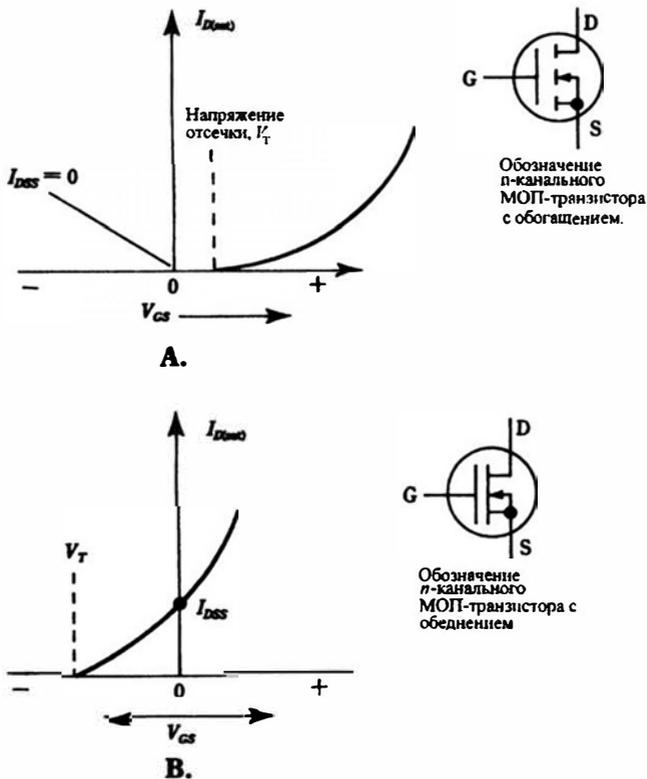


Рис. 19.8. Сравнение МОП-транзисторов, работающих в режиме обогащения и в режиме обеднения. Ради простоты, внутренние диоды в обоих случаях не показаны, хотя реально присутствуют. (А) Проходная характеристика и обозначение *n*-канального МОП-транзистора с обогащением. (Б) Проходная характеристика и обозначение *n*-канального МОП-транзистора с обеднением.

Транзистор следует использовать с небольшим радиатором, но не для защиты от повышения температуры, а как способ улучшения стабилизации. Устройство имеет положительный температурный коэффициент, так что предотвращение чрезмерного повышения температуры столь же важно, как внимание к электрическим вопросам. Практически, схема может обеспечить стабилизацию тока нагрузки на уровне нескольких сот миллиампер. Минимальный ток нагрузки можно установить около 5 мА.

На момент создания книги либо отсутствовали, либо были трудно доступны МОП-транзисторы, работающие в режиме обеднения, с токами несколько ампер. При работе с большими токами можно предложить параллельное включение транзисторов. Параллельная работа двух или больше транзисторов вполне реальна, но может потребовать внимания вопрос разделения тока между транзисторами. Введением резисторов с фиксированными сопротивлениями в цепь истока одного или несколь-

ких таких параллельно включенных транзисторов, можно разумно распределить ток между ними. Интересная особенность этой схемы стабилизации состоит в том, что она обеспечивает безинерционную стабилизацию при изменении напряжения источника и нагрузки, несмотря на отсутствие опорного напряжения.



Примечание: Можно применять транзистор NO2406L фирмы Siliconix, но при токах вдвое меньших, чем с транзистором NOS100. В обоих случаях требуется небольшой радиатор.

Рис. 19.9. Стабилизатор постоянного тока, использующий МОП-транзистор с режимом обеднения. Подобная схема, использующая обычный МОП-транзистор с режимом обогащения, требовала бы специального смещения.

Экспериментатор должен помнить, что МОП-транзистор с режимом обеднения содержит внутренний диод, так же как транзистор, работающий в режиме обогащения. И, точно так же в зависимости от конкретного применения, этот диод мог бы проявлять себя или как полезный элемент или как вредный. В любом случае, достоинством схемы на рис. 19.9 с практической точки зрения является то, что она является истинным двухполюсным стабилизатором в отличие от обычных схем стабилизации, имеющих три или большее число выводов. Следствием этого достоинства является то, что можно легко обойти конфликты заземления и другие схемные неудобства.

Чудесный транзистор — комбинация МОП-транзистора с биполярным

Для создателей мощных полупроводниковых приборов было вполне естественно размышлять о том, насколько будет хорошо, если лучшие параметры различных устройств, так или иначе, объединить в одном устройстве. Ничто не мешает пофантазировать об устройстве, которое легко запускается, может работать при больших токах и высоких напряжениях, способно переключаться с частотами порядка мегагерца, имеет очень низкое тепловое сопротивление для эффективного отвода тепла и

т.д. Действительно, имелись практические решения, которые до некоторой степени, объединили свойства различных устройств. Одним из примеров являются операционные усилители с полевыми транзисторами на входе и биполярными на выходе; первоначально это были гибридные схемы, но со временем стали выпускаться как интегральные схемы. Цель, которая была успешно достигнута, состояла в том, чтобы создать дешевый усилитель с высоким входным сопротивлением, низким выходным сопротивлением и с хорошими остальными характеристиками.

Что касается мощных устройств, то имелась IGBT (Биполярный—МОП-транзистор) схема, показанная на рис. 19.10, которая снова содержит МОП-транзистор на входе и биполярный на выходе. Однако здесь комбинированная схема сделана с помощью дискретных элементов, маломощный МОП-транзистор во входном каскаде и мощный биполярный транзистор в качестве выходного. Используется каскодное соединение, при котором биполярный транзистор работает с общей базой. Оказывается, что схема с общей базой кроме более высокой верхней частоты по сравнению со схемой с общим эмиттером, может работать при более высоких напряжениях. Однако схемой на биполярном транзисторе с общей базой чрезвычайно трудно управлять, потому что она имеет очень низкое входное сопротивление. Здесь тот случай, когда входной каскад на МОП-транзисторе спасает положение. Конечным результатом является легко управляемый, высоковольтный и высокочастотный переключатель, работающий с большими токами. Мощный высоковольтный МОП-транзистор, который заменяется IGBT-транзистором, имел бы большие потери в проводящем состоянии и вероятно стоил бы дороже.

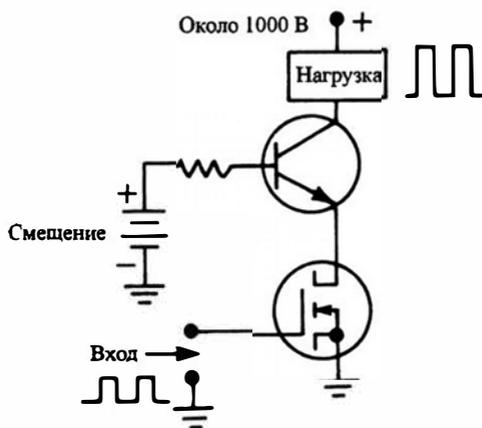


Рис. 19.10. IGBT — комбинация полевого и биполярного транзисторов с целью улучшения характеристик. Входное сопротивление, рабочее напряжение и частота переключения выше, чем при использовании одного биполярного транзистора. Падение напряжения в открытом состоянии и стоимость более низкие чем, вероятно, были бы при применении одного мощного МОП-транзистора. International Rectifier Corp.

Кроме того, существует другое – параллельное соединение биполярного транзистора с МОП-транзистором, показанное на рис. 19.11. При соответствующей синхронизации сигналов включения и выключения, подаваемых на затвор и базу этих двух устройств, можно приблизиться к скорости переключения МОП-транзистора с низкими потерями биполярного транзистора в открытом состоянии. Тем не менее, практически реализовать эту интригующую воображение схему не просто. Например, при попытке использовать такую комбинацию в качестве коммутатора в схеме стабилизатора с ШИМ, временные параметры тактовых импульсов схемы управления должны быть очень строго выдержаны.

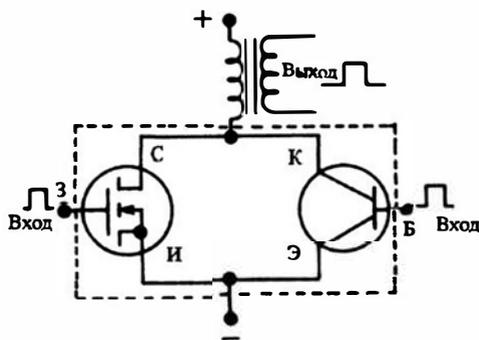


Рис. 19.11. Экспериментальная комбинация полевого и биполярного транзисторов с целью использования достоинств каждого из них. При соответствующей синхронизации и продолжительности входных импульсов эта схема может обеспечить скорость включения и выключения полевого транзистора при малых потерях биполярного транзистора.

Предыдущие абзацы позволяют предвидеть наличие некоторого мощного прибора, обладающего, по крайней мере, некоторыми из признаков полевой и биполярной технологий. Это действительно реализовано в виде *биполярного транзистора с изолированным затвором (IGBT)*. По названию можно догадаться, что это мощное устройство с входными характеристиками как у МОП-транзистора и выходными характеристиками как у биполярного транзистора. Учитывая, что все это выполнено в одном кристалле, достигнутый результат можно расценивать как выдающийся прорыв в области силовой полупроводниковой техники.

Удивительно, но структура IGBT-транзистора не радикально отличается от структуры обычного мощного МОП-транзистора. Эта утверждение подразумевает, что IGBT-транзистор лучше описывать как видоизмененный МОП-транзистор, а не как модифицированный биполярный транзистор. Модификация, как можно увидеть на рис. 19.12А и 19.12В, состоит в изменении профиля легирования, осуществляемого в области стока. Столь незначительная деталь, как это может показаться, очень сильно влияет на выходные характеристики устройства. Поскольку образующийся *pn*-переход вводит неосновные носители, новое устройство уже не совсем МОП-транзистор с наличием только основных носителей,

каким оно было до изменения легирования. Наиболее характерные особенности IGBT-транзистора следующие:

— вход остается емкостным, как и у исходного МОП-транзистора.

— выходное напряжение в режиме насыщения $V_{CE(sat)}$ мало, как у биполярного транзистора. Это справедливо даже при высоких напряжениях, когда обыкновенные мощные МОП-транзисторы дают высокое падение напряжения между стоком и истоком. При включенном состоянии IGBT-транзистора мощность, рассеиваемая на нем мала.

— присутствие неосновных носителей значительно увеличивают плотность тока в области стока. Поэтому, при том же самом размере кристалла IGBT-транзистор имеет большие номинальные токи, чем МОП-транзистор. Из этого следует также, что крутизна у IGBT-транзистора выше, чем у МОП-транзистора.

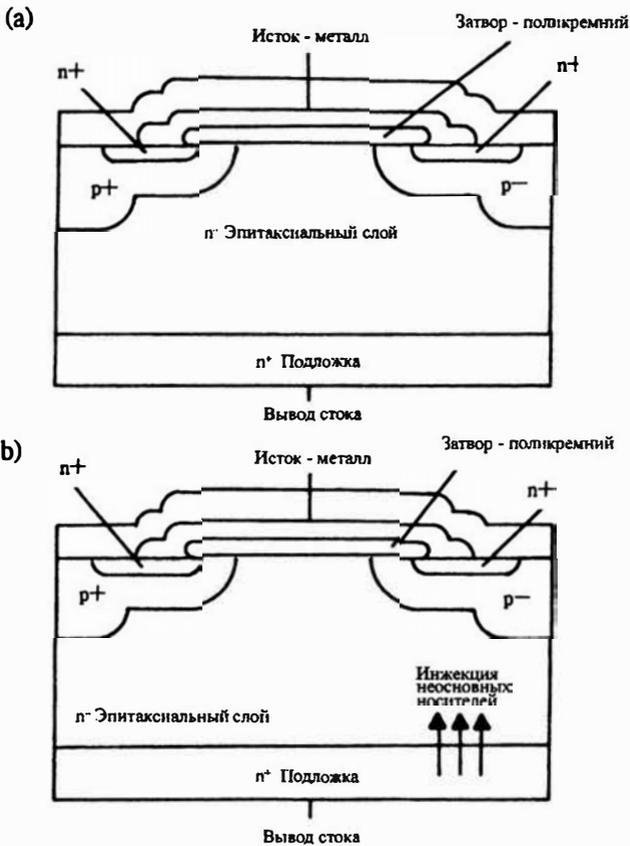


Рис. 19.12. Эволюция от обычного мощного МОП-транзистора к IGBT-транзистору. Изменение профиля легирования в области стока приводит к появлению нового устройства. (А) Исходный профиль легирования мощного МОП-транзистора. (В) Профиль легирования IGBT-транзистора демонстрирующий инжекцию неосновных носителей, которые имитируют поведение биполярных приборов.

— выход IGBT-транзистора напоминает *p*-переход диода, смещенный в прямом направлении и это дает смещение 0.7 В в его стоковых характеристиках. В этом отношении IGBT-транзистор отличается от биполярного транзистора. Поскольку IGBT-транзистор является высоковольтным устройством, эта разница совсем не существенная.

— К сожалению, кроме положительных свойств имеется недостаток, вызванный введением неосновных носителей в области стока. IGBT-транзистор уже не имеет частотных свойств обычного МОП-транзистора. Работа лучших IGBT-транзисторов ограничена частотой переключения около 5 кГц. Однако были созданы компромиссные варианты с рабочей частотой 50 кГц, которые все еще сохраняют достоинства МОП-транзисторов и биполярных транзисторов при этих частотах переключения.

И обозначение IGBT-транзистора, и название его выводов были предметом дискуссии в технической литературе. При рассмотрении этого устройства мы имели дело с затвором, истоком и стоком. Это имело свою логику, потому что IGBT-транзистор берет свое происхождение от МОП-транзистора. С другой стороны естественно, что полупроводниковые фирмы подчеркивают подобие выходных характеристик биполярного транзистора и IGBT-транзистора. Соответственно, многие из этих компаний называли выводы своих изделий базой, эмиттером и коллектором. Действительно, кажется разумным ради простоты считать его имеющим входные характеристики МОП-транзистора, с выходными характеристиками, соответствующими биполярному транзистору. Будьте готовы, однако, столкнуться с различными комбинациями затвора, базы, истока, эмиттера, стока и коллектора. Надо иметь в виду, также, что имеется другое название для IGBT-транзистора «мощный полевой транзистор с модулируемой проводимостью» (название подарено «поварами» полупроводниковых устройств, а не разработчиками схем).

Подобно названиям выводов, имелось большое разнообразие условных изображений IGBT-транзистора. В некоторых случаях использовались условные обозначения или МОП-транзисторов или биполярных транзисторов. И, как Вы можете догадаться, были предложены различные гибридные изображения, учитывающие символику полевого транзистора и биполярного транзистора. Изображение, которое вероятно станет стандартным, показано на рис. 19.13 вместе с названиями электродов. Появились также стилизованные и упрощенные варианты этого обозначения, но они остаются на уровне идей. Внутренний диод, шунтирующий выходную цепь мощного МОП-транзистора, не проявляет себя в IGBT-транзисторе, и поэтому не присутствует в принятом изображении, как это иногда бывает с МОП-транзистором (в приложениях, где необходим фиксирующий диод или диод для других целей, следует использовать внешний диод).

Выходные характеристики IGBT-транзистора показаны на рис. 19.14. Обратите внимание на смещение, равное 0,7 В. Напряжение обратного пробоя этих устройств может значительно изменяться и, если это имеет

значение для работы схемы, должно быть тщательно исследовано. Качественный вид кривых на рис. 19.14 не отражает наиболее важную особенность IGBT-транзистора — его эквивалентное сопротивление R_D часто на порядок меньше, чем R_D аналогичного по номинальной мощности МОП-транзистора. Имейте в виду, также, что это устройство имеет высокие рабочие напряжения (500 В и выше) и ток (от 15 до 80 А). На рис. 19.15 и 19.16 (Рис. 19.16 не приведен, поскольку в оригинале он полностью повторяет Рис. 19.15 — Прим. перев.) приведены размеры двух IGBT-транзисторов одного изготовителя, предназначенных для работы с большими токами при частотах переключения 5 кГц и 50 кГц. Типичные напряжения коллектор-эмиттер в режиме насыщения составляют 1,6 В и 2,2 В соответственно. Эти значения даны для температуры 25°C, но при повышении температуры до 150°C они изменяются не сильно (и без того высокое значение R_D мощного высоковольтного МОП-транзистора удваивается при изменении температуры от 25°C до 150°C).

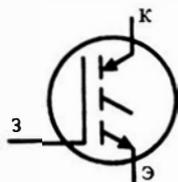


Рис. 19.13. Условное обозначение IGBT-транзистора и его выводов. Это изображение IGBT-транзистора, вероятно, станет стандартом. Обратите внимание, как передано представление относительно МОП-транзистора на входе и биполярного транзистора на выходе. Диод в области коллектора, смещенный в прямом направлении, явно показан.

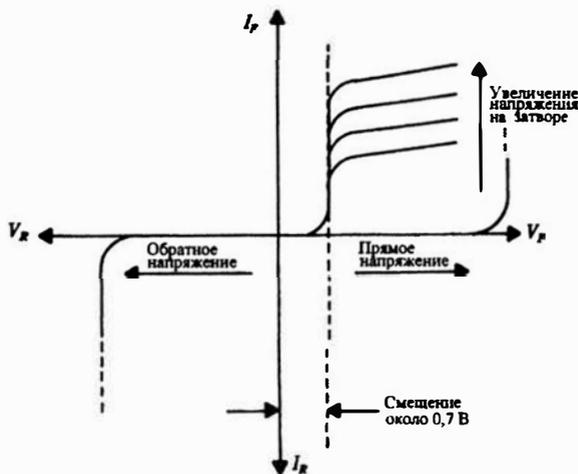


Рис. 19.14. Выходные характеристики IGBT-транзистора. Эти устройства работают с напряжениями 500 В и выше. Поэтому в практических схемах смещение 0,7 В сказывается слабо.

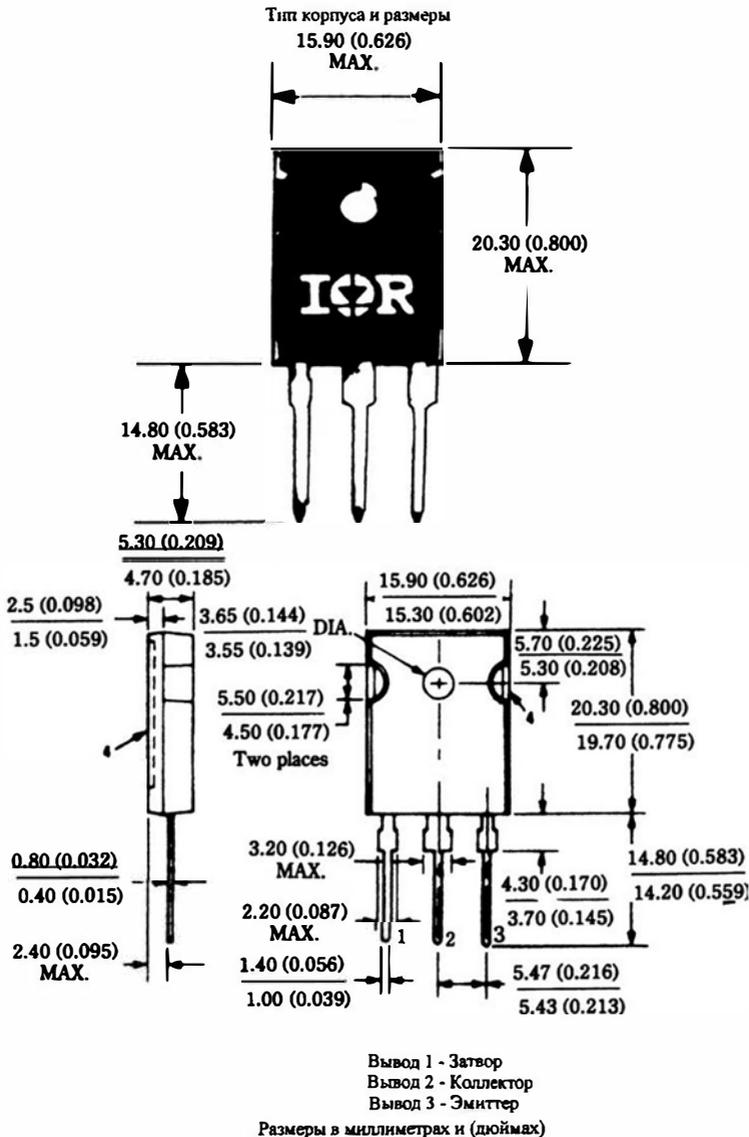
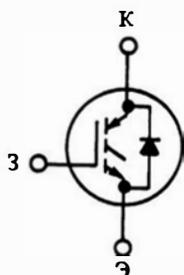


Рис. 19.15. Типичный IGBT-транзистор с частотой переключения 5 кГц. Первые IGBT-транзисторы страдали от эффекта защелкивания. Отметьте высокое рабочее напряжение, большой ток и малые размеры транзистора. International Rectifier Corp.

Разработчики схем, которым от транзисторов требуются дополнительные функции, могут воспользоваться, по крайней мере, двумя имеющимися в настоящее время модификациями IGBT-транзистора. Примеры таких приборов приведены на рис. 19.17. На рис. 19.17А показан транзистор, который напоминает обычный мощный МОП-транзистор с внутренним

диодом. Однако в обычном IGBT-транзисторе между коллектором и эмиттером (или между стоком и истоком) такого диода фактически нет. В тех случаях, когда разработчикам схем в этом месте необходим диод в качестве фиксирующего диода, диода обратного тока или как демпфер переходных процессов, это является недостатком. Для таких целей создан вариант IGBT-транзистора с отдельным диодом. Мало того, что это дает дополнительные удобства, этот диод намного быстрее чем внутренний диод, который появляется в мощных МОП-транзисторах.

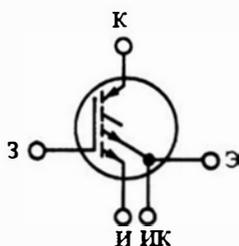
Другой вариант IGBT-транзистора изображен на рис. 19.17В. Здесь имеется контрольный вывод(ы), через который течет ток, пропорциональный полному току коллектора. Этот вывод используется в стабилизированных источниках со стабилизацией по току. Способ реализации обратной связи по току тот же самый, какой был ранее описан для SENSEFET-транзистора – мощного МОП-транзистора с таким же электродом для считывания небольшой доли изменяющегося тока истока.



Изображение выводов

А.

Цоколевка



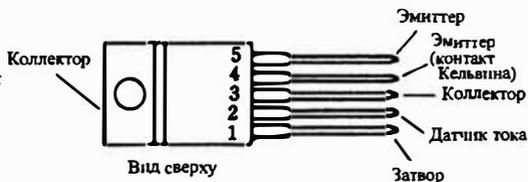
n-канальный, режим обогащения

В.

Цоколевка



Вид сверху
Корпус TO-218 AC



Вид сверху
Корпус TO-220 (5 выводов)

Рис. 19.17. Варианты IGBT-транзисторов. (А) IGBT-транзистор, имеющий внутренний диод с малым временем восстановления. (В) IGBT-транзистор с «контрольным» электродом в качестве датчика тока. Подобен SENSEFET-транзистору. International Rectifier Corp.

Фирма Harris Semiconductor создала ряд таких IGBT-транзисторов, работающих с напряжениями 400 В и 500 В и действующими значениями тока в диапазоне от 10 А до 25 А (при импульсном режиме работы допустимы более высокие токи). Экспериментатор может достичь очень мно-

гого с этими транзисторами, рассчитанными для работы до 5 кГц. Более высокочастотные версии последуют почти наверняка, поскольку быстродействие повышается не за счет каких-либо существенных изменений.

На момент написания книги усилия были сосредоточены на разработке семейства мощных n -канальных IGBT-транзисторов. Не ясно, будут ли появляться на рынке варианты p -канальных IGBT-транзисторов. В p -канальных приборах возникают проблемы из-за более низкой подвижности носителей заряда. Однако подобный пессимизм в свое время замедлил развитие мощных pnp -транзисторов и МОП-транзисторов с p -каналом. Возможно, что задачи связанные с быстродействием, потерями в открытом состоянии, защелкиванием и стоимостью будут решены, и однажды IGBT-транзисторы с p -каналом станут легко доступными.

Снова тиристор с управляемым выключением

Заголовок «снова тиристор с управляемым выключением» связан с предыдущим рассмотрением этого устройства в главе 5; кроме того, он подразумевает периодический подъем и спад популярности тиристора с управляемым выключением (GTO -тиристор) как коммутирующего устройства. Кажется, что с каждым подъемом его популярности другие устройства подвергаются усовершенствованиям, которые отвлекают внимание конструкторов. Так, модернизированные мощные МОП-транзисторы, транзисторы Дарлингтона и дискретные биполярные транзисторы в то или другое время уменьшали интерес к GTO -тиристорам. Кроме того, появлялись новые устройства, такие как IGBT-транзисторы, не говоря уже об обычных тиристорах. Эти конкурентоспособные устройства в некоторых случаях демонстрируют реальные преимущества в стоимости, доступности, эффективности. Тем не менее, интерес к GTO -тиристорам сохраняется, и все большее число конструкторов благосклонно относится к этому тиристорам как к мощному устройству коммутации для таких приложений как управление двигателями, сварка, преобразование частоты и источники бесперебойного питания.

Здесь уместно несколько расширить область применения этого устройства. В этом разделе рассматривается схема с двумя задающими устройствами, потому что этот вариант использования GTO -тиристора не был исследован в главе 5. Поскольку GTO -тиристор требует наличия двух импульсов, включения и выключения, успешная работа и управление зависят исключительно от метода возбуждения. Наиболее уместно снова обратиться к инвертору с GTO -тиристором, который был предложен вашему вниманию в главе 5, потому что там детально не рассматривалась никакой схемы управления.

На рис. 19.18 можно видеть тот же самый 1200-ваттный, 20 кГц инвертор с GTO -тиристором из главы 5, но на сей раз он связан с уникальным драйвером. Интересно, что хотя необходимы обе полярности пусковых импульсов, схема на рис. 19.18 не имеет источника отрицатель-

ного напряжения питания. Оказывается, что при переключении транзистора $Q1$ из включенного состояния в выключенное и обратно, к управляющему электроду GTO -тиристора поступают как положительные (включающие) так и отрицательные (выключающие) импульсы. В частности, когда транзистор $Q1$ выключается, положительные запускающие импульсы переводят GTO -тиристор в проводящее состояние. Этот положительный импульс появляется благодаря электромагнитной энергии, запасенной в катушках индуктивности $L1$ и $L2$. В момент включения транзистора $Q1$ на управляющем электроде GTO -тиристора появляется отрицательный импульс и выключает его. Отрицательный импульс образуется за счет электростатической энергии, запасенной в конденсаторе $C1$. Амплитуда отрицательного импульса почти вдвое превышает постоянное напряжение вспомогательного источника питания и составляет величину около 70 В. Однако, как и в случае с обычным тиристором, для надежного включения GTO -тиристора достаточно положительного импульса, имеющего амплитуду несколько вольт. Заметить, что изменяя интервал между входными импульсами, можно осуществлять ШИМ-управление мощностью в нагрузке (такой метод управления можно также рассматривать как управление с *фазово-импульсной модуляцией*).

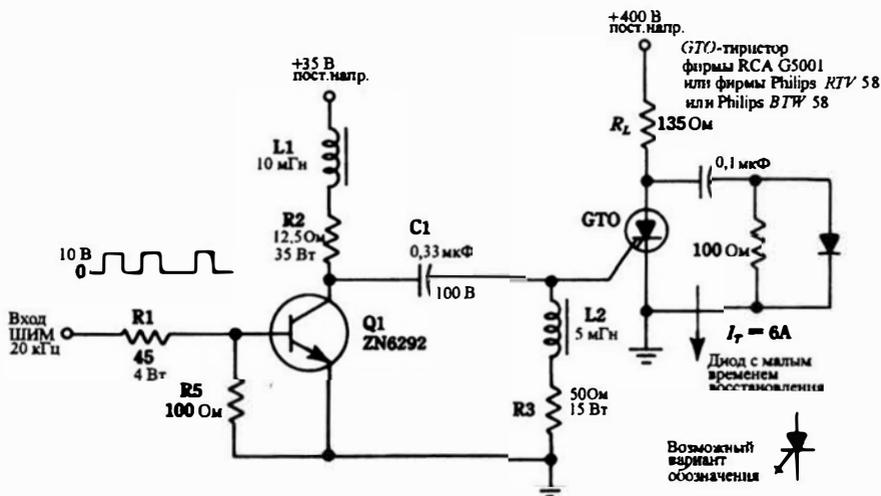


Рис. 19.18. Преобразователь с внешним возбуждением на GTO -тиристоре для переключения 1200 Вт с частотой 20 кГц. Из-за высокой плотности тока и регенеративного действия тиристоров, этот инвертор может иметь к.п.д. 95 %. Фирмы Mullard и Unirode также выпускают GTO -тиристоры. RCA.

Схема другого драйвера для GTO -тиристора показана на рис. 19.19. Выбирая соответствующие комплементарные мощные МОП-транзисторы и вспомогательный источник питания, можно выполнить необходимые условия для управления GTO -тиристором. Схема выходного двухтактного каскада отличается от схемы драйвера, приведенного на рис.

19.18, тем, что не используются накопители энергии. Это позволяет драйверу работать в широком диапазоне длительностей и частоты повторения импульсов. Схема особенно хорошо подходит для возбуждения *GTO*-тиристора, потому что ведет себя как источник с низким выходным сопротивлением. Это особенно важно для отрицательного импульса выключения, так как здесь велика амплитуда тока.

Важным параметром является длительность импульса включения, который вырабатывается этим драйвером. При некоторых условиях работы, таких как слабая нагрузка, *GTO*-тиристор может испытывать трудности быстрого защелкивания в состояние насыщения, если запускается очень короткими импульсами. *GTO*-тиристор в такой ситуации может быть поврежден из-за большого рассеяния мощности. Эта проблема исчезает при более длинных импульсах включения. Кроме электрических причин, недостаточное защелкивание связано с аномальным повышением температуры — этот тип саморазогрева к сожалению имеет регенеративный характер. Конечно, надо помнить, что для обеспечения нормальных условий работы требуется соответствующий радиатор.

Если обеспечен соответствующий сигнал запуска и отвод тепла, то *GTO*-тиристор электрически надежное устройство. Хорошо, если *GTO*-тиристор защищен плавким предохранителем. Быстродействующая электронная защита часто не нужна потому, что как только запущен регенеративный процесс защелкивания, вероятность работы *GTO*-тиристора в линейной области очень мала. Эти замечания относятся к отлаженной системе, которая некоторое время уже работала надежно. Во время отладки схемы и экспериментирования хорошим средством защиты остается повышенная осторожность.

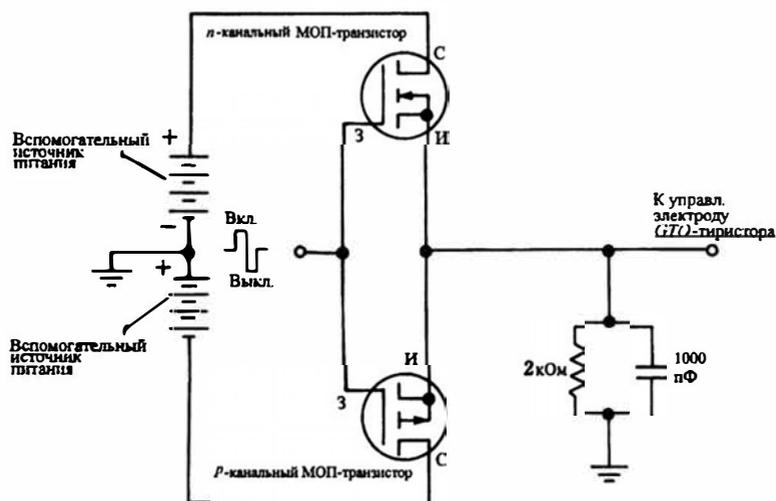


Рис. 19.19. Вариант драйвера для инвертора с *GTO*-тиристором. Комплементарные МОП-транзисторы могут быть маломощными, так как импульсные токи этих устройств могут быть большими.

RC-цепь на выходе драйвера (рис. 19.19) предназначена для предупреждения произвольных включений от электрических помех. Это часто приходится учитывать на промышленных предприятиях, где оправдано применение *GTO*-тиристоров большой мощности. Перед выбором конкретного *GTO*-тиристора с очень низким напряжением включения или малым током выключения в этом отношении следует проявить аккуратность. *GTO*-тиристоры очень удобны при отсутствии сильных индустриальных помех, но может быть ненадежен там, где мощные переходные процессы являются обычным явлением.

Тиристор, управляемый МОП-транзистором: еще один удар по упрямам

Тиристор, управляемый МОП-транзистором (*MCT*-тиристор) подобно *GTO*-тиристорам, является прибором, который может включаться и выключаться запускающими импульсами соответствующей полярности. Не ясно, выпускалось ли это устройство массово, хотя его потенциальные возможности кажутся более высокими по сравнению с *GTO*-тиристором, особенно в отношении мощности управляющих сигналов. Также как иногда происходит с *GTO*-тиристором, разработка *MCT*-тиристора может представлять большой интерес для иностранных предприятий, несмотря на то, что первое их появление связано с американскими полупроводниковыми фирмами. Возможно, что *GTO*-тиристор достиг такого совершенства, которое является достаточным для большинства практических целей. Поскольку я чувствую, что *MCT*-тиристорам предстоит играть важную роль в источниках питания, инверторах и преобразователях, здесь будет дано его краткое описание.

Для некоторых целей, возможно, заслуживают внимания эксперименты со схемой, собранной из дискретных компонент и имитирующей поведение *MCT*-тиристора. Способность *MCT*-тиристора коммутировать мощность 1 мегаватт за две микросекунды не мелочь, которой можно пренебречь.

Эквивалентная схема *MCT*-тиристора приведена на рис. 19.20. Видно, что комплементарные МОП-транзисторы используются для переключения тиристора, образованного двумя биполярными транзисторами, из включенного состояния в выключенное и обратно. Заметьте, что запускающие импульсы подаются относительно анода тиристора. Кроме того, в отличие от *GTO*-тиристора, отрицательный запускающий импульс включает устройство, а положительный выключает его. Такой порядок работы вытекает из стремления использовать один управляющий электрод для импульсов выключения и включения. Благодаря применению МОП-транзисторов, для управления состоянием проводимости *MCT*-тиристора требуется очень небольшая импульсная мощность. В соответствии с законом природы «бесплатный сыр бывает в мышеловке», *MCT*-тиристор не предназначен для быстрого переключения; кажется, что можно ожидать частоту переключения около 20 кГц.

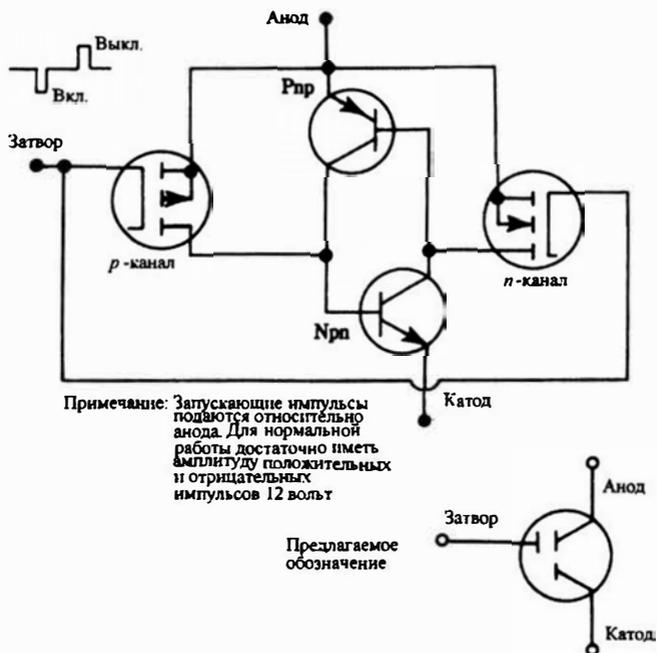


Рис. 19.20. Эквивалентная схема *MCT*-тиристора. С помощью сигналов на одном управляющем электроде комплементарные МОП-транзисторы направляют импульсы к тиристорам таким образом, что достигается его управляемое включение и выключение.

Даже при том, что *MCT*-тиристор управляется короткими импульсами, а не продолжительными входными сигналами, представляется, что он является хорошим кандидатом на использование в стабилизаторах с ШИМ; как и в случае с *GTO*-тиристором, входные запускающие импульсы могут быть с регулируемым рабочим циклом. Также как для *GTO*-тиристоров и *IGBT*-транзисторов, областью применения *MCT*-тиристоров будут силовые системы, типа источников бесперебойного питания, сварочных устройств, преобразователей частоты и управления двигателями. Прежде, чем *MCT*-тиристоры получат большую популярность, они должны продемонстрировать отсутствие эффектов защелкивания, надежность, нечувствительность к изменениям температуры и, конечно, рентабельность с точки зрения стоимости. До некоторой степени подобное устройство — МОП-тиристор после нескольких лет жизни вымер как динозавр. Этот тиристор имел встроенный МОП-транзистор в цепи управляющего электрода для облегчения запуска. Его недостаток состоял в том, что подобно обычным тиристорам он не может быть выключен сигналом на управляющем электроде.

Кривые на рис. 19.21 позволяют сравнить мощные полупроводниковые приборы. Видно, что *MCT*-тиристор на голову выше всех в отношении высокой плотности тока и низкого падения напряжения. Хотя представленная графическая информация поучительна, но она должна

сочетаться со знанием других характеристик устройства. Поведение каждого устройства может значительно измениться при изменении характера легирования в поисках улучшения различных параметров. Некоторые устройства по своей природе способны к большей скорости переключения чем другие. Например, 600-вольтовый мощный МОП-транзистор, который согласно рис. 19.21 имеет наилучшие показатели, обладает наибольшей частотой переключения среди всех указанных устройств. Кроме того, при более низких номинальных напряжениях, например, от 200 до 300 В, кривые для IGBT-транзистора, транзистора Дарлингтона, биполярного транзистора и мощного МОП-транзистора совпадают. Среди 100-вольтовых устройств, мощный МОП-транзистор может оказаться лучшим в отношении низкого прямого падения напряжения!

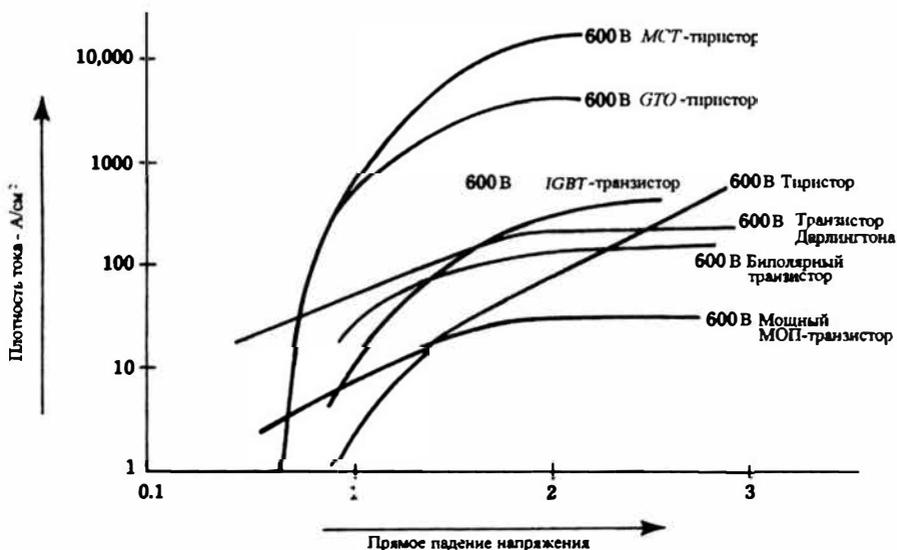


Рис. 19.21. Сравнение зависимостей плотности тока и падения напряжения для 600-вольтовых устройств. При напряжениях 600 В и выше, IGBT-транзисторы, GTO-тиристоры и МСТ-тиристоры могут обеспечить большие токи при низком падении напряжения, чем давно используемые биполярные транзисторы, транзисторы Дарлингтона и мощные МОП-транзисторы.

Материал, отказывающийся умирать: мощные германиевые приборы

Эти слова относятся к применению мощных германиевых приборов там, где не используется высокая скорость коммутации или высокие частоты. Несмотря на очевидный факт, что кремний, как полупроводниковый материал, почти полностью заменил германий, экспериментаторы часто считают германиевые транзисторы и выпрямительные диоды в некото-

рых случаях лучше, чем кремниевые. Например, в инверторах, работающих с частотой 60 или 400 Гц от автомобильных аккумуляторов, применение германиевых транзисторов может дать более высокий к.п.д., чем при использовании кремниевых из-за низкого напряжения насыщения германиевых транзисторов. Как было показано, это свойство достойно рассмотрения с точки зрения использования германиевого транзистора в схемах стабилизатора с низким падением напряжения. Вспомните, что мощные германиевые транзисторы были *pnp*-типа (имелось также много менее мощных германиевых *pnp*-транзисторов).

Германиевые плоскостные выпрямительные диоды прекрасно годятся для работы в низкочастотных приложениях. И снова из-за более низкого падения напряжения по сравнению с кремниевыми диодами. Кривые прямого падения напряжения (рис. 19.22) могут удивить тех конструкторов, которые работали только с кремниевыми диодами. Эти кривые похожи (или лучше) на характеристики кремниевых диодов Шоттки. При выпрямлении напряжений на частотах 60 и 400 Гц применение германиевого диода обойдется дешевле, чем кремниевого диода Шоттки, особенно если обратное напряжение больше 20 В. Хотя и германиевые диоды и кремниевые диоды Шоттки имеют высокую обратную проводимость в районе максимальных обратных напряжений и высоких температур, причины у них различны. Более серьезно этот недостаток сказывается в диоде Шоттки, где он быстрее может привести к разрушению. В обоих устройствах наличие высокого обратного тока ухудшает выпрямление и приводит к дополнительному рассеянию мощности. Германиевые диоды обычно оказываются надежными в этом отношении, если температура их перехода не превышает 90°C (некоторые диоды Шоттки работают до 150°C или выше).

Германиевые приборы, как и электронные лампы, в настоящее время не имеют широкого применения. Когда-то они выпускались в больших количествах фирмами Motorola, Deico, RCA и другими. Многие из прежних типов теперь выпускаются фирмой Germanium Power Devices Corp., Box 3065, Shawsheen Village, Station, Andover, MA 01810. Техническая литература этой компании должна представлять особый интерес для экспериментирующих с электромобилями, где обычно можно применять массивные радиаторы. Эта фирма поставляет мощные германиевые *pnp*-транзисторы, рассчитанные на токи по крайней мере 100 А, и германиевые диоды на токи 500 А. Номинальные напряжения лежат в диапазоне 20 – 60 В, но не редки мощные транзисторы с V_{CB0} выше 95 В.

Сторонники германиевых устройств не оставляют интереса к ним не по сентиментальным или ностальгическим причинам, а скорее всего потому, что с их помощью в некоторых прикладных задачах можно получить хорошие характеристики. В предшествующих параграфах, касающихся этой темы, всегда отмечалось, что германиевые диоды создаются на основе *pn*-перехода. До сих пор в этом не было необходимости. Вы представляете, что те германиевые диоды, которые используются в силовых цепях не могут быть ничем иным, кроме *pn*-перехода (точечные

германиевые диоды были и остаются устройствами для слабых сигналов; это же справедливо для туннельных диодов).

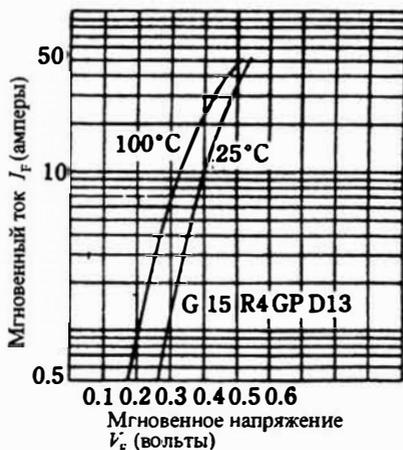


Рис. 19.22. Падение прямого напряжения у типичного германиевого выпрямительного диода. Для некоторых приложений, связанных с постоянными напряжениями и низкими частотами, германиевые диоды продолжают привлекать внимание. Germanium Power Devices.

Germanium Power Devices Corp. теперь торгует целым рядом германиевых диодов Шотки с номинальными токами до 400 А. Как и у кремниевых диодов Шотки их работа основана на использовании только основных носителей и потому нет никакого явления накопления заряда, приводящего к ухудшению частотной характеристики. Таким образом, время восстановления этих диодов составляет около 70 нс. Прямое падение напряжения в большинстве случаев равно 200 – 350 мВ. Таким образом, германиевый диод Шотки превосходит в этом отношении все другие диоды. Его можно считать электрически надежным устройством, устойчивым к обратным напряжениям или броскам прямого тока. В настоящее время это низковольтные устройства с пиковым обратным напряжением ограниченным величиной 20 В. Модули, состоящие из двух диодов, удобны для применения в двухтактных выпрямителях с отводом от средней точки трансформатора.

На момент выхода книги это было относительно новое устройство. Фирма отмечает успешное применение этих диодов в ИИП, работающем с частотой 250 кГц. Такую частоту переключения, вероятно, следует рассматривать как некоторую рекламу. С точки зрения консерватора, я считаю, что частота переключения все же должна быть 100 кГц, а работу с более высокими скоростями следует исследовать экспериментально. Эти цифры в некоторых случаях сравнимы с возможностями других устройств.

Малые мощности, токи и напряжения: небольшие встраиваемые блоки

Много внимания в технической литературе уделяется источникам питания, импульсным стабилизаторам, инверторам и преобразователям, преобразующим или выдающим большие мощности, токи или высокие напряжения. Если требуются другие значения, то просто необходимо воспользоваться методом масштабирования, чтобы изменить параметры вверх или вниз. По существу это так, за исключением того, что часто имеются специальные методы, которыми обычно следует пользоваться, чтобы получить оптимальные результаты при очень высоких и очень малых уровнях мощности. В частности, в области малых мощностей, например, от долей ватта до 10 или 20 Вт, в некоторых приложениях удастся получить выигрыш, используя источники, способные хорошо работать при крайне низких уровнях мощности, тока и/или напряжения. Одним из проявлений этого подхода являются относительно недавние достижения, касающиеся ИИП и преобразователей мощностью от 1 до 20 Вт, где долго господствовали линейные стабилизаторы.

Можно привести несколько примеров, требующих высокого к.п.д. при более низких, чем обычно номинальных мощностях. Наличие стабилизаторов или других силовых цепей, рассеивающих мощность, неблагоприятно сказывается на сроке службы батарей, питающих переносные устройства. Распределенные системы питания используют вместо одного мощного источника несколько маломощных. Это приводит к снижению стоимости подводящих проводов, и более высокому общему к.п.д., а также к лучшей развязке между цепями и блоками в системе. Конечно, эти результаты достигаются только в том случае, если маломощные источники обладают хорошими характеристиками. Другой пример — цифровая сеть с предоставлением комплексных услуг (ISDN), которая предназначена для того, чтобы заменить обычные телефонные линии. Здесь маломощный преобразователь постоянного напряжения необходим в каждом линейном терминале. Нельзя забывать и компьютеры, где можно достичь существенного повышения производительности при переходе на работу с напряжением питания 3,3 В (или даже ниже) вместо давно используемых 5 В. Очевидна необходимость поддерживать малое падение напряжения и малую рассеиваемую мощность в системах питания от солнечных батарей. Наконец, линейные вторичные стабилизаторы, используемые совместно с ИИП, должны работать с минимальным падением напряжения, чтобы сохранить высокий общий к.п.д.

Хотя мы говорили, что приходится иметь дело с падением напряжения на полупроводниковых приборах, составляющем от 0.7 В до нескольких вольт, эти значения могут представлять реальные препятствия для работы источников питания, стабилизаторов и преобразователей при низких напряжениях. Применяя искусные методы схемотехники, можно достичь некоторого улучшения; можно получить выигрыш, заменяя тип полупроводникового прибора. Без сомнения, достойно пересмотра отношение к германиевым приборам. Улучшение ситуации ожидается, также, от применения батарей с более высокими плотностями энергии и от конденсаторов, имеющих очень большую емкость (но малые размеры) и работающих как «источники питания». В любом случае, все это оправдывает слова из заголовка «небольшие встраиваемые блоки».

Линейный стабилизатор напряжения со сверхнизким падением напряжения и ограничением по току

Традиционно в большинстве линейных стабилизаторов, работающих с последовательным регулирующим элементом, использовались мощные биполярные транзисторы. Для улучшения параметров используются транзисторы Дарлингтона, имеющие более высокий коэффициент усиления по току. Мнение части конструкторов состояло в том, что естественной областью применения биполярных транзисторов является линейный стабилизатор, а МОП-транзисторы по праву используются в схемах ИИП из-за их прекрасных свойств в режиме переключения.

Было и остается много оснований для таких рассуждений, но постоянное улучшение свойств МОП-транзисторов вынуждает теперь в некоторых случаях изменить точку зрения. Низкое напряжение насыщения биполярных транзисторов связано с несуществующим в МОП-транзисторах механизмом введения в базу неосновных носителей. Однако благодаря непрерывному усовершенствованию получены МОП-транзисторы с намного более низкими значениями R_D , чем были до настоящего времени. С практической точки зрения низкая величина R_D играет ту же роль, что низкое напряжение насыщения ($V_{CE(sat)}$) в биполярных транзисторах, а именно, благодаря малому R_D имеем низкое падение напряжения на соответствующем устройстве. Эта ситуация требует еще раз взглянуть на применение мощных МОП-транзисторов в качестве проходных элементов в линейных стабилизаторах, особенно тех, которые рассчитаны для работы с малым падением напряжения. Вместе с низким R_D , МОП-транзисторы имеют высокий коэффициент усиления по току, превышающий коэффициент усиления транзистора Дарлингтона. Вместе с легким управлением, теперь имеются МОП-транзисторы, работающие с уровнями логических сигналов, которые попадают в глубокое насыщение при напряжении на затворе 5В. Часто это более удобно чем 10 или 15 В, который был необходим ранее.

Линейный стабилизатор, схема которого приведена на рис. 20.1, может обеспечить через нагрузку ток 2,5 А при падении на нем напряжения около 85 мВ. Этого удастся достичь благодаря исключительно низкому значению R_D n -канального МОП-транзистора *MTP50N05EL*, равному 0,032 Ома. Имеются и другие мощные МОП-транзисторы с низким R_D , такие как *IRFZ40* фирмы International Rectifier Corp. ($R_D = 0,028$ Ома), *2SK905* фирмы Fuji ($R_D = 0,03$ Ома) и *RFQ50N05* фирмы Harris ($R_D = 0,022$ Ома). Все они n -канальные транзисторы, работающие в режиме обогачения, но не являются прямой заменой транзистора *MTP50N05EL*. Рассматриваемый стабилизатор обеспечивает защиту по току на уровне 3 А. Резистор датчика тока имеет сопротивление всего лишь 0,002 Ома и может быть выполнен в виде отрезка медного провода №23 длиной 4 см. Можно использовать провод №21 длиной 5 см. Скорее всего потребуется немного поэкспериментировать, чтобы точно отрегулировать уровень ограничения. В любом случае ОУ *LT1006* обеспечивает достаточное усиление для надежной защиты от перегрузки или короткого замыкания на заданном уровне. В то же время очень малое сопротивление датчика тока практически не приводит к снижению к.п.д.

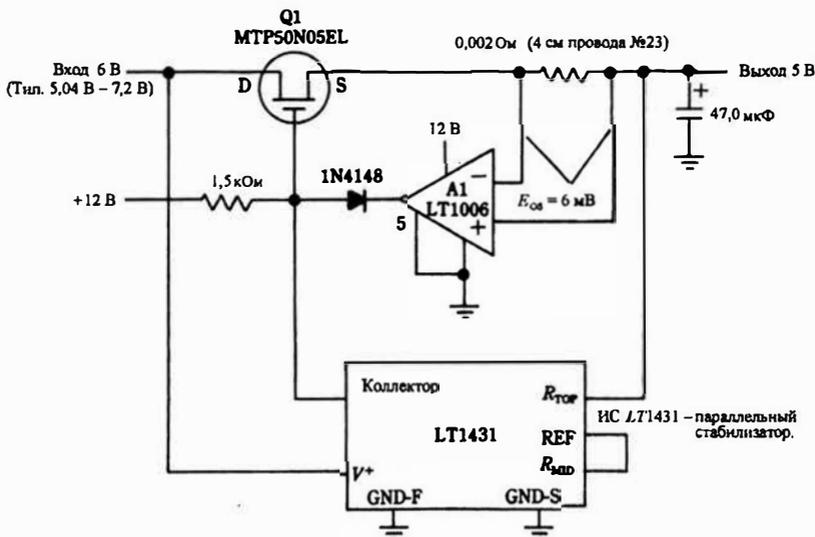


Рис. 20.1. Линейный стабилизатор со сверхнизким падением напряжения. Изображение транзистора $Q1$ как устройства, работающего в режиме обеднения, не ошибка. Скорее это n -канальный МОП-транзистор, использующий режим обогачения с необычно низким сопротивлением во включенном состоянии R_D . Транзистор $Q1$ работает как истоковый повторитель. Linear Technology Corporation.

Для работы стабилизатора требуется вспомогательный источник постоянного напряжения 12 В с током в несколько мА, но обычно такой источник имеется в основном устройстве, потому что различные ИС работают с напряжением питания 12 В.

Линейный стабилизатор напряжения с необычно низким падением напряжения

Имеется большая потребность в 5-вольтовых стабилизаторах с выходными токами несколько ампер и с как можно меньшим падением напряжения. *Падение напряжения* является просто разностью между входным постоянным напряжением и выходным с условием, что поддерживается стабилизация. Необходимость в стабилизаторах с такими параметрами можно видеть на практическом примере, в котором напряжение никель-кадмиевого аккумулятора, равное примерно 8,2 В, стабилизируется на уровне 5 В. Если падение напряжения составляет обычные 2 или 3 В, то ясно, что длительно пользоваться таким аккумулятором невозможно. Увеличение напряжения аккумулятора является не лучшим решением, поскольку в этом случае в проходном транзисторе будет бессмысленно рассеиваться мощность. Если бы можно было поддерживать стабилизацию при падении напряжения, например, вдвое меньшем, общая ситуация была бы намного лучше.

Известно, что непросто сделать в интегральных схемах стабилизаторов проходной транзистор с низким напряжением насыщения. Хотя желательнее управлять проходным транзистором с помощью ИС, сам транзистор должен быть отдельным устройством. Это естественно предполагает применение гибридных устройств, а не полностью интегральных схем. Фактически это скрытое благословение, поскольку позволяет легко оптимизировать напряжение насыщения и бета транзистора для достижения намеченной цели. Кроме того, можно даже экспериментировать с германиевыми транзисторами, которые по своей природе имеют низкие напряжения насыщения. Другой фактор, который следует учесть, состоит в том, что *pnp*-транзисторы имеют более низкие напряжения насыщения, чем их *npn* аналоги.

Использование этих фактов естественно приводит к схеме стабилизатора с низким падением напряжения, показанной на рис. 20.2. Падение напряжения на этом стабилизаторе составляет 50 мВ при токе нагрузки 1 А и всего лишь 450 мВ при токе 5 А. Необходимость создания проходного транзистора по существу была стимулирована выпуском линейного интегрального стабилизатора *LT1123*. Кремниевый *pnp*-транзистор *MJE1123* был специально разработан для этой схемы, но имеется несколько аналогичных транзисторов. Низкое напряжение насыщения является важным параметром при выборе транзистора, но важен также высокий коэффициент усиления по постоянному току (бета) для надежного ограничения тока короткого замыкания. Оказалось, что германиевый транзистор *2N4276* позволяет получить даже более низкие падения напряжения, но, вероятно, за счет ухудшения характеристики ограничения тока при коротком замыкании. Сопротивление резистора в цепи базы проходного транзистора (на схеме 20 Ом) подбирается опытным путем. Идея состоит в том, чтобы делать его как можно выше при приемлемом падении напряжения. Его величина будет зависеть от предполагаемого максимального входного напряжения. Другой особенностью

этого стабилизатора является низкая величина тока холостого хода, около 600 мкА, что способствует долгому сроку службы аккумулятора.

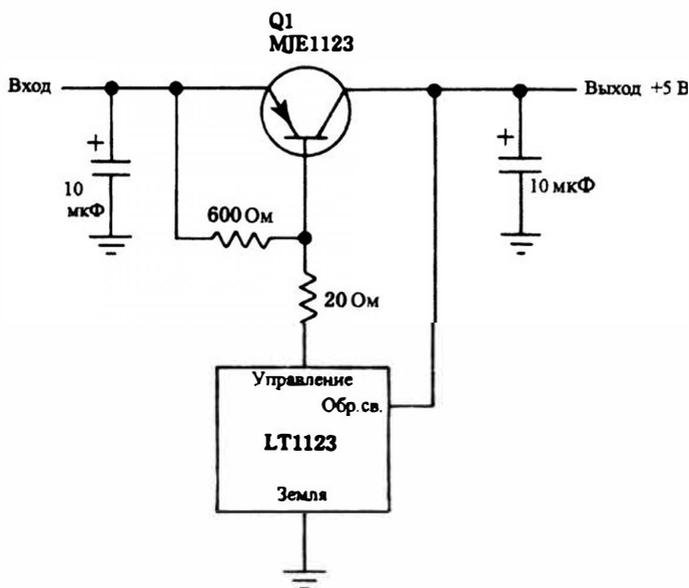


Рис. 20.2. Пример линейного стабилизатора, имеющего низкое падение напряжения. Здесь используется гибридная схема, потому что трудно получить низкое падение напряжения, применяя только ИС. Linear Technology Corporation.

Аналогичный линейный стабилизатор с низким падением напряжения другой полупроводниковой фирмы показан на рис. 20.3. Основные характеристики остаются теми же самыми – падение напряжения 350 мВ при токе нагрузки 3 А. И снова, применение гибридной схемы дает дополнительную гибкость при проектировании. Главное, чем отличаются различные ИС для управления такими стабилизаторами, состоит в наличии вспомогательных функций. Необходимость в них можно заранее оценить применительно к конкретному приложению и сделать соответствующий выбор. Большинство этих специализированных ИС имеют, по крайней мере, защиту от короткого замыкания и перегрева. Поскольку проходной *npn*-транзистор является внешним по отношению к ИС, важен хороший теплоотвод. Часто для обеспечения дополнительной стабилизации линейный стабилизатор с низким падением напряжения добавляют к уже созданному ИИП. Причем, к.п.д. системы в целом при этом практически не изменится. Этого нельзя сказать, когда для дополнительной стабилизации используется обычный интегральный стабилизатор напряжения с 3-мя выводами.

Первым желанием может быть повторение только что описанных двух схем с низким падением напряжения, применяя обычный интегральный стабилизатор напряжения с 3-мя выводами и проходной транзистор. Однако ток покоя (ток, потребляемый интегральной схемой ста-

билизатора, и который не протекает через нагрузку) будет намного выше, чем при использовании специальных схем. Это губит саму идею — не вводить дополнительного рассеяния мощности в системе.

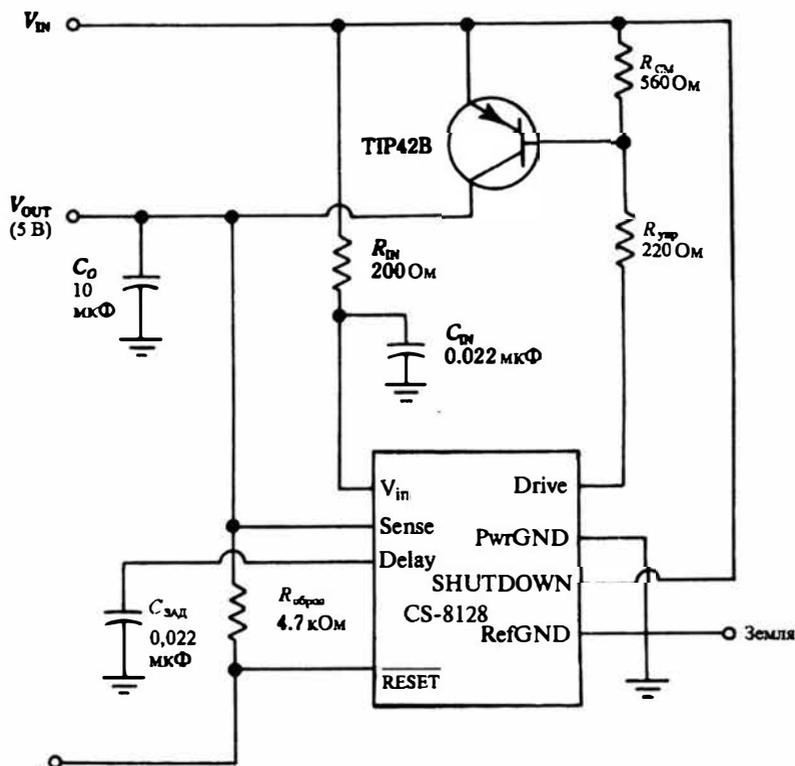


Рис. 20.3. Другая схема линейного стабилизатора с малым падением напряжения. Используется та же самая конфигурация с внешним *pnp*-транзистором. Выбранная управляющая ИС является лучшей с точки зрения требуемых вспомогательных функций. *Cherry Semiconductor Corp.*

Линейный стабилизатор, обеспечивающий 3,3 В при напряжении источника 5 В

Кажется, что с надежными 5-вольтовыми логическими схемами медленно, но настойчиво, начинают конкурировать схемы, созданные для работы с номинальным напряжением источника питания 3.3 В. Доказано, что работа с более низким уровнем напряжения может повысить скорость, плотность компоновки элементов и к.п.д. Хотя не ясно, как много 5-вольтовых логических схем будет сохранено в тех случаях, когда не требуются оптимальные эксплуатационные параметры, очевидно, что вычислительные системы ближайшего будущего будут содержать, по крайней мере, часть логических схем, работающих с напряжением пита-

ния 3,3 В. При этом перед разработчиками источников питания встает интересная задача — как преобразовать напряжение уже имеющегося встроенного 5-вольтового источника до величины 3,3 В.

Естественной реакцией, вероятно, было бы применение для этой цели ИИП. Однако расчет и опыт имеющихся ИИП показывает, что при работе с 5-ю вольтами на входе и токе в нагрузке около 5 А, нельзя ожидать к.п.д. много выше 70 %. Трудность состоит в том, что падения напряжения, связанные с работой коммутатора, фиксирующего диода и выпрямительными диодами составляют слишком большую долю от 5 В. Задача усложняется относительно большими значениями тока. Таким образом, когда учитываются дополнительные факторы, такие как электрические помехи и сложности схемы, становится естественным вернуться к возможности использования линейного стабилизатора. Интересно, что к.п.д. линейного стабилизатора, используемого для преобразования от 5,0 В к 3,3 В и обозначаемого просто 5,0/3,3, доходит до 66 %. Видно, что если выбрать импульсный стабилизатор вместо линейного, можно в лучшем случае получить незначительное повышение к.п.д.

Дальнейшее рассмотрение показывает, что подойдет не любая схема линейного стабилизатора. Правильнее воспользоваться специальной разработкой, чтобы получить необходимое низкое падение напряжения при наихудших условиях, связанных с разбросом параметров схемы и температурой. Линейный регулируемый стабилизатор LT1083 фирмы Linear Technology с низким падением напряжения удовлетворяет требованиям преобразования напряжения от 5 В до 3,3 В. Приятной особенностью этой специализированной ИС является отсутствие нежелательного поведения при форсированных режимах работы (например, чрезмерная нагрузка) в пределах допустимого падения напряжения на ней. У некоторых линейных стабилизаторов при таких обстоятельствах возникает колебательный переходной процесс или резкое повышение тока. Как показано на рис. 20.4, применение ИС LT1083 для преобразования напряжения от 5,0 В до 3,3 В оказывается очень простым. Источник, использующий эту ИС, может обеспечить в нагрузке ток 7.5 А, имеет защиту от коротких замыканий и чрезмерного повышения температуры.

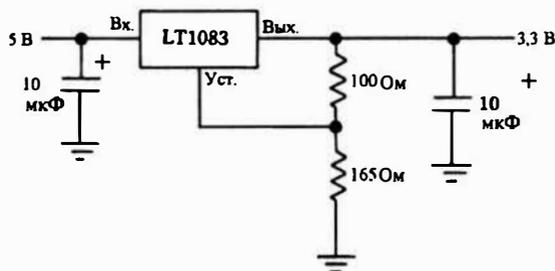


Рис. 20.4. Использование специализированной ИС линейного стабилизатора для преобразования от 5 В до 3,3 В. Требование низкого падения напряжения препятствует использованию других ИС стабилизаторов. Linear Technology Corp.

Распределенные мощные системы: много маломощных приборов вместо одного мощного

Достаточно легко составить схему разводки питания на бумаге. Действительно, часто это делается в последний момент как заключительный штрих при разработке систем. Однако практическое воплощение, не говоря уже о громадных затратах, в этом случае очень часто приводят к серьезному технологическому кризису. Передача мощности к ряду крупных узлов системы при высоких токах и низком напряжении чревата неприятностями. Если в качестве источника питания используется один мощный стабилизированный источник, то, вероятно, что большинство достоинств, связанных со стабилизацией, становятся недоступными для различных нагрузок. Одно дело, когда ток, потребляемый от централизованного источника, составляет несколько ампер, и совсем другая ситуация при токах 100 или 200 А. Тривиальные соображения, касающиеся распределения энергии с помощью малых токов, становятся главными технологическими и экономическими вопросами при работе с большими токами. Вес, падение напряжения, равное IR , объем, монтаж и стоимость разводки могут поставить под угрозу успех всего дела.

Частичное решение этой дилеммы было достигнуто размещением источников у «точек использования», когда каждая подсистема имеет свой собственный линейный стабилизированный источник — часто это стабилизатор напряжения с тремя выводами. При таком подходе один главный источник питания может не обеспечивать жесткую стабилизацию; эта задача передается индивидуальным стабилизаторам, установленным на платах различных блоков персонального компьютера. Такая схема давала возможность хорошо развязать один блок от другого и быстро реагировать на переходные процессы и изменения нагрузки или напряжения сети. При таком подходе повышается надежность, потому что любой отказ маломощного источника не может вывести из строя всю систему; кроме того, быстрая замена неисправного маломощного источника не является сложной операцией и стоит не дорого. Однако распределяемое напряжение не может значительно превышать рабочее напряжение блоков, иначе маломощные источники, расположенные по месту использования, рассеивали бы большую мощность, что свойственно линейным стабилизаторам.

Скоро стало достаточно очевидным, что необходим «трансформатор постоянного напряжения», чтобы иметь разводку питания с высоким постоянным напряжением и низким током. К счастью, импульсные преобразователи постоянного напряжения реализуют эту функцию. Мало того, что они ведут себя как трансформаторы постоянного напряжения, они очень легко переносят изменения входного напряжения. Мы пришли к тому, что можно иметь простой и недорогой основной источник постоянного напряжения, которое даже не нуждается в стабилизации. От этого главного источника энергия может быть распределена с помощью относительно высокого постоянного напряжения, например, 50 В (с пропор-

ционально уменьшенным током, как в трансформаторе). Затем в точке использования каждый преобразователь постоянного напряжения эффективно понизит полученное напряжение до величины, определяемой нагрузкой, с соответствующим повышением величины тока (рис. 20.5).

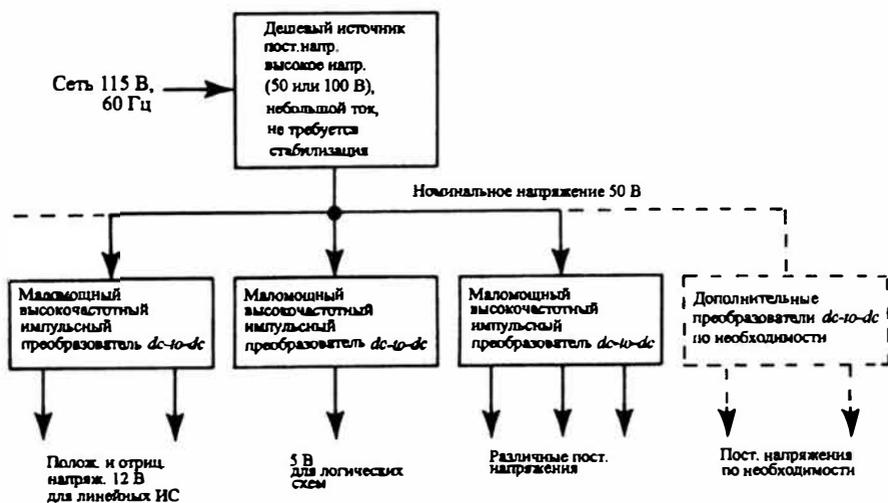


Рис. 20.5. Пример распределенной системы питания, использующей импульсные преобразователи постоянного напряжения в постоянное ($dc-to-dc$). Ряд маломощных $dc-to-dc$ преобразователей работают от сравнительно высоковольтной линии постоянного напряжения. Это решает задачу лучше, чем попытка работать с большим током и низким напряжением от одного стабилизированного источника.

Этот изящный подход несколько запоздал, потому что первые преобразователи постоянного напряжения, работающие с частотами 20–35 кГц были относительно громоздкими, тяжелыми и дорогими. Кроме того, радиопомехи, создаваемые этими преобразователями, делали их применение нежелательным. Много серьезных вопросов было относительно надежности ИИП. Следует также отметить, что прежние преобразователи не просто было сделать на малую мощность, это считалось неприкосновенной областью линейных стабилизаторов.

Характерными особенностями распределенных систем питания, включающих главный источник постоянного напряжения и ряд маломощных преобразователей постоянного напряжения, можно определить следующим образом.

Очень большая экономия в весе соединительных проводов, стоимости, и значительное сокращение потерь, равных I^2R .

Несмотря на широкий диапазон изменений постоянного входного напряжения, обеспечивается высокий к.п.д., благодаря применению высокочастотных преобразователей постоянного напряжения.

Возможность повышения надежности, потому что отказ преобразователя постоянного напряжения не обязательно приводит к отказу всей системы.

Эту систему легко расширять.

Поскольку падение напряжения в соединительных кабелях сказывается слабо, основной источник постоянного напряжения можно располагать на некотором расстоянии.

В продаже имеется широкий выбор маломощных преобразователей постоянного напряжения.

Увеличена скорость оклика на изменения нагрузки и/или напряжения сети.

Преобразователи постоянного напряжения обеспечивает прекрасную развязку между отдельными блоками системы.

Поскольку преобразователи постоянного напряжения ведут себя как трансформаторы постоянного напряжения, такая система разводки питания позволяет повысить гибкость конструирования.

Легче, чем в централизованной системе распределения, работающей с низким напряжением и большим током, бороться с радиопомехами.

Высокоэффективный фиксирующий «диод» с низким падением напряжения

Приятной особенностью импульсных стабилизаторов является то, что их к.п.д. не изменяется в широком диапазоне входного напряжения. Это радикально отличается от ситуации, наблюдаемой в линейных стабилизаторах, где по мере увеличения входного напряжения в проходном транзисторе рассеивается все большая мощность. Однако перед обоими типами стабилизаторов стоит общая задача — работать от входного напряжения, немного большего, чем желаемое стабилизированное выходное напряжение. Действительно, в обеих цепях низкое падение напряжения на стабилизаторе экономит мощность, забираемую от аккумулятора, расширяет срок его службы и увеличивает общий к.п.д. системы. Понятно, что это исключительно важно в переносной аппаратуре.

Хотя обычно считают, что импульсный стабилизатор имеет высокий к.п.д., это не так, если прямое падение напряжения на коммутирующих элементах, выпрямляющих диодах и фиксирующих диодах сопоставимо с выходным напряжением. Это одна из причин использования МОП-транзисторов с низким значением R_D , диодов Шотки и синхронных выпрямителей. Был усовершенствован и долго упускаемый из вида фиксирующий диод. Малое внимание, уделявшееся ему, в значительной степени было связано с тем, что номинальное падение напряжения на диоде Шотки, равное примерно 0,5 В, было вполне допустимым в большинстве приложений.

Оказалось, что в низковольтных стабилизаторах должным образом выбранный мощный МОП-транзистор может работать лучше, чем диод Шотки. Ради сравнения, можно привести такие цифры: падение напряжения составляет около 50 мВ при токе 1 А. В то же самое время высокочастотные свойства МОП-транзистора сопоставимы со свойствами диода Шотки.

Применение МОП-транзистора в качестве замены фиксирующему диоду оказывается простым, но вероятно не очевидным. Упрощенная схема, показывающая как это реализовать, приведена на рис. 20.6.

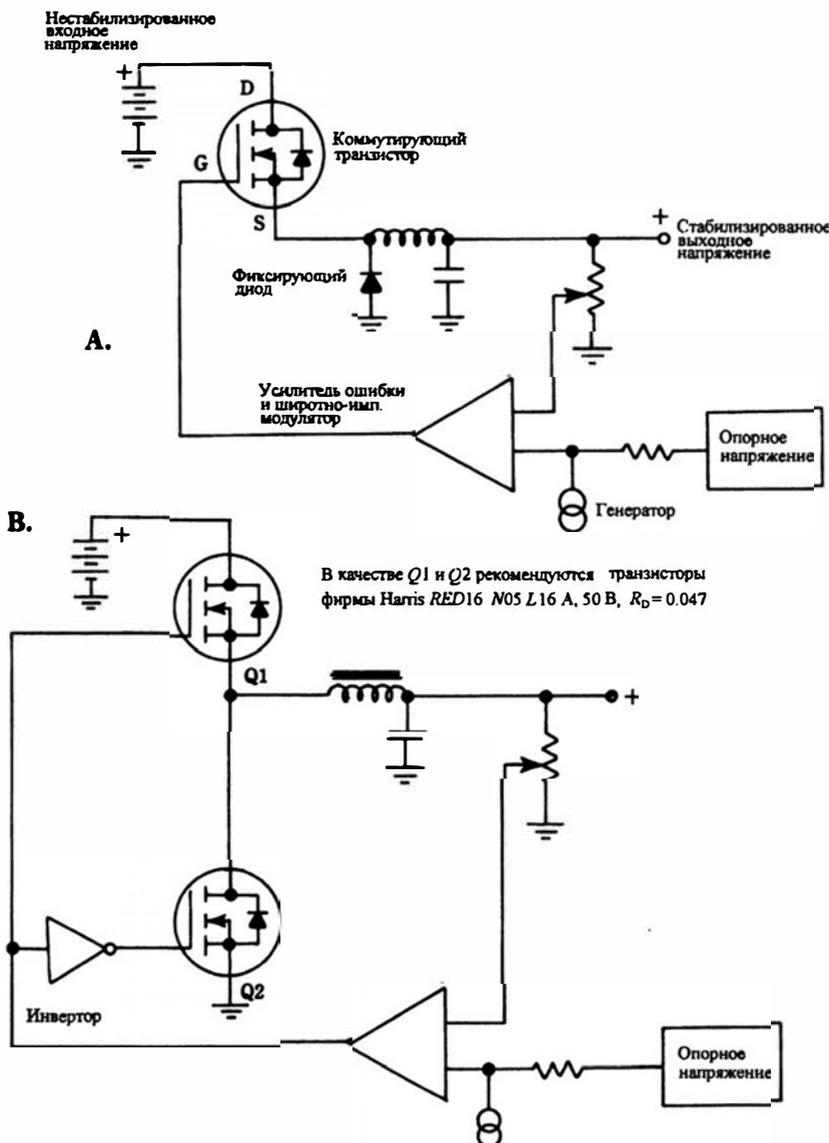


Рис. 20.6. Применение синхронного выпрямителя на МОП-транзисторе в качестве фиксирующего «диода» в импульсном стабилизаторе. Замещающий МОП-транзистор работает ее третьем квадранте выходных характеристик и переходит во включенное и выключенное состояния в противофазе с переключением коммутирующего транзистора. (А) обычная схема с фиксирующим диодом. (В) Схема с МОП-транзистором Q_2 , используемым для замены фиксирующего диода.

На первый взгляд кажется, что полярность напряжений на электродах МОП-транзистора, заменяющего фиксирующий диод, не соответствует той функции, которую он должен выполнять. Однако этот МОП-транзистор работает в третьем квадранте своих характеристик, как в синхронном выпрямителе; он проводит только тогда, когда напряжение на его стоке отрицательно, а на затворе положительно. Обычная проводимость при положительном напряжении на стоке отсутствует, потому что на затворе в это время присутствует отрицательное смещение. Кроме того, никогда не проводит внутренний диод, потому что, благодаря низкому значению R_D , падение напряжения на МОП-транзисторе значительно ниже 0,7 В, необходимых для прямого смещения этого диода (на месте изображенного в схеме инвертора можно использовать небольшой трансформатор).

Эту схему лучше всего реализовать с использованием МОП-транзисторов, рассчитанных на работу с логическими уровнями, которые насыщаются при напряжении между затвором и истоком, равном 4 или 5 вольтам. В схеме можно даже обойтись без инвертора, если на месте фиксирующего диода используется p -канальный МОП-транзистор. Однако p -канальные МОП-транзисторы имеют несколько большую величину R_D , чем n -канальные. Если используется p -канальный МОП-транзистор, то сток и исток надо поменять местами.

Одноваттный преобразователь постоянного напряжения для цифровых сетей с комплексным обслуживанием (ISDN)

Очень велика потребность в маломощном преобразователе постоянного напряжения при рациональной и экономической реализации цифровой сети с предоставлением комплексных услуг (ISDN). Принимая во внимание, что первоначально телефонная сеть была создана применительно к аналоговой телефонной связи, новая цифровая сеть, в дополнение к голосу, позволит передавать фактически любые типы данных, независимо от ширины полосы пропускания или скорости. Также, как можно с помощью розеток подключать к силовой сети с частотой 60 Гц очень много разных приборов, так и ISDN будет общим каналом для голосовой связи, спутниковой связи, телевидения, связи между компьютерами, факсимиле и для других данных. Кроме того, это будет реализовано без модемов, которые накладывают серьезные ограничения на скорость передачи данных. Всемирная стандартизация даст возможность передать и получить любой информационный поток двоичных символов в пределах одного здания или также легко между удаленными странами.

Это предполагает, что логические схемы в каждом оконечном устройстве будут использовать существующую 5-вольтовую технологию. Считается, что в худшем случае поступающее постоянное напряжение питания может изменяться от 24 до 42 В. Это требует применения импульсного стабилизатора, способного преобразовывать напряжения этого диапазона до уровня 5 вольт. Далее было решено, что необходима гальваническая развязка. Требуемый

к.п.д. должен превышать 80 % с условием, что минимальный к.п.д. при минимальной нагрузке (для сохранения информации в памяти) должен быть ниже 55 %. Наконец, максимальная мощность должна быть порядка 1 Вт.

Когда конструктор пытается реализовать эти основные требования, то обнаруживает, что принцип проектирования немного отличается от того, который обычно использовался при более высоких уровнях мощности. Малые потери, которыми можно было пренебречь при большой мощности, оказывают важное влияние при уровне мощности 1 Вт. Например, ток в режиме холостого хода, составляющий незначительную долю при большой мощности, может очень сильно уменьшить к.п.д. при малых уровнях мощности (ток холостого хода — это сумма всех токов, потребляемых источником или преобразователем, при отключенной нагрузке). Утверждение «чем выше частота переключения, тем лучше» уже не имеет силы потому, что «крошечные» потери, связанные с переключением, вихревыми токами и гистерезисом, оказывают заметное влияние на к.п.д. источника малой мощности. Установлено, что лучше принять частоту переключения как можно более низкой. Оказывается, что это приблизительно 18 кГц.

Фирма Siliconix разработала семейство ИС, включающих преобразователь постоянного напряжения и схему управления им, специально предназначенных для удовлетворения требований, предъявляемых оконечными устройствами системы ISDN в отношении электрических свойств и надежности. Одна из них, Si9105, имеет встроенный мощный МОП-транзистор, который обеспечивает необходимую выходную мощность 1 Вт. В схеме используется режим обратного хода с внешней катушкой индуктивности, выпрямительными схемами и небольшим числом пассивных элементов. Блок-схема ИС Si9105 показана на рис. 20.7.

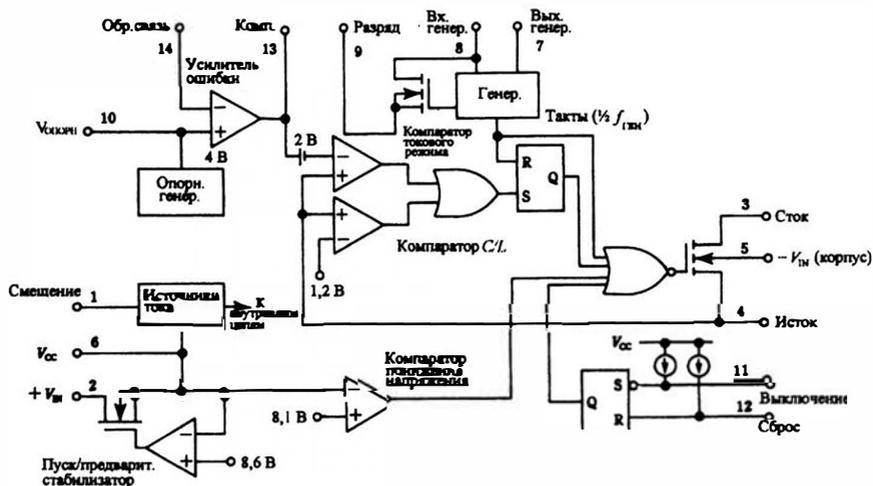


Рис. 20.7. Блок-схема ИС Si9105. Вместе с несколькими внешними пассивными элементами можно создать эффективный одноваттный преобразователь постоянного напряжения для питания оконечных устройств системы ISDN. Siliconix, Inc.

Хотя функциональные блоки очень похожи на узлы других ИС управления, некоторые особенности заслуживают специального упоминания. В интегральных схемах используется КМОП технология. Это поддерживает ток холостого хода на низком уровне. Характерной особенностью является встроенный мощный выходной каскад на МОП-транзисторе. Второй МОП-транзистор используется в качестве предварительного стабилизатора; заметьте, что этот транзистор работает в режиме обеднения. Частота генератора вдвое выше частоты переключения. Внутренние соединения таковы, что в схеме имеет место обратная связь по току; сигнал обратной связи, пропорциональный току через катушку индуктивности, получается в результате падения напряжения на внешнем резисторе, соединяющем вывод 4 с землей.

Полная принципиальная схема преобразователя постоянного напряжения, использующего ИС S9105 показана на рис. 20.8.

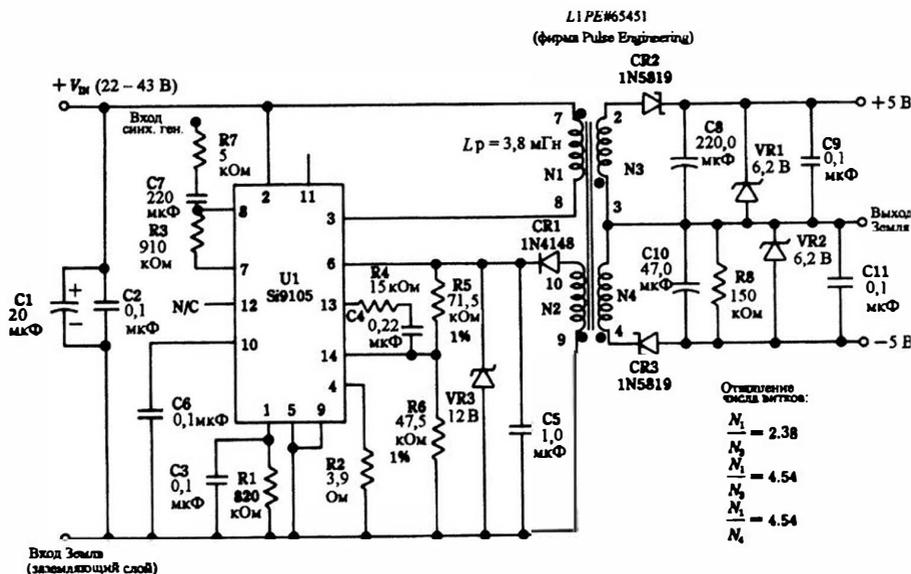


Рис. 20.8. Принципиальная схема одноваттного преобразователя постоянного напряжения. Это стабилизатор обратного хода, использующий обратную связь по току. Siliconx, Inc.

По существу, это схема обратного хода, в которой дополнительная обмотка N_2 обеспечивает обратную связь с гальванической развязкой к выводам 6 и 14. Кстати, обычным является отношение к основному индуктивному компоненту источников обратного хода как к «связанным катушкам индуктивности», когда вторичные обмотки придают ему подобие трансформатора. Это в значительной степени вопрос технической семантики — обычные трансформаторы создаются так, чтобы минимизировать запасенную энергию, а катушки индуктивности в схемах обратного хода конструируются так, чтобы в первичной обмотке во время нарастания тока запаса-

лась электромагнитная энергия и затем внезапно сбрасывалась во вторичную обмотку или выпрямительную схему. Чтобы реализовать такой характер работы, конструктор должен обеспечить отсутствие магнитного насыщения во время нарастания тока, чтобы в течение этого времени удерживать высокое сопротивление первичной обмотки.

Кривая зависимости к.п.д. от выходной мощности на рис. 20.9 демонстрирует, что внимание, которое было уделено к некоторым обычно незначительным факторам, дало результаты. К.п.д. практически во всем диапазоне нагрузок составляет около 85 %. Вероятнее всего, этот преобразователь постоянного напряжения, учитывая небольшое число компонент и стоимость при массовом производстве, окажется выгодным для питания оконечных устройств системы ISDN. Экспериментатору можно предложить и другие применения этого преобразователя, поскольку легко добавить выходные обмотки, подходящие для конкретного приложения. Стабилизация при изменении нагрузки немного ухудшена из-за принятия компромиссного решения, связанного с гальванической развязкой, но вполне достаточна для большинства целей. Однако стабилизация при изменении входного напряжения, получаемая в результате использования обратной связи по току, очень хорошая и обеспечивает высокую помехоустойчивость к переходным процессам на входной шине постоянного напряжения.

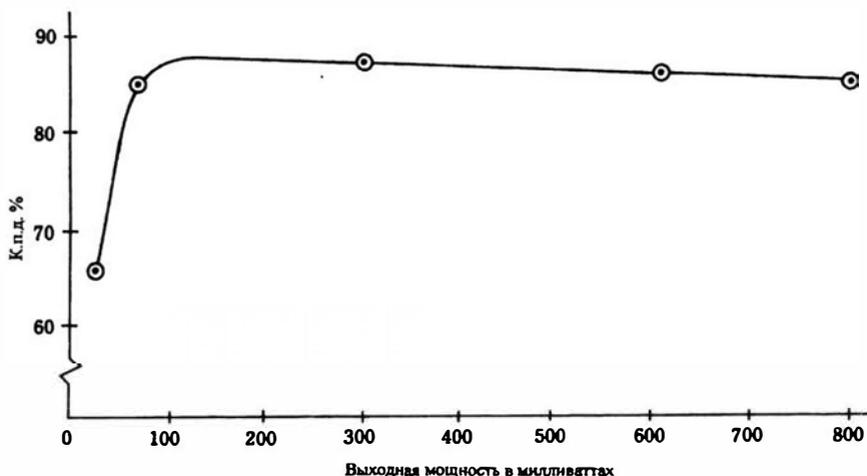


Рис. 20.9. Зависимость к.п.д. от выходной мощности одноваттного преобразователя постоянного напряжения. Характеристика вполне удовлетворяет требованиям, предъявляемым оконечными устройствами системы ISDN. Siliconix. Inc.

Смотрите, нет индуктивности: конденсаторные импульсные источники питания

Долгое время считалась само собой разумеющимся иметь катушки индуктивности и трансформаторы в источниках питания. Эти компоненты

на магнитных сердечниках играют существенную роль накопителя энергии, благодаря чему можно преобразовывать энергию, фильтровать, ограничивать ток и это только несколько функций, выполняемых ими. В то же самое время, при практической реализации компонент на магнитных сердечниках часто приходится сталкиваться с такими негативными явлениями как насыщение, потери в сердечнике и проводах, нелинейность, большой вес, габариты и стоимость, ненадежность. Отклонение от идеальных характеристик может повредить как источнику, так и нагрузке. Кроме того, появляются проблемы с электромагнитными помехами, нежелательными резонансами, пробоем изоляции и т.д. Поскольку конденсаторы также являются накопителями энергии, то естественно подумать о возможности заменить ими катушки индуктивности.

Такая замена действительно возможна. Оказалось, что хотя прямая подстановка не возможна, можно придумать специальные схемы, чтобы использовать способность конденсаторов накапливать энергию. Если реализовать эту замену, то можно рассчитывать на сохранение большинства параметров, присущих схемам, которые используют катушки индуктивности и трансформаторы. Например, такие безиндуктивные схемы позволяют изменять полярность напряжения, повышать и понижать его, осуществлять гальваническую развязку, умножение напряжения и стабилизацию. Все эти операции выполняются с помощью методов коммутации, когда накопленный заряд передается от одного конденсатора к другому. Процесс можно определить как управляемое использование схем перекачки заряда.

Хотя существует много способов переноса заряда между конденсаторами, закон природы препятствует полному использованию начального уровня энергии! Это можно продемонстрировать на одном примере. Обратимся к рис. 20.10. Предположим, что конденсатор емкостью 10 мкФ заряжен до напряжения 20 В. Энергия, запасенная в нем, равна $1/2 CV^2$ или $1/2 (10 \times 10^{-6}) (20)^2 =$

$$\frac{(10 \times 10^{-6})(400)}{2} = 2000 \text{ микроджоулей.}$$

Теперь, предположим, что этот заряженный конденсатор подключается параллельно к разряженному конденсатору также емкостью 10 мкФ. В новой ситуации получаем конденсатор емкостью 20 мкФ, заряженный до напряжения 10 В. Здравый смысл позволяет предположить, что полная энергия в системе осталась неизменной или почти неизменной, если используются высококачественные конденсаторы – просто изменился способ хранения первоначальной энергии. Однако при подстановке новых чисел в наше соотношение, находим что $1/2 CV^2 = 1/2 (20 \times 10^{-6}) (10)^2 =$

$$\frac{(20 \times 10^{-6})(100)}{2} = 1000 \text{ микроджоулей.}$$

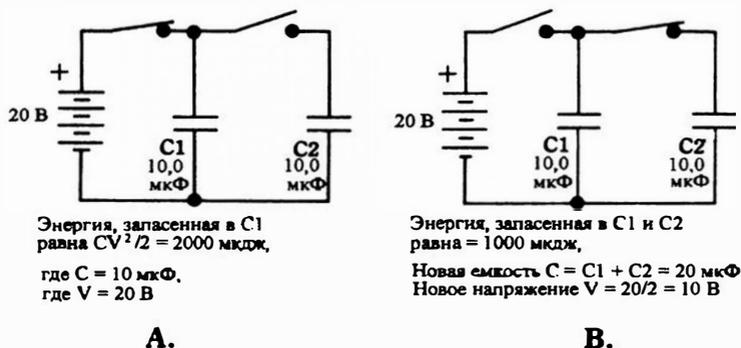


Рис. 20.10. Демонстрация потерь энергии при переключении конденсаторов. Несмотря на высокое качество конденсаторов, 50 % энергии, первоначально накопленной в C1, будет потеряно, когда энергия перераспределяется при параллельном включении C1 и C2. Этот тип потерь можно значительно сократить выбором емкости конденсаторов и соответствующих интервалов времени заряда и разряда. (А) Конденсатор C1 заряжен до 20 В и поэтому хранит энергию 2000 микроджоулей. (В) Заряд, хранившийся в C1, перераспределен между ним и C2. Расчет показывает, что полная энергия, находящаяся в двух параллельно включенных конденсаторах C1 и C2 равна только 1000 микроджоулям.

Таким образом, только половина начальной энергии запасена в параллельно включенных конденсаторах! Где потерялись 1000 микроджоулей?

Конечно, дефицит энергии Вы должны приписать «потерям». Интересно, что в использованном нами соотношении никак не отражено, через какое сопротивление заряжаются и разряжаются конденсаторы, миллиомы или мегаомы. Действительно, оказывается, что присутствие последовательно включенного сопротивления влияет только на время, требуемое для заряда и разряда конденсаторов. В любом случае, при равенстве емкостей конденсаторов, 50 % начальной энергии будет потеряно, когда конденсаторы включаются параллельно. Природа, что отражено в использованном нами выражении, кажется знает, что половина начальной энергии будет потеряна в виде тепловой энергии, равной PR , звука, света и радиочастотного излучения. Кроме того, можно учесть утечки и гистерезис в диэлектрике. Считается, что все это не просто понять; возможно, проще принять это явление, опираясь на арифметику и анализируя, что происходит, когда числа делятся на два, удваиваются и возводятся в квадрат. Существенным моментом является то, что заряд и разряд конденсаторов сопровождается потерями энергии. Данный пример был выбран для иллюстрации крайне тяжелой ситуации. Практически, потери энергии можно значительно снизить соответствующим выбором циклов заряда и разряда, и соотношения между емкостями используемых конденсаторов.

В отличие от обычных переключающих схем, использующих катушки индуктивности, к.п.д. источника с переключением конденсатора можно оптимизировать при относительно низкой частоте переключения. Тем не

менее очень низкая частота переключения приводит к снижению к.п.д., потому что конденсаторы не получают достаточного количества заряда при повторном пополнении, соответствующего расходу энергии (*энергия × частота = мощность*). Однако, рассеиваемая мощность, связанная с собственными потерями коммутатора, увеличивается с повышением частоты переключения. Поэтому, оказывается, существует некоторый компромисс между низкой и высокой частотой переключения. Все это справедливо даже при идеальных конденсаторах и переключателях. При практической реализации источников с переключением конденсаторов, частоту переключения можно выбрать в диапазоне от 10 до 30 кГц.

Теперь, суммируя все сказанное, находим: совсем необязательно терять большую часть энергии, запасенной в конденсаторе, при сбросе его заряда в другой конденсатор. В нашем примере это имело место потому, что перенос заряда происходил однократно. Если, наполнение заряда и его передача происходят периодически, то потери энергии могут быть сделаны очень малыми. В то же время, эта операция не должна выполняться слишком часто, иначе малые потери переключения многократно увеличиваются, достигая значительного уровня. Таким образом, эффективное функционирование достигается в случае, когда происходит достаточно регулярное пополнение заряда. Слишком высокая частота переключения приводит только к уменьшению к.п.д. этого процесса. Учитывая размерность, можно получить величину мощности, которая может быть передана в нагрузку, потому что: *мощность = (энергия) × (скорость передачи энергии)*. Исходная схема с периодической коммутацией приведена на рис. 20.11. Когда ключи S_1 и S_3 закрыты, то S_2 и S_4 открыты и наоборот. Инверсия полярности заложена в самом процессе. Кроме того, если воспользоваться связью, обозначенной пунктиром, то легко получить удвоение напряжения.

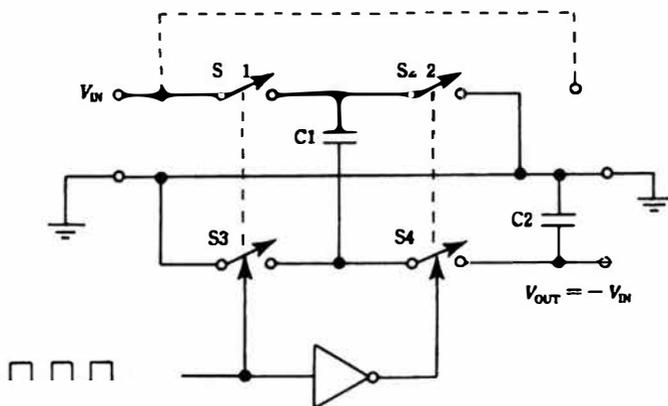
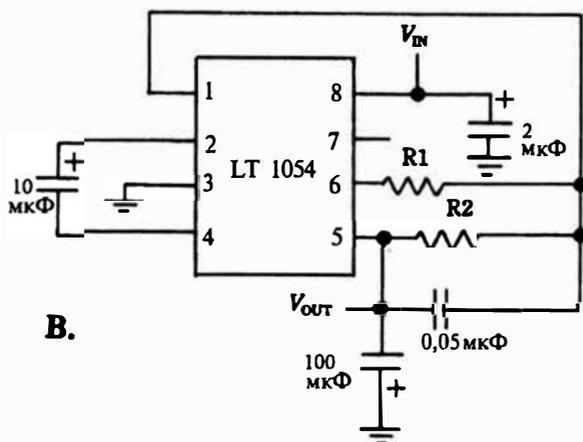
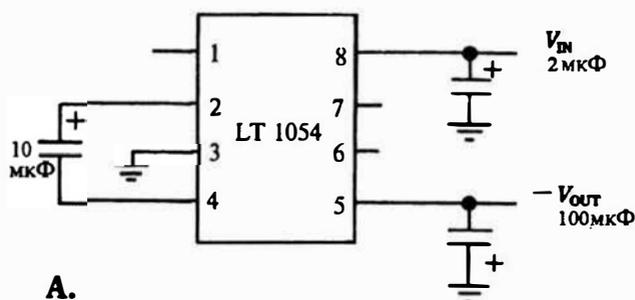


Рис. 20.11. Исходная схема устройства коммутации, используемого во многих инверторах и преобразователях с перекачкой заряда. Эта схема обеспечивает изменение полярности напряжения и может быть использована как удвоитель напряжения (клемма у пунктирной линии).

Примеры применения схем с переключением конденсатора показаны на рис. 20.12 и 20.13. Чтобы избежать путаницы из-за различий в терминологии, используемой различными компаниями, имейте в виду, что под преобразователем с переключением конденсатора и преобразователем с перекачкой заряда имеются в виду одни и те же схемы. Так, термин *инвертор* традиционно имеет отношение к схемам, которые преобразуют постоянное напряжение в переменное. Они могут быть или автоколебательными, или с внешним возбуждением. К сожалению схемы, которые изменяют полярность постоянного напряжения, тоже называются инверторами. Лучше было бы назвать эти схемы *инверторами полярности*.



$$R_2 = R_1 \left(\frac{|V_{OUT}|}{V_{REF} - 40\text{mV}} + 1 \right) = 20\text{k}\Omega \left(\frac{|V_{OUT}|}{1.21\text{V}} + 1 \right)$$

Рис. 20.12. Варианты типичного применения ИС LT1054. (А) инвертор напряжения с нестабилизированным выходным напряжением. (В) инвертор напряжения со стабилизированным выходом. Linear Technology Corporation.

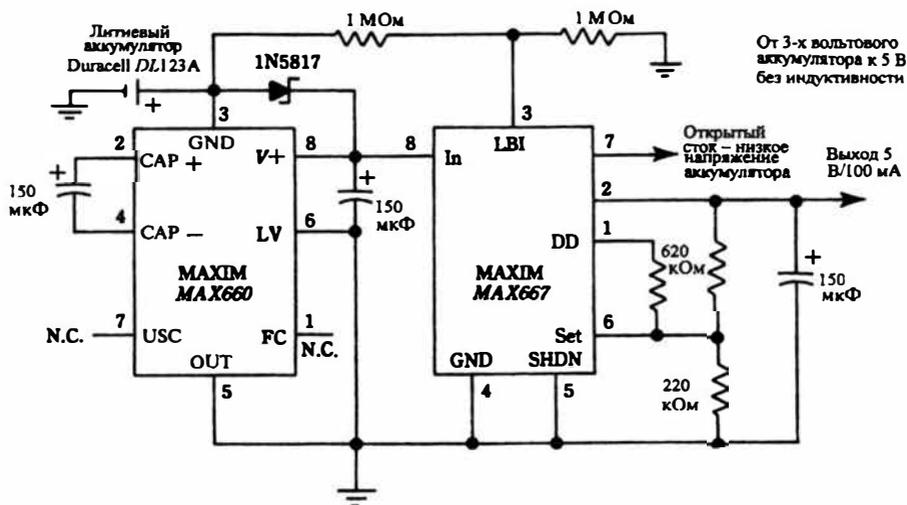


Рис. 20.13. Безиндуктивное преобразование напряжения одноэлементного аккумулятора в напряжение 5 В. ИС MAX660 представляет собой удвоитель напряжения с переключаемым конденсатором. ИС MAX667 является линейным стабилизатором с низким падением напряжения. maxim Integrated Products, Inc.

ИС LT1054 объединяет в себе преобразователь с переключением конденсатора и стабилизатор напряжения. Его блок-схема показана на рис. 20.14. Для большего удобства на схеме обозначены номера выводов. Использование той части ИС, которая осуществляет стабилизацию, не обязательно. Возможно использование многих вариантов изменения полярности, удвоения напряжения и преобразования постоянного напряжения. Простейшим примером применением этой ИС является инвертор напряжения, схема которого приведена на рис. 20.12А. Хорошие результаты можно получить применяя танталовые конденсаторы. Постоянное выходное напряжение в схеме на рис. 20.12А не стабилизировано. Однако падение напряжения при токе нагрузки 100 мА составляет около 1 В; во многих случаях это достаточно хороший источник. Входное напряжение может изменяться от 3,5 до 15 В. Номинальная частота переключения, при которой достигается оптимальный к.п.д., равна примерно 25 кГц. Однако внутреннюю частоту генератора можно понизить, подключая конденсатор между выводом 7 и землей, и повысить, включив его между выводами 7 и 2. Несмотря на относительно низкие частоты, этот конденсатор имеет емкость всего лишь десятки пикофард. Синхронизацию генератора можно осуществить подавая сигнал чуть более высокой частоты на вывод 7.

Изготовитель предостерегает, что нельзя допускать, чтобы напряжение на выводе 5 было положительным относительно напряжения на любом другом выводе. Это связано с тем, что вывод 5, кроме того, что он является выходным контактом, связан также с подложкой ИС. В двух предложенных схемах такой опасности не существует.

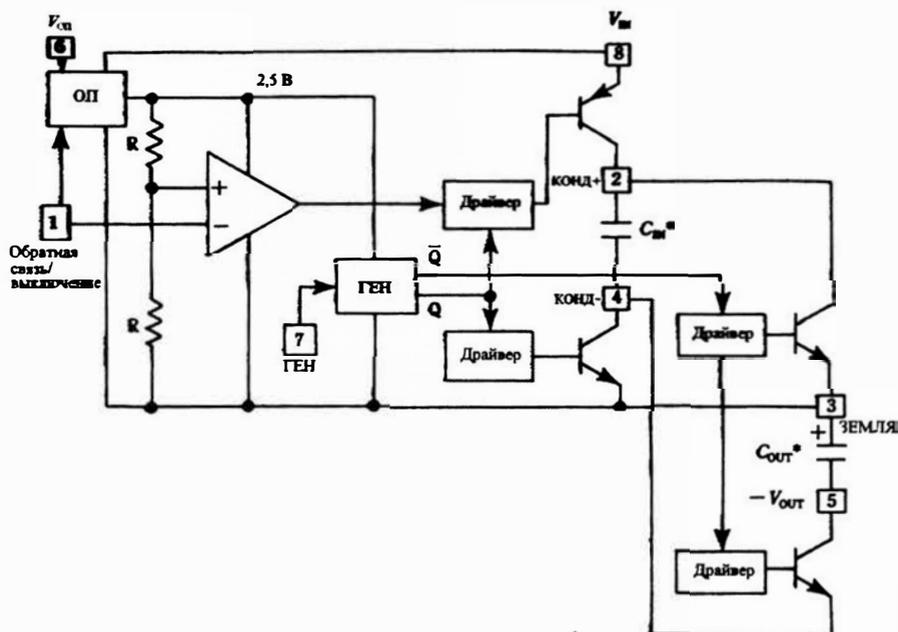


Рис. 20.14. Блок-схема ИС *LT1054* преобразователя напряжения с переключением конденсатора и стабилизатором. Поскольку это схема перекачки заряда, то не требуется никакой катушки индуктивности. Linear Technology Corporation.

Добавляя несколько пассивных элементов, можно стабилизировать выходное напряжение и при изменении постоянного входного напряжения, и при изменении тока нагрузки. Этот вариант схемы приведен на рис. 20.12В. Стабилизация достигнута с помощью дополнительного управления эффективным сопротивлением коммутатора на *pnp*-транзисторе, показанного на блок-схеме. Хотя этот *pnp*-транзистор является частью переключающей схемы перекачки заряда, для осуществления стабилизации он управляется аналогично проходному элементу в линейном стабилизаторе. Поэтому не следует допускать слишком большой разницы между напряжениями на входе и выходе с тем, чтобы оставаться в пределах номинальной рассеиваемой мощности ИС *LT1054*.

Удачное применение метода перекачки заряда или переключения конденсатора показано на рис. 20.13. Устройство, составленное из двух ИС, представляет собой стабилизированный источник с выходным напряжением 5 В при токе 100 мА, питаемый от одноэлементного 3-х вольтового литиевого аккумулятора. При токе нагрузки, равном 40 мА, схема может непрерывно работать 16 часов.

ИС *MAX660* является схемой перекачки заряда, используемой в режиме удвоения напряжения. Таким образом, на вход *In* ИС *MAX667*, являющейся стабилизатором напряжения с малым падением напряжения, поступает номинальное напряжение 6 В. К.п.д. этой схемы составляет 95 %.

При токе нагрузки 100 мА, падение напряжение меньше 100 мВ. Очевидно, что указанные параметры невозможно получить используя этот литиевый аккумулятор с обычной ИС стабилизатора — к.п.д. будет слишком низок, падение напряжения слишком велико.

Почти «бесплатный» источник питания для аналоговых схем в цифровых системах

Обычный лабораторный эксперимент состоит в исследовании логической системы, использующей стабилизированный источник питания с напряжением 5 В, который был бы хорош во всех отношениях, если бы не отсутствие слаботочных источников с напряжением 12 В для питания аналоговых ИС и других цепей. В большинстве случаев от этих источников не требуется жесткой стабилизации, а мощность, потребляемая от них аналоговыми схемами, составляет малую часть мощности, потребляемой логической схемой. В более общем виде можно утверждать, что когда встречается такая ситуация, то в качестве источника с напряжением 5 В используется импульсный стабилизатор. Приняв это, приходим к тому, что надо найти простые средства, обеспечивающие то или иное количество дополнительных 12-вольтовых выходов с минимальными изменениями исходного источника питания.

Необходимое напряжение(я) питания можно получить используя вторичную обмотку катушки индуктивности в стабилизаторе обратного хода. Здесь можно использовать тонкий провод, а для определения числа витков на вольт потребуются провести некоторые эксперименты. В данном случае достаточно простого однополупериодного выпрямителя и одного конденсатора фильтра. Лучше всего применять такую конструкцию, когда источник с напряжением 5 В нагружен постоянной нагрузкой; обычно это имеет место в цифровых логических системах (выражение «постоянная нагрузка» здесь относится к среднему значению тока, потребляемому от источника 5 В).

Пока новая нагрузка составляет малую долю 5-вольтовой нагрузки, нет никаких электрических трудностей, связанных с этой незначительной операцией. Доработку особенно легко осуществить, если катушка индуктивности намотана на тороидальном сердечнике. Если позволяют обстоятельства, то можно использовать различные варианты этой основной схемы. Например, можно использовать двухполупериодное выпрямление. Или, как показано в схеме на рис. 20.15, получить выходное напряжение 7 В, которое затем включается последовательно с выходным напряжением 5 В, чтобы иметь требуемые 12 В. Кроме того, заслуживает внимания стабилизация выходного напряжения на уровне 12 В с помощью стабилитрона, если ток, потребляемый аналоговой схемой, мал. Основная идея состоит в том, чтобы не пытаться отбирать чрезмерную мощность — это, в основном, техника малых мощностей.

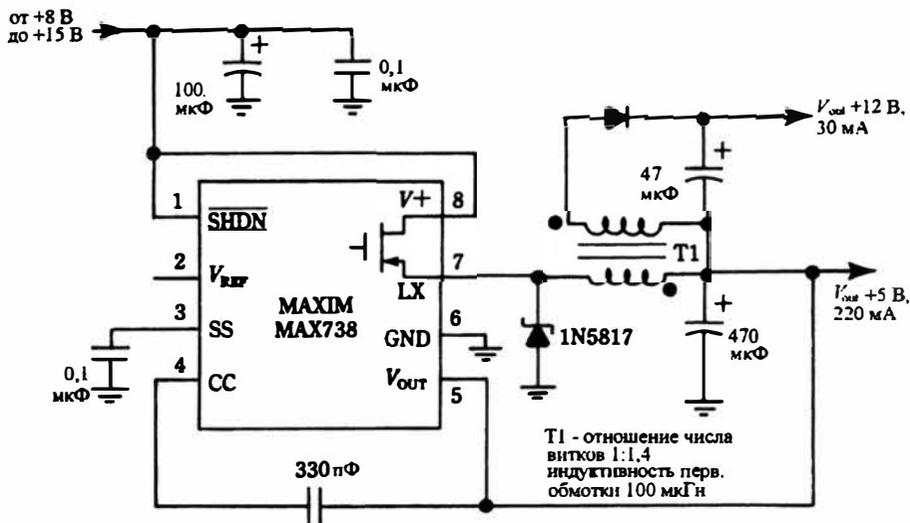


Рис. 20.15. Пример вспомогательного малоомощного источника, полученного из компенсированного стабилизатора. Многие 5-вольтовые источники не имеют малоомощного 12-вольтового выхода для питания аналоговых схем, которые работают вместе с 5-вольтовой логикой. Дополнительная обмотка на катушке индуктивности стабилизатора обратного хода позволяет легко решить эту проблему. MAXIM Integrated Products, Inc.

Вполне естественно подумать об использовании этого метода с импульсными источниками, повышающими напряжение, использующими режим обратного хода и инвертирующими полярность напряжения. Небольшое размышление показывает, что рассматриваемый метод не применим к таким источникам, потому что обычно они не используют ток нагрузки, создаваемый катушкой индуктивности. Однако в некоторых случаях можно использовать дроссель фильтра в линейном источнике питания, чтобы немного увеличить постоянное напряжение вспомогательного источника.

Увеличение срока службы аккумуляторов в портативных устройствах, использующих жидкокристаллические дисплеи

Переносные приборы, ноутбуки и т.п. обычно используют жидкокристаллические дисплеи (*LCD*). Чтобы было удобно ими пользоваться, такие дисплеи должны быть хорошо видимыми при обычном уровне освещенности в комнате. Подсветка дисплея дает возможность достичь этого, но слишком часто она приводит к значительному сокращению срока службы аккумулятора. Наиболее эффективным оптическим устройством для создания подсветки *LCD* оказались лампы дневного света с холодным катодом

(CCFL). При использовании таких ламп особое внимание следует уделить источникам их питания, поскольку до настоящего времени значительная часть тока аккумулятора тратилась здесь впустую.

Существует несколько типов CCFL-ламп с различными параметрами. Как правило, наилучшие результаты получаются при питании этих ламп переменным напряжением 300 – 400 В, имеющим частоту от 20 до 100 кГц. Можно привести доводы в пользу того, что наиболее подходящими являются прямоугольные колебания, но появление при этом электромагнитных помех приводит к тому, что практически лучше выбрать синусоидальное напряжение (лампа ведет себя как хорошая антенна для высокочастотных гармоник, присутствующих в прямоугольных колебаниях). При указанных частотах отсутствует какое-либо мерцание или заметное снижение освещенности, связанное с использованием синусоидального напряжения. Следует упомянуть, что с формой колебания связаны не только радиопомехи. Постоянное напряжение или любая постоянная составляющая тока в напряжении, питающем эти лампы, может серьезно понизить их срок службы, хотя на первый взгляд можно было бы предположить, что они хорошо работают как при постоянном напряжении, так и при переменном напряжении любой формы.

Созданный ранее источник питания для CCFL-ламп подсветки мог выдать ток 5 мА или больше. Это прекрасно с точки зрения интенсивности света, но оказалось, что обычно хорошие результаты получаются с максимальным током примерно 1 мА. При таком, более низком уровне тока, к аккумулятору предъявляются меньшие требования. Другим недостатком старых источников питания для CCFL-ламп является большой ток покоя – ток, используемый источником для своей работы, который никогда не поступает в лампу.

Очевидно, что нашей целью является увеличение срока службы аккумулятора путем повышения к.п.д. системы подсветки, которая должна быть совершенно простой. Однако необходимо помнить, что этим лампам для запуска требуется напряжение около 600 В. Желательно также, чтобы интенсивность освещения можно было плавно менять от максимума практически до нуля (любой, кто сталкивался с бытовыми регуляторами свечения ламп, может понять это требование).

Принципиальная схема эффективного источника питания CCFL-ламп, рассчитанного на малый ток, показана на рис. 20.16. Фактически эта система представляет собой инвертор, потому что работает от 2-х 6-вольтовых аккумуляторов и выдает почти синусоидальное переменное напряжение на лампу дневного света. Следует упомянуть также, что с точки зрения лампы, инвертор действует как источник фиксированного тока. Это желательно с двух точек зрения. Во-первых, такой источник дает возможность плавно изменять интенсивность свечения лампы, не опасаясь прекращения в ней разряда и появления раздражающего гистерезиса, что имело бы место при фиксированном напряжении. Во-вторых, источник тока компенсирует отрицательное сопротивление лампы, делая схему с обратной связью устойчивой.

ра с насыщаемым сердечником. Как Вы теперь понимаете, это основная задача управляющей ИС *LT1173*. Ток, протекающий через лампу, регулируется в этой схеме от 1 мА до 1 мкА. Таким образом, интенсивность света может быть установлена вручную от максимума и практически до нуля.

ИС *LT1173* не обычный ШИМ регулятор. Скорее он работает используя метод пакетной модуляции. При этом методе используется прерывистый режим работы – периоды почти полной остановки разделены активными периодами, во время которых импульсы тока фиксированной амплитуды поступают в нагрузку. Стабилизация достигается за счет изменения рабочего цикла этих активных и неактивных периодов. Характерная особенность этого режима работы состоит в том, что ток покоя ИС очень мал по сравнению с обычным ШИМ регулятором. Заметьте, что нет никакой связи между частотой появления пакетной модуляции и частотой колебаний генератора с насыщаемым сердечником. Внутренний генератор в ИС *1173* имеет частоту колебаний приблизительно 25 кГц. Как было сказано, этот генератор обеспечивает включение или выключение в пределах интервалов, управляемых сигналом обратной связи в схеме стабилизации выходного напряжения.

Линейные стабилизаторы с автоматической адаптацией к напряжению сети переменного тока

Известным недостатком линейного стабилизатора напряжения является его неспособность работать с широким диапазоном изменения входных напряжений. Таким образом, если требовалось, чтобы линейный стабилизатор работал с различными напряжениями сети переменного тока, обычно были необходимы некоторые ограничивающие или коммутирующие устройства. Они должны были сохранить постоянное напряжение, поступающее на вход стабилизатора приблизительно на одном уровне. Однако линейный стабилизатор, который будет описан, может работать с переменным напряжением сети или 110 В или 220 В без проблем, связанных с рассеянием мощности.

Глядя на рис. 20.17, можно увидеть, что если постоянное напряжение, появляющееся на конденсаторе емкостью 5000 мкФ может поддерживаться одним и тем же при напряжении сети и 110 В и 220 В, то работа линейного стабилизатора *LT317A* не зависит от напряжения сети. В действительности это автоматически осуществляется дополнительной схемой, работающей совместно с ИС *LT317A*. Чтобы посмотреть, как это реализовано, сначала лучше сосредоточиться на трансформаторе *T1* и на той части схемы, которая на первый взгляд может показаться двухполупериодным выпрямителем, подключенным к нему. Такое представление неверно – тиристор и диод *1N4002*, подключенные к трансформатору, не являются двухполупериодной схемой выпрямления. Скорее, это две однополупериодных схемы: одна использует тиристор, а другая – диод. Обратите внимание на интересный ал-

горитм взаимодействия этих выпрямителей. Если тиристор находится в выключенном состоянии, то диод осуществляет выпрямление половины напряжения на вторичной обмотке трансформатора. Если тиристор переводится во включенное состояние, то диод оказывается смещенным в обратном направлении и остается неактивным. В этом случае тиристор выпрямляет все напряжение, имеющееся на вторичной обмотке.

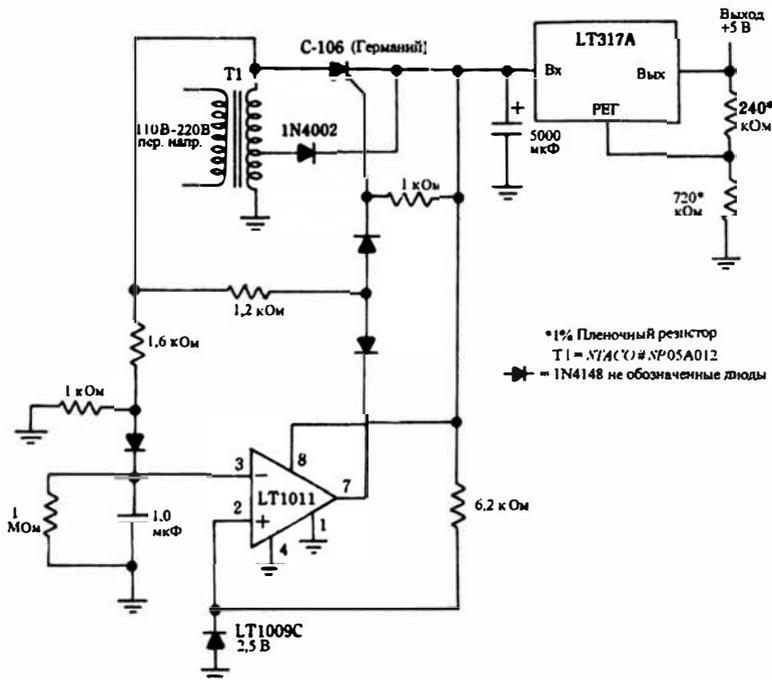


Рис. 20.17. Линейный стабилизатор, который одинаково хорошо работает при напряжении переменного тока как 110 В, так и 220 В. Не требуется никаких переключений обмоток или каких-либо изменений в схеме — адаптация к любому напряжению сети осуществляется автоматически. Линейный стабилизатор «видит» одну и ту же величину постоянного входного напряжения при любом напряжении сети переменного тока. Linear Technology Corporation.

После того, как стало ясным взаимодействие тиристора и диода, легко разобраться, как работает эта схема. ИС компаратора *LT1011* осуществляет контроль переменного напряжения на вторичной обмотке силового трансформатора *T1*. Когда это напряжение относительно низкое из-за того, что напряжение сети равно 110 В, выходное напряжение компаратора становится высоким. При этом положительное напряжение смещения попадает на управляющий электрод тиристора, включая его. Тиристор работает как выпрямитель полного напряжения на вторичной обмотке трансформатора *T1*. Это же положительное напряжение создает обратное смещение на диоде *1N4002* и фактически удаляет его из схемы. В том случае, когда напряжение сети равно 220 В, напряжение на выходе компаратора падает. Это приводит

к тому, что снимается положительное смещение на управляющем электроде тиристора и он остается в состоянии «выключено». Выпрямление теперь осуществляется диодом 1N4002, который выпрямляет только половину напряжения, имеющегося на вторичной обмотке трансформатора Т1. Поэтому независимо от того, приложено к первичной обмотке трансформатора Т1 110 В или 220 В, на конденсаторе емкостью 5000 мкФ и входе линейного стабилизатора имеем одно и тоже постоянное напряжение.

Предотвращение чрезмерного рассеяния мощности в линейных стабилизаторах

Хотя импульсный стабилизатор постепенно занял господствующее положение по отношению к линейным стабилизаторам, многие приложения выигрывают при применении линейных методов благодаря простоте, с которой достигается низкий уровень шума и быстрая реакция стабилизатора. Везде, где это возможно, многие конструкторы «поворачивают назад», используя линейную стабилизацию, если ее низкий к.п.д. может быть оправдан. В ситуациях, где входное напряжение может надежно поддерживаться на почти постоянном уровне, а проходной транзистор работает с низким падением напряжения, к.п.д. линейного стабилизатора часто оказывается приемлемым. Как уже говорилось, лучше всего применять оба метода стабилизации; это подразумевает совместное использование и импульсной и линейной стабилизации. Обычно, импульсный стабилизатор играет роль предварительного стабилизатора с тем, чтобы выходной линейный стабилизатор мог работать с очень малым падением напряжения и, таким образом, обойтись без пустой траты мощности, что было бы в противном случае. Заметьте, что в таком устройстве, нагрузку можно легко изолировать от предварительного стабилизатора, генерирующего шум.

Поучительно рассмотреть пару примеров этой основной идеи, связанной с поддержанием входного напряжения линейного стабилизатора низким — лишь немного выше стабилизированного выходного напряжения, необходимого для нагрузки. Совсем недавно появились широко распространенные приложения электроники, которые, кажется, оживляют интерес к таким комбинированным системам стабилизации.

Схема, показанная на рис. 20.18, служит примером попытки предотвратить значительное рассеяние мощности в линейном стабилизаторе напряжения. На первый взгляд может показаться, что эта схема является просто последовательным соединением входного импульсного стабилизатора с выходным линейным стабилизатором. Однако это не так. Скорее здесь доминирует уникальный режим работы, который, вероятно, найдет широкое применение в будущей схемотехнике источников питания. Основная идея состоит в отслеживании падения напряжения V_2 на линейном стабилизаторе. В частности, напряжение V_2 вынуждено оставаться постоянным и равным 3,7 В в широком диапазоне изменения постоянного входного напряжения (3,7 В «удобное» падение напряжения

для линейного стабилизатора *LT350A*, так как при этом он может хорошо работать рассеивая минимальную мощность).

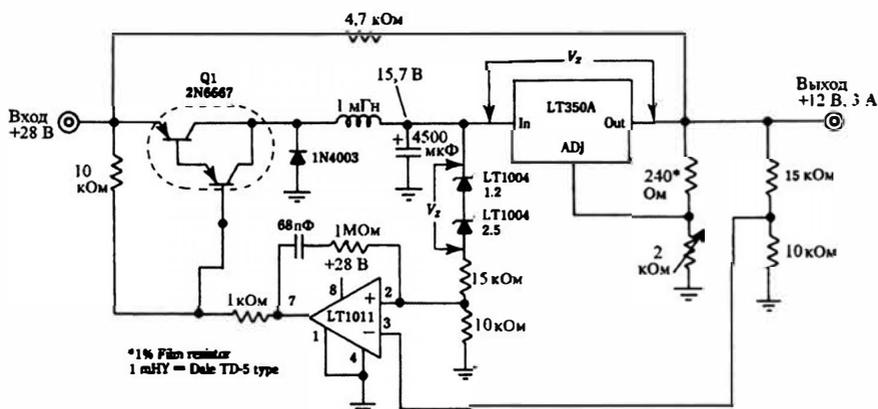


Рис. 20.18. Схема, поддерживающая мощность, рассеиваемую линейным стабилизатором, на минимальном уровне. Коммутирующий каскад на транзисторе Дарлингтона работает так, что заряд поступающий к конденсатору емкостью 4500мкФ сохраняет напряжение V_z постоянным в широком диапазоне постоянных входных напряжений. Linear Technology Corporation.

Теперь сфокусируем внимание на двух цепях, состоящих из резисторов с сопротивлениями 15 кОм и 10 кОм, осуществляющих выборки напряжения, на источнике опорного напряжения *LT1004*, компараторе напряжения *LT1011*, переключающем транзисторе Дарлингтона (*Q1*) и, наконец, на конденсаторе емкостью 4500 мкФ на входе линейного стабилизатора напряжения. Эти компоненты включены в цепь обратной связи, которая позволяет протекать в конденсатор емкостью 4500 мкФ такому заряду, который поддерживает напряжение V_z на уровне 3,7 В.

Компаратор, из-за своего положения в цепи обратной связи, пытается поддерживать разность напряжений между входами равной нулю. Это имеет место в том случае, когда постоянное входное напряжение линейного стабилизатора равно 15,7 В (12 В выходное напряжение плюс 3,7 В на источнике опорного напряжения *LT1004*). Важным аспектом этого равновесия является то, что V_z автоматически поддерживается на минимальном уровне, равном 3,7 В.

Предположим, что это равновесие существует, но постоянное входное напряжение, равное первоначально 28 В, увеличивается. Транзистор *Q1* находился в состоянии «включено», но теперь, из-за более высокого напряжения, появляющегося на неинвертирующем входе компаратора (2), напряжение на его выходе поднимается, что приводит к выключению транзистора *Q1*. При этом начинается разряд конденсатора емкостью 4500 мкФ. Этот разряд продолжается до тех пор, пока напряжение на выходе компаратора не упадет настолько, что транзистор *Q1* снова включится, и конденсатор емкостью 4500 мкФ начнет новый цикл заряда. Переключе-

ние транзистора $Q1$ периодически повторяется и напряжение на входе линейного стабилизатора поддерживается, таким образом, на уровне очень близком к 15,7 В. Заметьте, что каскад на транзисторе $Q1$ не является ни автоколебательным, ни работающим в режиме внешнего возбуждения в обычном смысле. Просто он изменяет свое состояние проводимости, когда напряжение на входе линейного стабилизатора отклоняется от 15,7 В.

Таким образом, линейный стабилизатор осуществляет стабилизацию постоянного напряжения на своем выходе обычным способом, за исключением того, что напряжение V_2 управляется следящей системой. Это, конечно, делает линейный стабилизатор «счастливым», рассеиваемая в нем мощность ограничена безопасным и рациональным уровнем, и его без того хороший коэффициент стабилизации улучшается из-за почти неизменного входного напряжения. Как можно предположить, высокое усиление компаратора способствует повышению точности этой схемы. В интересах стабильности характеристика переключения компаратора имеет гистерезис величиной 80 мВ, связанный с наличием RC -цепи, соединяющей неинвертирующий вход с выходом. Эта система стабилизации обеспечивает ток в нагрузке до 3 А при напряжении 12 В, в соответствии с параметрами линейного стабилизатора $LT350A$. Легко видеть, что эта схема легко позволяет иметь более высокое или более низкое напряжение стабилизации в зависимости от требований нагрузки.

Устройство, показанное на рис. 20.19, представляет интерес с точки зрения основных принципов работы и схемотехники, продиктованных, прежде всего, практическими обстоятельствами, а не понятиями об идеальном режиме работы. Этот подход позволяет осуществлять некоторые упрощения и компромиссы, которые обычно вызывают лишь незначительные отклонения от строгих требований эксплуатации. В то же самое время, потребитель имеет возможность реализовать линейную стабилизацию прямо от сети переменного тока. Кроме того, метод позволяет получить малогабаритные и дешевые блоки питания. Используемая ИС является линейным стабилизатором напряжения, на входе которого имеется коммутирующий каскад, предотвращающий чрезмерное рассеяние мощности, которое произошло бы, если бы использовалось решение «в лоб» (то есть, если бы требуемое падение напряжения сети осуществлялось с помощью резистора). Обратите внимание, что не нужен ни трансформатор, ни мостовой выпрямитель. Конечно, между сетью и нагрузкой нет никакой изоляции, но во многих ситуациях это не существенно.

В первый момент назначение последовательного резистора R_1 , может ввести в заблуждение. Как указывалось выше, резистор R_1 не используется для решения «в лоб» задачи понижения напряжения сети. Правильнее сказать, что его задача ограничить бросок тока. Безусловно, некоторое рассеяние мощности в резисторе R_1 происходит, но это величина всего лишь порядка нескольких ватт. Кроме того, удовлетворительная работа стабилизатора возможна в очень широком диапазоне изменения напряжения сети переменного тока: от 28 В до 132 В; этого невозможно сделать, если бы резистор R_1 был обычным резистором, гасящим напряжение.

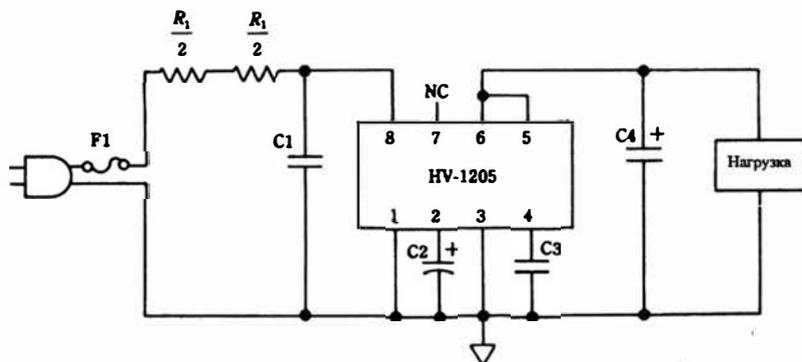


Рис. 20.19. Схема источника питания, работающего непосредственно от сети переменного тока с использованием специализированной ИС линейного стабилизатора. Способность работать от напряжения сети, сохраняя низкое рассеяние мощности, связано с наличием импульсного стабилизатора, также включенного в состав ИС. Параметры схемы таковы: входное напряжение – 120 В, 60 Гц, стабилизированное выходное напряжение – 5 В при токе до 50 мА, $R1$ – 150 Ом, $C1$ – 0,05 мкФ, $C2$ – 470 мкФ, $C3$ – 150 пФ, $C4$ – 1 мкФ. Harris Commercial Products Group.

Как показано на рис. 20.19, на выходе имеем стабилизированное напряжение 5 В при токе нагрузки до 50 мА. Электрически схема достаточно надежна, так что легко выдерживает кратковременные перегрузки. Как будет показано ниже, путем незначительного изменения схемы можно получить другие значения выходного напряжения (при токе до 50 мА).

Внутренняя структура этой ИС показана на рис. 20.20. Основная идея схемы состоит в том, чтобы пополнять заряд, хранящийся в конденсаторе $C2$, подключенном к выводу 2, в каждом периоде переменного напряжения сети. Это осуществляется при помощи кратковременного включения *PUT*-транзистора $SA1$, которое определяется разностью между напряжением на конденсаторе $C2$ и выходным напряжением линейного стабилизатора. Параметры схемы выбраны так, чтобы следящая система поддерживала напряжение на конденсаторе примерно на 6 В выше стабилизированного выходного напряжения. Очевидная сложность схемы, в значительной мере связанная с большим числом последовательно и параллельно включенных элементов, что является обычной практикой в архитектуре интегральных схем.

Стабилизированное выходное напряжение ИС *HV-1205* можно увеличить от 5 В вплоть до 24 В. Хотя это можно сделать включая в цепь вывода 5 резистор, все же лучше включить стабилитрон, как показано на рис. 20.21. Выходное напряжение при этом равно напряжению на стабилитроне плюс 5 В.

Практически, точность полученного выходного напряжения определяется стабилитроном. Конденсатор емкостью 10 мкФ предотвращает слишком быстрый заряд конденсатора, подключенного к выводу 2, и по существу является защитной мерой для интегральной схемы. Для всех значений выходного напряжения максимальное значение тока остается равным 50 мА.

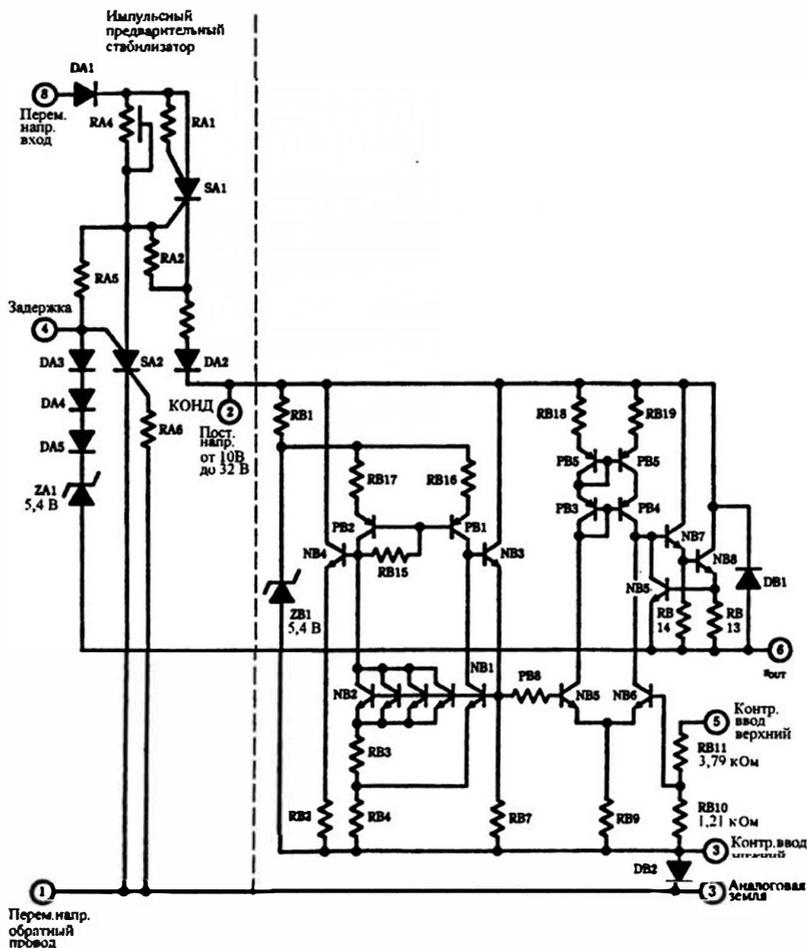


Рис. 20.20. Принципиальная схема многофункционального стабилизатора напряжения HV-1205. Работа этой схемы предполагает пополнение заряда внешнего конденсатора, подключенного к выводу 2 (КОНД), в каждом периоде напряжения сети. Следящая система поддерживает на этом конденсаторе напряжение примерно на 6 В выше стабилизированного выходного напряжения. Harris Commercial Products Group.

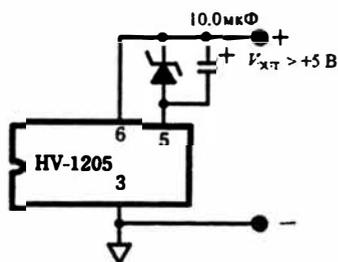


Рис. 20.21. Способ повышения выходного напряжения ИС HV-1205. Введение стабилитрона, как показано, позволяет иметь выходное напряжение выше 5 В. Величина выходного напряжения получается равной напряжению на стабилитроне плюс 5 В. Harris Commercial Products Group.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Таблица, связывающая номер провода
с его диаметром в дюймах и миллиметрах

AWG №	Минимум		Номинальный диаметр без изоляции		Максимум		Минимальное увеличение диаметра		Максимальный полный диаметр		AWG №
	дюймы	мм	дюймы	мм	дюймы	мм	дюймы	мм	дюймы	мм	
14	0.0635	1.613	0.0641	1.628	0.0644	1.636	0.0016	0.041	0.0666	1.692	14
15	0.0565	1.435	0.0571	1.450	0.0574	1.458	0.0015	0.038	0.0594	1.509	15
16	0.0503	1.278	0.0508	1.290	0.0511	1.298	0.0014	0.036	0.0531	1.349	16
17	0.0448	1.138	0.0453	1.151	0.0455	1.156	0.0014	0.036	0.0475	1.207	17
18	0.0399	1.013	0.0403	1.024	0.0405	1.029	0.0013	0.033	0.0424	1.077	18
19	0.0355	0.902	0.0359	0.912	0.0361	0.917	0.0012	0.030	0.0379	0.963	19
20	0.0317	0.805	0.0320	0.813	0.0322	0.818	0.0012	0.030	0.0339	0.861	20
21	0.0282	0.716	0.0285	0.724	0.0286	0.726	0.0011	0.028	0.0303	0.770	21
22	0.0250	0.635	0.0253	0.643	0.0254	0.645	0.0011	0.028	0.0270	0.686	22
23	0.0224	0.569	0.0226	0.574	0.0227	0.577	0.0010	0.025	0.0243	0.617	23
24	0.0199	0.505	0.0201	0.511	0.0202	0.513	0.0010	0.025	0.0217	0.551	24
25	0.0177	0.450	0.0179	0.455	0.0180	0.457	0.0009	0.023	0.0194	0.493	25
26	0.0157	0.399	0.0159	0.404	0.0160	0.406	0.0009	0.023	0.0173	0.439	26
27	0.0141	0.358	0.0142	0.361	0.0143	0.363	0.0008	0.020	0.0156	0.396	27
28	0.0125	0.318	0.0126	0.320	0.0127	0.323	0.0008	0.020	0.0140	0.356	28
29	0.0112	0.284	0.0113	0.287	0.0114	0.290	0.0007	0.018	0.0126	0.320	29
30	0.0099	0.251	0.0100	0.254	0.0101	0.256	0.0007	0.018	0.0112	0.284	30
31	0.0088	0.224	0.0089	0.226	0.0090	0.229	0.0006	0.015	0.0100	0.254	31
32	0.0079	0.201	0.0080	0.203	0.0081	0.206	0.0006	0.015	0.0091	0.231	32
33	0.0070	0.178	0.0071	0.180	0.0072	0.183	0.0005	0.013	0.0081	0.206	33
34	0.0062	0.157	0.0063	0.160	0.0064	0.163	0.0005	0.013	0.0072	0.183	34
35	0.0055	0.140	0.0056	0.142	0.0057	0.145	0.0004	0.010	0.0064	0.163	35
36	0.0049	0.124	0.0050	0.127	0.0051	0.130	0.0004	0.010	0.0058	0.147	36
37	0.0044	0.112	0.0045	0.114	0.0046	0.117	0.0003	0.008	0.0052	0.132	37
38	0.0039	0.099	0.0040	0.102	0.0041	0.104	0.0003	0.008	0.0047	0.119	38
39	0.0034	0.086	0.0035	0.089	0.0036	0.091	0.0002	0.005	0.0041	0.104	39
40	0.0030	0.076	0.0031	0.079	0.0032	0.081	0.0002	0.005	0.0037	0.094	40
41	0.0027	0.069	0.0028	0.071	0.0029	0.074	0.0002	0.005	0.0033	0.084	41
42	0.0024	0.061	0.0025	0.064	0.0026	0.066	0.0002	0.005	0.0030	0.076	42
43	0.0021	0.053	0.0022	0.056	0.0023	0.058	0.0002	0.005	0.0026	0.066	43
44	0.0019	0.048	0.0020	0.051	0.0021	0.053	0.0001	0.0025	0.0024	0.061	44

Литература

1. *Гедзберг Ю.М.*
Блоки питания отечественных и зарубежных телевизоров: Справ. пособие. — М.: Радио и связь. — 1996. — 144 с. — (Массовая радиобиблиотека; Вып. 1223).
2. *Дрожжев В.В. и др.*
Основы проектирования источников вторичного электропитания: Учеб. пособие. — М.: МИРЭА. — 1992. — 63 с.
3. *Костиков В.Г. и др.*
Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование: Учебник для вузов. — М.: Радио и связь. — 1998. — 343 с.
4. *Лукин Н.В.*
Источники питания зарубежных телевизоров на микросхемах STR серий: — СПб.: ДЕАН. — 1997. — 119 с. — (Серия «Зарубежная электроника»).
5. Микросхемы для импульсных источников питания: Справочник 2-е изд., испр., доп. — М.: ДОДЭКА, — 2000. — 608 с.
6. Расчет источников электропитания устройств связи: Учеб. пособие для вузов / В.У. Китаев и др. — М.: Радио и связь. — 1993. — 232 с.
7. *Сидоров И.Н. и др.*
Малогабаритные магнитопроводы и сердечники: Справочник. — М.: Радио и связь. — 1989. — 384 с.
8. *Сергеев Б.С.*
Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания: Справочник.— М.: Радио и связь. — 1992.— 224 с.
9. Ферриты и ферритовые изделия для источников вторичного электропитания: Справочное пособие. Под ред. В.И. Хандогина.— М.: ВНИИ. — 1990. — 137 с.

В серии “Библиотека современной электроники”:

- ✓ - Д. Уэйкерли
“Разработка цифровых устройств”
(в двух томах, с двумя CD-ROM). Объем около 1000 стр.;
- ✓ - М. Предко
“Руководство по микроконтроллерам”.
Объем 950 стр.;(в двух томах с CD-ROM) Пер.№7;
- ✓ - К. Клаасен
“Основы измерений. Электронные методы и приборы
в измерительной технике“. Объем 600 стр.; Пер.№7;
- ✓ - М. Джонс
“Электроника - практический курс”.
Объем 528 стр.; Пер.№7;
- ✓ - Дж. Уолрэнд
“Телекоммуникационные и компьютерные сети. Вводный курс”.
Объем 480стр.; Пер №7.

Заявки на книги присылайте по адресу:
107140 Москва, Краснопрудный пер., д.7

Телефоны:

рассылка по заявкам (095) 2076091

оптовая торговля (095) 2076085

факс: (095) 264-43-47

e-mail: postmarket@mtu-net.ru

В заявке обязательно указывайте
свой почтовый адрес!

С полными оглавлениями всех уже выпущенных,
а также готовящихся к печати наших книг,

Вы можете ознакомиться на сайте

[http:// www.top-kniga.ru/](http://www.top-kniga.ru/)

(в разделе “наши поставщики”).

Оформление переплета, подготовка рекламы - С.А. Сухих
Компьютерная верстка - М.В. Алексева

лицензия ЛР №090215

Подписано в печать 01.06.02

Формат 70X100/16. Печать офсетная. Гарнитура Ньютон.

Печ.л. 34. Тираж 2000 экз. Заказ 2236

Оригинал-макет подготовлен ЗАО “Предприятие Постмаркет”

Отпечатано в ФГУП издательство “Известия” Управление делами Президента РФ
101999, ГСП-9, г. Москва, К-6, Пушкинская пл., д. 5.

ISBN 5-901095-05-7

