



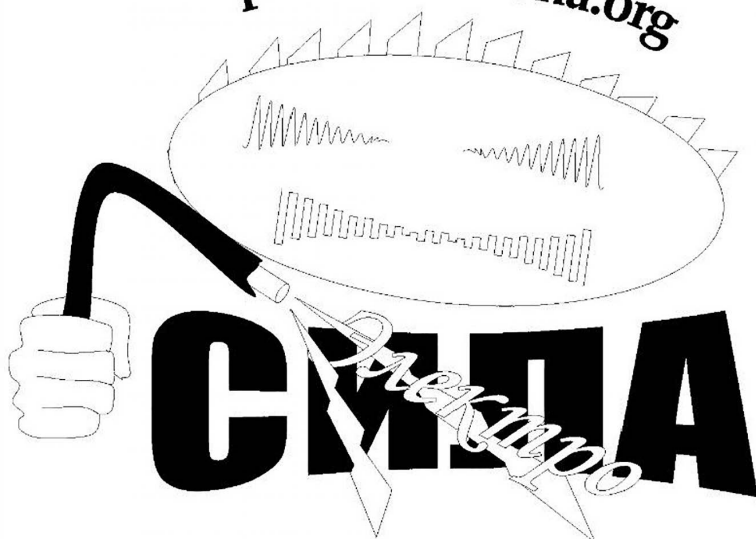
ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ



«РАДИО И СВЯЗЬ»

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Scanned by SG
power.frikzona.org



МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ»

1988

ББК 31.261.8

В 93

УДК 621.382.333.4.011.222.072.1

Авторы: Э. М. Ромаш, Ю. И. Драбович, Н. Н. Юрченко, П. Н. Шевченко

Рецензент канд. техн. наук Б. Н. ИВАНЧУК

Редакция литературы по конструированию и технологии производства РЭА

Высокочастотные транзисторные преобразователи/
В 93 Э. М. Ромаш, Ю. И. Драбович, Н. Н. Юрченко.
П. Н. Шевченко. — М.: Радио и связь, 1988.—288 с.: ил.
ISBN 5-256-00082-9.

Рассмотрены основы теории и проектирования высокочастотных транзисторных преобразователей, используемых в средствах вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Особое внимание уделено быстрым процессам коммутации полупроводниковых приборов, вопросам стабилизации выходных напряжений преобразователей и методам их расчета.

Для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой и эксплуатацией средств вторичного электропитания РЭА.

В 2402020000 -127 83-88
046(01)-88

ББК 31.261.8

ISBN 5-256-00082-9

© Издательство «Радио и связь», 1988

ПРЕДИСЛОВИЕ

Основная область практического применения высокочастотных транзисторных преобразователей — это средства вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), которые представляют собой совокупность транзисторных преобразователей и предназначены для преобразования электрической энергии, потребляемой данной аппаратурой, в вид, необходимый для ее нормального функционирования, и для улучшения параметров потребляемой энергии. Преобразовательные устройства этого типа обеспечивают необходимые шкалы вторичных питающих напряжений постоянного и переменного токов, стабилизацию или регулирование их значений в соответствии с маломощным управляющим сигналом, требуемую форму и частоту напряжений на нагрузках переменного тока, эффективное сглаживание пульсаций и подавление электромагнитных помех во вторичных питающих цепях постоянного тока, электрическую изоляцию питающих цепей друг от друга и от первичного источника электрической энергии.

Являясь неотъемлемой частью любой РЭА, средства ее вторичного электропитания и, в частности, высокочастотные преобразователи в значительной степени характеризуют ее массогабаритные показатели и энергопотребление, надежность и время готовности к работе. Поэтому на всех этапах развития радиоэлектроники обязательным условием поддержания высоких темпов технического прогресса было непрерывное совершенствование транзисторных преобразовательных устройств, высокие темпы улучшения их эксплуатационных показателей в части массы и габаритов, надежности и долговечности, потерь электрической энергии и экономичности, быстродействия, электромагнитной совместимости с питаемой аппаратурой и первичным источником электрической энергии.

Тем не менее в последнее время стало очевидным заметное отставание источников вторичного электропитания РЭА от тех требований, которые предъявляет современный уровень развития радиоэлектроники и автоматики. Так, относительная доля средств вторичного электропитания увеличилась до 20—50 % и более, а потери мощности электрической энергии в полупроводниковых преобразователях составляют до 30—50 % от суммарного количества энергии, потребляемой аппаратурой.

Создавшееся положение обусловлено широкой микроминиатюризацией РЭА на базе перехода от дискретных электрорадио-

элементов к интегральным микросхемам (ИС) непрерывно увеличивающейся степени интеграции. Такая микроминиатюризация сопровождалась значительным ужесточением требований, предъявляемых РЭА и приборами автоматики к качеству потребляемой ими электрической энергии. Резко возросли требования к стабильности вторичных питающих напряжений, уменьшились их номинальные значения при одновременном возрастании во много раз токов нагрузки, значительно уменьшились допустимые уровни пульсаций (в первую очередь это относится к высокочастотным составляющим питающих напряжений), резко возросло число электрически изолированных друг от друга каналов вторичного электропитания для каждого отдельно взятого радиоэлектронного устройства. Значительно более жесткие требования в настоящее время предъявляются к качеству переходных процессов в высокочастотных транзисторных преобразователях, их быстрдействию, устойчивому запуску, надежности, электромагнитной совместимости с питаемой аппаратурой.

В современных условиях основным направлением дальнейшего совершенствования средств вторичного электропитания РЭА, и высокочастотных транзисторных преобразователей в частности, является их комплексная миниатюризация на базе последних достижений техники.

В настоящей книге рассмотрены основные направления комплексной миниатюризации обширного класса высокочастотных транзисторных преобразователей и изложены основные принципы их построения. Систематизированы основные положения их теории, приведены схемно-технические решения высокочастотных транзисторных преобразователей, дано их сравнение и проанализированы особенности их работы при высоких частотах преобразования электрической энергии, а также намечены перспективы дальнейшего развития данного направления современной преобразовательной техники.

Главы 1, 2, 5—7, § 4.1 и 4.2 написаны Э. М. Ромашем; гл. 3, § 4.3, 4.4 — Ю. И. Драбовичем, Н. Н. Юрченко, П. Н. Шевченко.

ПОВЫШЕНИЕ ЧАСТОТЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ
ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ — ОДНО
ИЗ ОСНОВНЫХ НАПРАВЛЕНИЙ КОМПЛЕКСНОЙ
МИНИАТЮРИЗАЦИИ ТРАНЗИСТОРНЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

1.1. ПРОБЛЕМА МИНИАТЮРИЗАЦИИ ТРАНЗИСТОРНЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Говоря о миниатюризации маломощных полупроводниковых преобразователей и средств вторичного электропитания РЭА, необходимо иметь в виду комплексный характер данной проблемы. Последнее обусловлено тем, что рассматриваемые устройства представляют собой совокупность разнородных по своему физическому характеру элементов: мощных полупроводниковых приборов (транзисторы и диоды), микросхем, электромагнитных и реактивных элементов (трансформаторы, дроссели и конденсаторы фильтров). Как мощные электротехнические устройства высокочастотные преобразователи характеризуются выделением внутри их объемов значительных количеств тепла, что требует размещения тепловыделяющих мощных элементов на радиаторах. По этой причине миниатюризация транзисторных преобразователей должна одновременно включать в себя миниатюризацию мощных полупроводниковых приборов и маломощных схем управления, миниатюризацию трансформаторов и сглаживающих фильтров, разработку, широкое практическое использование более совершенных способов отвода тепла и перспективной технологии производства мощных ИС и микросборок.

Очевидно, что, в отличие от маломощных устройств радиоэлектроники, автоматики и вычислительной техники, где прогресс в микроминиатюризации может быть обеспечен только на базе перехода к ИС увеличивающейся степени интеграции, полученным с помощью более совершенной полупроводниковой технологии, в области полупроводниковых преобразовательных устройств решение аналогичной задачи требует использования целого комплекса технических средств. В этот комплекс технических средств помимо использования более совершенной элементной базы (малогабаритных мощных ИС и микросборок, функциональных узлов преобразователей в интегральном или гибридном исполнении, малогабаритных дросселей и конденсаторов) входят также повышение частоты преобразования электрической энергии, оптимизация законов управления мощными полупроводниковыми приборами и законов регулирования (стабилизации) выходных напряжений, выбор наиболее экономичных схемно-технических решений преобразовательных каскадов и наиболее эффективных способов отвода тепла, использование методов рационального конструирования, прогрессивной технологии изготовления и эффективного подавления высокочастотных электромагнитных помех.

Сложность комплексной миниатюризации полупроводниковых преобразователей и средств вторичного электропитания РЭА обусловлена еще и тем, что перечисленные выше технические средства вызывают противоположные, иногда взаимоисключающие друг друга воздействия на параметры самих преобразовательных устройств. Так, увеличение частоты преобразования с целью миниатюризации электромагнитных и реактивных элементов приводит к одновременному увеличению потерь электрической энергии, которые выделяются в виде тепла в мощных полупроводниковых приборах, в результате масса и габариты теплоотводящих устройств должны быть увеличены.

Уменьшение габаритов и массы самих преобразовательных устройств, а также входящих в них элементов, повышение плотности упаковки элементов при одновременном увеличении их удельных электрических нагрузок вызывают концентрацию удельной мощности, рассеиваемой в единице объема преобразовательного устройства, и увеличение требуемой поверхности теплоотводящих устройств.

По этой причине повышение эффективности комплексной миниатюризации полупроводниковых преобразователей может быть достигнуто только в результате выбора некоторых оптимальных соотношений между частотой преобразования электрической энергии, удельными электрическими нагрузками и параметрами используемых элементов, характеристиками имеющихся в распоряжении разработчика теплоотводящих устройств, заданными требованиями к выходным параметрам и условиями эксплуатации. Одновременно должны быть выбраны рациональные законы управления мощными полупроводниковыми приборами, оптимальные законы регулирования или стабилизации выходных напряжений, реализованы эффективные способы подавления высокочастотных помех, вызванных коммутацией мощных полупроводниковых приборов в преобразовательных устройствах. Таким образом, комплексная миниатюризация полупроводниковых преобразователей неразрывно связана с их оптимальным проектированием.

При практическом решении проблемы комплексной миниатюризации полупроводниковых преобразователей и средств вторичного электропитания РЭА необходимо иметь в виду, что вызываемое ею ухудшение энергетических характеристик преобразователей (уменьшение их КПД) может в значительной степени ослабить эффект такой миниатюризации вследствие заметного увеличения массы и габаритов используемого первичного источника электрической энергии в том случае, когда первичный источник имеет ограниченную мощность. Сказанное главным образом относится к разнообразным автономным объектам, территориально удаленным от промышленных центров и энергетических систем, снабженным автономными первичными источниками ограниченной энергоемкости: аккумуляторными или солнечными батареями, топливными элементами, радиоизотопными или мало мощными ядерными источниками.

Ограниченные возможности в части увеличения массы и габаритов таких объектов, обусловленные техническими сложностями и дорогой ценой их создания и функционирования, высокая стоимость потребляемой энергии резко обостряют проблему комплексной миниатюризации РЭА и средств ее вторичного электропитания, расширения их функциональных возможностей, повышения надежности и экономичности.

В целом, несмотря на скромные успехи в области комплексной миниатюризации полупроводниковых преобразователей по сравнению с достижениями

в области микроминиатюризации РЭА, прогресс и здесь очевиден. Так, например, по сравнению с 1964—1965 гг. габариты и масса многоканальных маломощных стабилизированных источников вторичного электропитания РЭА, работающих от сети постоянного тока с напряжением 20—30 В, уменьшились примерно в 3—5 раз, а их КПД увеличился в среднем на 15—20 %. Положительный эффект достигнут благодаря использованию перспективной малогабаритной элементной базы (мощные микросхемы серий К286 и К142, диоды типов КД212 и КД213, высокочастотные дроссели, керамические высокочастотные конденсаторы и т. п.), резкому увеличению частоты преобразования с 1—5 кГц (в 1964—1965 гг.) до 20—50 кГц и более в настоящее время, разработке новых принципов построения экономичных высокочастотных преобразователей, основ их теории и проектирования.

За отмеченный период времени появился и получил широкое развитие класс высокочастотных преобразователей с бестрансформаторным входом. Такие устройства, питаемые от промышленной или специальной сети переменного тока с напряжением 220 или 380 В, не содержат в своем составе громоздких низкочастотных (50 или 400 Гц) силовых трансформаторов и сглаживающих фильтров, а преобразование электрической энергии в них осуществляется с помощью высокочастотного транзисторного преобразователя (10—20 кГц), подключенного к выходу сетевого выпрямителя.

Практическое использование сетевых высокочастотных преобразователей с бестрансформаторным входом взамен традиционных трансформаторно-выпрямительных устройств дает возможность примерно на порядок уменьшить массу и габариты средств вторичного электропитания РЭА и обеспечить их удельную мощность до 100—150 Вт/дм³ при использовании дискретных мощных электровакуумных элементов и до 200—400 Вт/дм³ при использовании бескорпусных элементов. Одновременно с этим существенно повышаются динамические показатели чанных устройств, а их КПД достигает 80 % и более [21].

Существенно меньшие удельные мощности (до 20—40 Вт/дм³) и КПД (до 50—70 %) сетевых высокочастотных преобразователей с бестрансформаторным входом в средствах вторичного электропитания ЭВМ обусловлены [3] рядом специфических требований: низкими вторичными питающими напряжениями (до 2—5 В) при токах нагрузки, достигающих десятков — сотен ампер; необходимостью автоматического контроля и диагностики, наличии устройств защиты, блокировки и сигнализации; требуемым алгоритмом включения источников вторичного электропитания ЭВМ; необходимостью выдачи специальных сигналов для сохранения информации в ЭВМ; повышенными требованиями к электромагнитной совместимости с ЭВМ и питающей сетью.

Переход к высокочастотным сетевым преобразователям с бестрансформаторным входом обещает большой народнохозяйственный эффект по сравнению с использованием традиционных низкочастотных трансформаторно-выпрямительных устройств. Как отмечено, например, в [21], эффект от использования высокочастотных преобразователей с бестрансформаторным входом только в блоках питания бытовых телевизоров при их производстве 40 млн. шт. составит: потребляемая мощность сократится на 1—1,2·10⁶ кВт; затраты на электротехнические стали и медь уменьшаются на 120—160 тыс. т. При подсчете данного экономического эффекта не учитывалась дополнительная экономия электроэнер-

гии и материалов от исключения феррорезонансных стабилизаторов, необходимость в которых отпадает.

Практическое решение актуальной народнохозяйственной задачи — комплексной миниатюризации полупроводниковых преобразовательных устройств — в настоящее время далеко от своего завершения и возможности такой миниатюризации полностью не исчерпаны. Основное внимание научных и инженерно-технических работников, специализирующихся в области современных средств вторичного электропитания РЭА, следует сконцентрировать на решении следующих задач: разработке комплекса научных вопросов, направленных на наиболее полное использование возможностей высокочастотных преобразователей; оптимизации эксплуатационных характеристик и автоматизации проектирования данных устройств на базе широкого практического использования ЭВМ; унификации схемотехнических и конструкторско-технологических решений; дальнейшем повышении частоты преобразования электрической энергии; разработке инженерных методов эффективного подавления высокочастотных помех, вызванных коммутацией мощных быстродействующих полупроводниковых приборов; разработке принципов и методов теплового конструирования для оптимального сочетания рациональной конструкции с наиболее эффективными способами отвода тепла от мощных тепловыделяющих элементов и преобразовательных устройств в целом.

1.2. ЗАВИСИМОСТЬ МАССОГАБАРИТНЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ОТ ЧАСТОТЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Выбор рациональной частоты преобразования электроэнергии в полупроводниковых преобразовательных устройствах является для их разработчиков наиболее очевидным и доступным средством миниатюризации.

В полупроводниковых преобразователях существенную долю их объема и массы занимают реактивные силовые элементы: трансформаторы, дроссели, сглаживающие фильтры. Массогабаритные показатели данных элементов не зависят от последних достижений в полупроводниковой технологии, поэтому по мере дальнейшей миниатюризации мощных полупроводниковых приборов, разработки и освоения электронной промышленностью выпуска более прогрессивных специальных мощных ИС с увеличивающейся степенью интеграции для полупроводниковых преобразователей относительная доля мощных реактивных элементов в массе и объеме данных устройств будет неизбежно возрастать.

Так как к настоящему времени возможности современных ферромагнитных, электротехнических и конструктивных материалов, входящих в состав мощных реактивных элементов, в части дальнейшего повышения их электромагнитных, температурных и механических нагрузок практически исчерпаны, единственным эффективным средством миниатюризации силовых трансформаторов, дросселей, сглаживающих фильтров в транзисторных преоб-

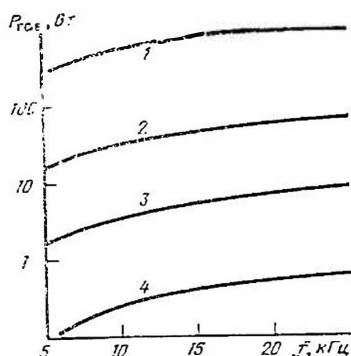


Рис. 1.1. Частотные зависимости габаритной мощности тороидальных трансформаторов:

кривая 1 — магнитопровод К 45×28×12; кривая 2 — К 20×10×5; кривая 3 — К 10×6×3; кривая 4 — К 5×3×1,5 (материал магнитопровода — феррит М2000НМ)

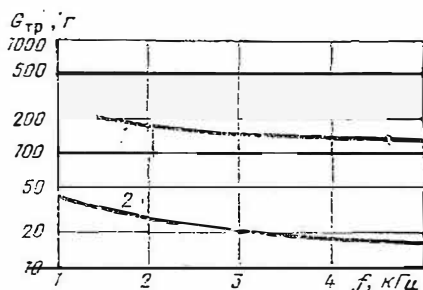


Рис. 1.2. Частотные зависимости массы силовых трансформаторов:

кривая 1 — мощность 100 МВт; кривая 2 — 10 Вт

разователях оказывается повышение частоты преобразования электрической энергии.

На рис. 1.1 в качестве примера приведены расчетные зависимости габаритной мощности тороидальных трансформаторов от частоты переменного напряжения на их обмотках. Данные результаты получены [2] при типовом значении коэффициента теплоотдачи, равном $0,05 \text{ Вт/см}^2 \cdot \text{К}$. Графики на рис. 1.1 показывают, что по мере увеличения частоты преобразования один и тот же магнитопровод может быть использован для все более мощных трансформаторов. Так, для магнитопровода К 5×3×1,5 при увеличении частоты от 6 до 25 кГц габаритная мощность трансформатора возрастает в 4,1 раза, для магнитопровода К 10×6×3 — в 3,9 раза, для магнитопровода К 45×28×12 — в 2,85 раза.

Иными словами, при неизменной мощности нагрузки повышение частоты переменного напряжения на обмотках трансформаторов приводит к уменьшению их массы и габаритов. Зависимость массы силовых трансформаторов $G_{тр}$ от частоты переменного напряжения иллюстрирована графиками на рис. 1.2. Эти графики показывают, что в области сравнительно низких частот повышение частоты переменного напряжения на обмотках трансформатора от 1 до 5 кГц вызывает при прочих равных условиях уменьшение массы силового трансформатора примерно в 2,1 раза при выходной мощности P_n , равной 10 Вт и в 1,6 раза при $P_n = 100 \text{ Вт}$. Для трансформатора мощностью 25 Вт при увеличении частоты от 1 до 100 кГц масса уменьшается примерно в 10 раз. По данным, приведенным в [4], при мощности нагрузки 80—135 Вт и питающем напряжении 115 В переход от частоты 40 кГц к частоте 400 кГц дает выигрыш в массе трансформатора примерно в 2,5 раза, несмотря на то, что при бо-

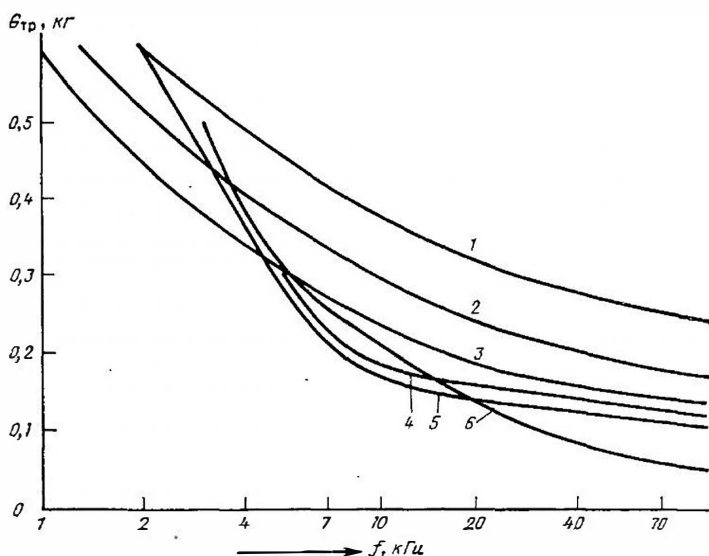


Рис. 1.3. Зависимости массы торондального трансформатора мощностью 250 Вт от частоты питающего напряжения прямоугольной формы при различных марках ферромагнитных материалов, используемых в его магнитопроводе

лее высокой частоте переменного напряжения разработчиками были приняты специальные конструктивные меры по уменьшению паразитных индуктивностей рассеяния и паразитных емкостей его обмоток.

Аналогичные данные, иллюстрирующие уменьшение массы силовых трансформаторов с частотой переменного напряжения на обмотках, приводятся и в других литературных источниках. Так, в [5], приведены расчетные зависимости массы торондального силового трансформатора мощностью 250 Вт для высокочастотного мостового преобразователя постоянного напряжения 200 В в постоянное напряжение 30 В (рис. 1.3). При расчете были заданы температура окружающей среды 60°C и допустимый перегрев обмоток 42°C. Кривая 1 соответствует случаю использования в магнитопроводе данного трансформатора электротехнической стали Э350, кривая 2 — стали Э360, кривая 3 — пермаллоя 50 НП, кривая 4 — пермаллоя 79 НМ, кривая 5 — 79 НМ-У, кривая 6 — феррита 2000 НМ1-17.

Масса сглаживающих фильтров на входе и выходе импульсного стабилизатора постоянного напряжения или регулируемого преобразователя также уменьшается с частотой преобразования электроэнергии. Типовые зависимости массы выходного сглаживающего фильтра $G_{\text{ф}}$ низковольтного импульсного стабилизатора (рис. 1.4,а) от частоты коммутации регулирующего транзистора

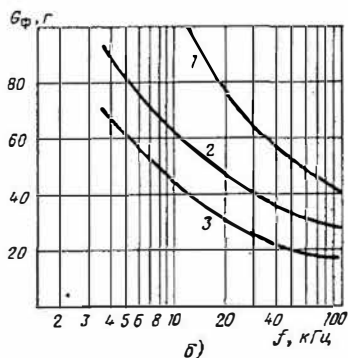
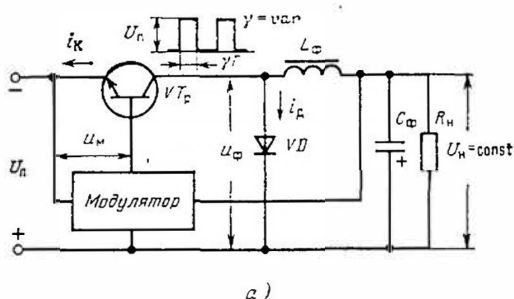


Рис. 1.4. Структурная схема низковольтного импульсного стабилизатора постоянного напряжения (а) и частотные зависимости массы его сглаживающего фильтра (б):

кривая 1 — ток нагрузки стабилизатора $I_H = 3$ А; кривая 2 — $I_H = 2$ А; кривая 3 — $I_H = 1$ А

U_{Tr} при различных токах нагрузки приведены на рис. 1.4, б. Данные графики получены в [6] при следующих исходных данных: напряжение питания $U_n = 23-34$ В; напряжение на нагрузке $U_H = 20$ В; амплитуда пульсаций выходного напряжения 20 мВ.

Для высоковольтных транзисторных преобразователей с бестрансформаторным входом характер зависимости массы силового трансформатора и сглаживающих фильтров от частоты преобразования электроэнергии сохраняется. В качестве примера на рис. 1.5 приведены графики зависимости от частоты преобразования суммарной массы силового трансформатора G_{Tr} и сглаживающего фильтра $G_ф$ для преобразователя постоянного напряжения мощностью 500 Вт при напряжении питания 635 В [7]. Кривая 1 соответствует преобразователю, выполненному из трех синфазно работающих регулируемых инверторов мостового типа, к выходам которых подключены обмотки единого силового трансформатора, нагруженного на общий выпрямитель с фильтром LC-типа. По входу все инверторы соединены последовательно и подключены к выходу сетевого выпрямителя. Кривая 2 на рис. 1.5 соответствует преобразователю, выполненному по структурной схеме: предварительный импульсный стабилизатор (см. рис. 1.4, а) — нерегулируемый мостовой транзисторный инвертор — выпрямитель с фильтром LC-типа. Частота преобразования энергии импульсным стабилизатором вдвое превышает частоту преобразования энергии инвертором; напряжение на выходе стабилизатора 270 В. В обоих случаях пульсации напряжения на нагрузке не превышают 1 % от номинального значения $U_H = 100$ В.

Миниатюризация мощных реактивных элементов в транзисторных преобразователях, в свою очередь, приводит к соответствующим

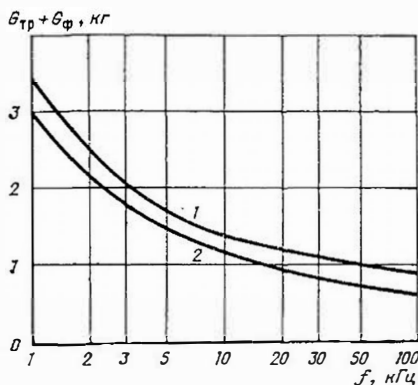


Рис. 1.5. Зависимости суммарной массы силового трансформатора и сглаживающего фильтра преобразователя постоянного напряжения мощностью 500 Вт при напряжении питания 635 В от частоты преобразования электроэнергии

ных элементах, концентрацию значительной мощности в малых объемах высокочастотных преобразовательных устройств. Как следствие этого, по мере повышения частоты преобразования масса и габариты теплоотводящих устройств, обеспечивающих требуемый тепловой режим элементов, при прочих равных условиях, будут неизбежно возрастать. Такая зависимость будет тем более резкой, чем хуже коммутационные свойства используемых полупроводниковых приборов и чем больше мгновенные значения мощности, ими коммутируемой.

Теплоотводящие устройства часто выполняют функции элементов конструкции высокочастотных преобразователей; в некоторых практических случаях в качестве теплоотводящих устройств используются элементы конструкции той аппаратуры, для вторичного электропитания которой эти преобразователи предназначены. На рис. 1.6 изображены типовые зависимости суммарной массы

шуму уменьшению массы и габаритов конструктивных элементов, обеспечивающих требуемую жесткость конструкции данных устройств, их заданную конфигурацию, способность противостоять разрушающему воздействию механических нагрузок: ударов, вибраций, центробежных ускорений и т. п. Одновременно с миниатюризацией мощных реактивных элементов транзисторных преобразователей и элементов их конструкции повышение частоты преобразования электроэнергии вызывает увеличение мощности, выделяемой в мощных полупроводниковых приборах и реактив-

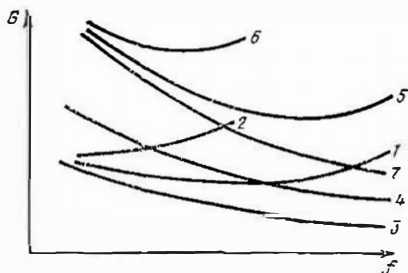


Рис. 1.6. Типовые зависимости массы отдельных элементов и преобразователя в целом от частоты преобразования электроэнергии

полупроводниковых приборов, конструктивных и теплоотводящих элементов транзисторного преобразователя в функции частоты преобразования электроэнергии. Кривые 1—3 характеризуют изменение массы теплоотводящих элементов. Кривая 1 соответствует использованию в транзисторном преобразователе полупроводниковых приборов с высокими коммутационными свойствами (мощные дрейфовые или полевые транзисторы, импульсные диоды с барьером Шотки и т. п.). Уменьшение массы теплоотводящих элементов в области сравнительно низких частот преобразования обусловлено относительной малостью динамических потерь мощности в мощных полупроводниковых приборах и увеличением КПД силового трансформатора с частотой переменного напряжения на его обмотках.

Кривая 2 на рис. 1.6 соответствует случаю использования в том же преобразователе полупроводниковых приборов с худшими, чем в предыдущем случае, коммутационными свойствами. Кривая 3 относится к преобразователю, в котором вся выделяемая тепловая энергия (или ее часть, зависящая от частоты преобразования) передается от тепловыделяющих элементов (например, с помощью тепловых труб) к элементам конструкции питаемой аппаратуры и полностью поглощается ими. В последнем случае предполагается, что конструкция аппаратуры обладает достаточно большой теплоемкостью и выполняет функцию «холодной балки». Кривая 4 на рис. 1.6 характеризует зависимость суммарной массы реактивных элементов преобразователя от частоты преобразования электроэнергии.

Результирующие графики частотных зависимостей массы транзисторного преобразователя обозначены на рис. 1.6 кривыми 5—7. Кривая 5 соответствует использованию в преобразователе полупроводниковых приборов с высокими коммутационными свойствами; кривая 6 — применению полупроводниковых приборов с худшими по отношению к предыдущему случаю коммутационными свойствами; кривая 7 — случаю, когда вся выделяемая в преобразователе тепловая энергия полностью поглощается элементами конструкции аппаратуры без увеличения их массы с частотой преобразования электроэнергии. В последнем случае (кривая 7 на рис. 1.6) оптимальной частоты преобразования принципиально не существует, а масса преобразователя по мере увеличения частоты преобразования монотонно уменьшается.

Для преобразователей, в которых выделяемая тепловая энергия рассеивается с помощью теплоотводящих устройств (радиаторов) с ограниченной теплоемкостью, оптимальная частота преобразования, при которой масса преобразователя будет минимальной, определяется при прочих равных условиях коммутационными (частотными) свойствами используемых элементов. Чем выше эти свойства, тем больше оптимальная частота преобразования и соответственно меньше масса преобразовательного

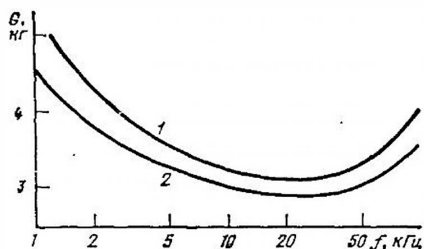


Рис. 1.7. Частотные зависимости суммарной массы высокочастотного преобразователя мощностью 500 Вт при напряжении питания 635 В:

кривая 1 — преобразователь выполнен из трех регулируемых инверторов, работающих синфазно на общий выпрямитель; кривая 2 — преобразователь выполнен по схеме: предварительный импульсный стабилизатор — регулируемый мостовой инвертор — выпрямитель с LC-фильтром

устройства. Именно по этой причине оптимальные частоты преобразования для маломощных и низковольтных преобразователей всегда оказываются существенно более высокими, чем для мощных и высоковольтных.

Аналитическое определение оптимальной частоты преобразования для каждого конкретного преобразовательного устройства, а следовательно, расчет минимальной массы как самого преобразователя, так и системы вторичного электропитания в целом являются весьма сложной, многопараметрической задачей оптимизации. Однако, как показывает опыт разработки современных высокочастотных транзисторных преобразовательных устройств, минимум их массы выражен нерезко, и в сравнительно широком диапазоне частот преобразования, лежащих вблизи оптимального значения, масса данных устройств изменяется практически незначительно. В качестве примера на рис. 1.7 приведены расчетные зависимости массы ранее упоминавшихся высокочастотных преобразователей с бестрансформаторным входом мощностью 500 Вт от частоты преобразования электроэнергии [7] в них. Как видно из приведенных графиков, в диапазоне частот 10—50 кГц масса данных преобразователей весьма слабо зависит от частоты и остается минимальной.

Определение оптимальной частоты преобразования существенно усложняется при питании преобразователя от автономного первичного источника электроэнергии, имеющего ограниченные энергоресурсы, как это имеет место на различных автономных объектах. В данном случае увеличение потребляемой преобразователем мощности из-за уменьшения его КПД с частотой преобразования электроэнергии будет вызывать необходимость соответствующего увеличения массы первичного источника и всей системы вторичного электропитания в целом. Поэтому при определении оптимальной частоты преобразования возникает необходимость учета частотной зависимости КПД преобразовательного устройства совместно с учетом зависимости массы первичного источника электроэнергии от его выходной мощности.

Отсутствие на кривой 7 (см. рис. 1.6) оптимальной частоты преобразования не означает, что рабочая частота преобразователя может быть выбрана произвольно высокой. По мере увеличе-

ния частоты преобразования ухудшаются энергетические характеристики преобразовательного устройства, растет уровень высокочастотных паразитных электромагнитных полей, усложняется размещение на уменьшающемся магнитопроводе силового трансформатора нужного количества рабочих обмоток, возрастает напряжение на каждый из витков обмоток и, как следствие, затрудняется получение требуемых номиналов выходных напряжений, сужается глубина их регулирования в процессе стабилизации, более сложно решаются вопросы обеспечения устойчивости систем автоматического регулирования (стабилизации), начального запуска преобразователей, симметрирования режима работы силового трансформатора в смежных полупериодах работы и т. п.

Частота преобразования и здесь может быть ограничена параметрами элементной базы, имеющейся в распоряжении разработчика преобразовательного устройства, накопленным им опытом практической разработки высокочастотных преобразователей, специфическими требованиями, предъявляемыми к проектируемому преобразователю (например, необходимостью выбора частоты преобразования электроэнергии в устройстве питания телевизионного приемника равной или кратной частоте его генератора строчной развертки).

1.3. ПЕРСПЕКТИВЫ ДАЛЬНЕЙШЕГО ПОВЫШЕНИЯ ЧАСТОТЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Анализ разработок полупроводниковых преобразовательных устройств и обзор литературы по данной тематике дают основание сделать заключение о том, что разработчиками освоено весь диапазон частот преобразования до 50—100 кГц. Для этого диапазона частот ими создан обширный комплекс эффективных схемотехнических решений высокочастотных транзисторных преобразователей, исследованы стационарные и переходные процессы их начального запуска, устойчивость стабилизации выходных напряжений, динамические характеристики и быстрые процессы коммутации полупроводниковых приборов. Большой объем научных исследований выполнен в части оптимизации законов управления мощными транзисторами и регулируемым транзисторными каскадами, оптимизации электромагнитных нагрузок реактивных элементов и преобразователей в целом, инженерного обеспечения электромагнитной совместимости высокочастотных преобразователей с их нагрузкой и питающей сетью. Разработаны методы резервирования высокочастотных преобразовательных каскадов и их элементов, достоверные инженерные методики их расчета, принципы конструирования.

Наиболее употребительными частотами преобразования электроэнергии в современных высокочастотных преобразователях являются: для мощных (от 0,1 до 0,5—1 кВт) низковольтных (до

100 В) преобразователей постоянного напряжения 10—30 кГц; для сетевых высокочастотных преобразователей с бестрансформаторным входом 10—20 кГц при выходной мощности до 0,5—1 кВт; для маломощных (до 100 Вт) низковольтных преобразователей постоянного напряжения 20—100 кГц; для высоковольтных преобразователей постоянного напряжения малой мощности 10—20 кГц.

Известны также случаи практической реализации значительно более высокочастотных полупроводниковых преобразовательных устройств, в которых частота преобразования достигает сотен килогерц — единиц мегагерц [4, 13 и др]. Однако, как правило, выбор столь высоких рабочих частот либо диктовался специфическими требованиями, предъявляемыми к данным конкретным работам, либо носил поисковый характер, цель которого заключалась в оценке возможностей исследуемых преобразователей к дальнейшему повышению частоты преобразования.

Основными факторами, сдерживающими этот процесс, являются рост потерь энергии и мощности, рассеиваемой в полупроводниковых переключающих приборах, усиление влияния технологических разбросов параметров используемых элементов, сужение глубины стабилизации и возрастание фазового сдвига в контуре регулирования стабилизированных преобразователей, изменение магнитных свойств ферромагнитных материалов, применяемых в магнитопроводах силовых трансформаторов и дросселей, изменение параметров конденсаторов сглаживающих фильтров. Особенности работы транзисторных преобразователей при высоких частотах преобразования и физическая сущность каждого из перечисленных выше факторов будут рассмотрены в следующей главе.

В практическом решении проблемы дальнейшего повышения частоты преобразования электроэнергии в транзисторных преобразователях и, как следствие этого, в их дальнейшей миниатюризации важный резерв заложен в переходе от повсеместно используемых в настоящее время мощных биполярных дрейфовых транзисторов и мощных импульсных диодов с $p-n$ переходом соответственно к мощным МДП-транзисторам и мощным диодам с барьером Шотки (диодам Шотки). При этом в обоих случаях вопрос стоит о замене полупроводниковых приборов, в которых механизм переноса тока обусловлен инжекцией не основных носителей в область базы, их накоплением и рассасыванием, полупроводниковыми приборами, в которых механизм инжекции неосновных носителей заряда отсутствует, а ток обусловлен движением только основных носителей.

Существенно меньшая инерционность таких полупроводниковых приборов, их значительно лучшие коммутационные свойства, большое входное сопротивление МДП-транзисторов и малая мощность их управляющих цепей, малое падение напряжения на от-

крытых диодах Шотки — все эти положительные свойства характеризуют МДП-транзисторы и диоды Шотки как более совершенные полупроводниковые ключи и определяют перспективу их использования в высокочастотных полупроводниковых преобразователях.

Сравнительный анализ эффективности полупроводникового ключа на мощном дрейфовом биполярном и мощном МДП-транзисторах для случая индуктивно-активной нагрузки при напряжении питания 30 В и токе нагрузки 7 А выполнен в [8]. Анализ показал, что при прочих равных условиях использование МДП-транзистора вместо биполярного дрейфового дает возможность примерно в 5 раз уменьшить время открывания и закрывания ключа, а суммарную мощность потерь энергии в ключе сократить в 1,5 раза при частотах коммутации 100 и 500 кГц (для случая безынерционного диода, шунтирующего нагрузку). В основу анализа [8] были положены параметры зарубежного мощного МДП-транзистора с максимальным током стока $I_{C\max}=14$ А и максимальным напряжением сток — исток $U_{Cи\max}=200$ В [9].

Обнадеживают также первые результаты исследований высокочастотных преобразователей, выполненных на отечественных мощных МДП-транзисторах [10—12]. Так, для одноконтурного преобразователя постоянного напряжения на транзисторе типа КП904 [10] при напряжении питания 40 В, мощности нагрузки 30 Вт, выходном напряжении 5 В и частоте коммутации 100 кГц КПД составил 63 %. При этом основная доля потерь энергии (14 Вт) приходилась на выпрямительный диод 2Д213А, который в целях повышения экономичности рассматриваемого преобразователя было бы целесообразно заменить диодом Шотки. Потери в мощном МДП-транзисторе составили около 2 Вт, а в конденсаторах выходного сглаживающего фильтра (К50-24) — 1,5 Вт. При аналогичных условиях преобразователь постоянного напряжения, транзисторный инвертор которого выполнен по полумостовой схеме на тех же транзисторах КП904, при напряжении питания 80 В имел КПД 64 % [10].

Замена импульсных диодов с *p-n* переходом диодами Шотки или МДП-транзисторами (которые в данном случае играют роль управляемых диодов) позволит существенно улучшить энергетические показатели высокочастотных преобразовательных устройств. Как показано в [12], для импульсного стабилизатора (см. рис. 1.4,а) при $U_n=30$ В, $U_n=15$ В, $P_n=50$ Вт и частотах коммутации регулирующего транзистора от 200 до 500 кГц КПД равен 90—92 %. При этом суммарные потери в мощном МДП-транзисторе составили 21—30 % общих потерь в стабилизаторе, потери в диоде Шотки — 22—33 %, в дросселе фильтра — 40—20 %, в схеме управления стабилизатора — 15—16 %.

Для одноконтурного преобразователя постоянного напряжения, имеющего два выходных электрически изолированных от первич-

ной питающей сети канала ± 15 В с нестабильностью, выходных напряжений ± 3 % при суммарной мощности нагрузки 25 Вт, питающем напряжении от 19 до 34 В и частоте преобразования 300 кГц, получен КПД 82 % [12]. Преобразователь был выполнен на мощных МДП-транзисторах в гибридном исполнении и имел габариты $45 \times 95 \times 18$ мм.

Область применения мощных МДП-транзисторов и диодов Шоттки быстро расширяется, что обусловлено увеличением объема их производства при одновременном улучшении эксплуатационных характеристик. В настоящее время известны мощные МДП-транзисторы, которые в открытом состоянии при токе 100 А имеют сопротивление 0,02 Ом и способны работать на частотах коммутации до 500 кГц [14]. Разработаны МДП-транзисторы, выдерживающие до 500 В и более и обеспечивающие частоты коммутации до 1 ГГц, и диоды Шоттки с обратными напряжениями до 200 В, временем восстановления обратного сопротивления не более 2 нс и частотой коммутации до 500 кГц [15].

В области электромагнитных элементов и ферромагнитных материалов для высокочастотных полупроводниковых преобразователей напряжения к настоящему времени исследованы характеристики перспективных ферромагнитных материалов до частот перемagnetизации, равных 0,2—1 МГц, и показана принципиальная возможность практической реализации малогабаритных высокочастотных трансформаторов и дросселей фильтров в пределах границ данного частотного диапазона [17—20].

В области конденсаторов сглаживающих фильтров повышение верхней границы частотного диапазона переменной составляющей приложенного напряжения свыше 300—500 кГц позволит повсеместно отказаться от использования низкочастотных электролитических конденсаторов, заменив их малогабаритными высокочастотными керамическими конденсаторами. Тем самым будут обеспечены существенно большая степень миниатюризации средств вторичного электропитания РЭА и значительная экономия остродефицитных материалов (в первую очередь тантала и серебра).

Современное состояние техники вторичного электропитания РЭА и высокочастотных преобразователей электроэнергии, анализ тенденций их развития в стране и за рубежом дают основания для следующих прогнозов в области достижения верхних границ частот преобразования: для низковольтных (до 100 В) преобразователей постоянного напряжения малой мощности (до 100 Вт) 300—500 кГц; для сетевых преобразователей с бестрансформаторным входом и низковольтных преобразователей постоянного напряжения (при выходной мощности от 100 до 500 Вт) 50—100 кГц; для маломощных высоковольтных (единицы — десятки киловольт) преобразователей постоянного напряжения 20—50 кГц.

Практический переход к столь высоким частотам преобразования электроэнергии в полупроводниковых преобразовательных

устройствах создаст предпосылки для дальнейшей миниатюризации средств вторичного электропитания. РЭА, более широкого внедрения прогрессивных технологий ее изготовления, специализации и автоматизации производства.

В связи с переходом к существенно более высоким частотам преобразования электроэнергии высокочастотные полупроводниковые преобразователи и средства вторичного электропитания в будущем будут характеризоваться дальнейшим увеличением степени интеграции функций, выполняемых различными функциональными узлами в специализированных силовых малогабаритных ИС и микросборках. В результате этого резко сократится число комплектующих компонентов, входящих в состав данных устройств, а также число монтажных электрических соединений, вследствие чего повысится их надежность, уменьшится трудоемкость разработки, изготовления и регулировки.

В качестве примера можно сослаться на [26], где отмечено, что американская фирма Siliconix Inc. уже разработала и готова поставлять заказчикам ИС типа RWM125, предназначенные для использования в ИВЭП с частотой преобразования электроэнергии до 600 кГц и стабилизацией выходного напряжения данных устройств по методу широтно-импульсной модуляции.

Многие отечественные и зарубежные исследователи, однако, указывают, что увеличение удельной мощности высокочастотных транзисторных преобразовательных устройств свыше 100—200 Вт/дм³ при существующих схемно-технических решениях и технологиях изготовления часто вызывает неоправданное уменьшение их надежности из-за концентрации в относительно малых объемах больших количеств тепловой энергии и возрастания по этой причине местных перегревов в элементах конструкции и комплектующих изделиях. Поэтому по мере дальнейшей миниатюризации преобразовательных устройств все большее внимание будет уделяться наряду с продолжающимся повышением частоты преобразования электроэнергии и степени интеграции комплектующих элементов в единой конструкции также вопросам всемерного повышения КПД высокочастотных преобразователей посредством выбора оптимальных законов управления мощными полупроводниковыми приборами и оптимальных законов стабилизации выходного напряжения преобразователей, обеспечения достаточного теплового контакта между всеми без исключения комплектующими элементами и корпусом преобразователя, между последним и внешним радиатором для создания допустимых гарантированных тепловых режимов всех элементов. Важными с точки зрения дальнейшего повышения надежности данных устройств являются обеспечение безопасных электрических режимов всех комплектующих элементов и их 100 %-ный входной контроль, позволяющий отсеять потенциально ненадежные элементы с внутренними скрытыми технологическими дефектами, а также защита преобразова-

теля и его элементов от недопустимых перенапряжений, перегрузок, резких бросков температуры окружающей среды и т. п.

По некоторым, наиболее смелым зарубежным прогнозам предстоящее в ближайшее время увеличение частоты преобразования электроэнергии от 100 кГц до 1 МГц и более приведет к уменьшению габаритов и массы электромагнитных элементов в 10 раз, а конденсаторов — в 3 раза, в результате удастся достигнуть удельной мощности транзисторных высокочастотных преобразователей постоянного напряжения, выполненных по традиционным схемам, до 600 Вт/дм³ и более. Речь идет о маломощных и низковольтных преобразовательных устройствах, а в качестве необходимого условия достижения таких результатов выдвигается требование улучшения частотных свойств силовых МДП-транзисторов [27].

С другой стороны, ряд зарубежных фирм рекламирует новые, более перспективные с их точки зрения способы высокочастотного преобразования электроэнергии с помощью транзисторных преобразователей малой мощности. Так, например, фирма Naggis Corp. (США) в рекламных целях сообщает, что ею разрабатываются высокочастотные преобразователи постоянного напряжения, в которых использован резонансный контур, включенный последовательно с нагрузкой, а стабилизация выходного напряжения осуществляется с помощью частотной модуляции [28]. При частотах преобразования до 2,2 МГц КПД преобразователей достигает 90 %, а удельная мощность до 1200 Вт/дм³ при условии интеграции силовых цепей и схемы управления в единой гибридной конструкции. Фирма Vicos Corp. (США) рекламирует, что запатентованный ею способ преобразования постоянного напряжения при частоте 1 МГц, выходном напряжении 5 В и токе нагрузки 15 А обеспечивает удельную мощность преобразователя около 1000 Вт/дм³, а при выходном напряжении 12 В и токе нагрузки 25 А — более 3000 Вт/дм³ [29].

Таким образом, имеются все основания полагать, что усилиями разработчиков силовых полупроводниковых приборов и специализированных мощных ИС, разработчиков высокочастотных транзисторных преобразователей, конструкторов и технологов в ближайшее время удастся существенно улучшить массогабаритные характеристики средств вторичного электропитания РЭА при одновременном обеспечении их высокой надежности и экономичности.

2.1. ВОЗРАСТАНИЕ ПОТЕРЬ ЭНЕРГИИ И ВЫДЕЛЯЕМОЙ
МОЩНОСТИ С РОСТОМ ЧАСТОТЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ.
ХАРАКТЕР КОММУТАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ В ОСНОВНЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ КАСКАДАХ

Как отмечалось выше, одним из факторов, сдерживающих процесс дальнейшего повышения частоты преобразования электроэнергии в полупроводниковых преобразовательных устройствах, является возрастание потерь энергии и мощности, рассеиваемой в полупроводниковых переключающих приборах. Переходные процессы быстрой периодической коммутации токов в мощных цепях полупроводниковых преобразователей неизбежно сопровождаются выделением в переключающих полупроводниковых приборах значительной мгновенной мощности в течение каждого интервала коммутации. Эти процессы характеризуют наиболее тяжелые режимы мощных полупроводниковых приборов в преобразовательных каскадах и уровень паразитных высокочастотных помех, создаваемых ими.

Как мощные переключатели токов полупроводниковые приборы в преобразовательных устройствах попеременно находятся то в открытом, то в закрытом состояниях, быстро переключаясь из одного состояния в другое под действием внешнего сигнала. Процессы их коммутации могут сопровождаться коммутационными перенапряжениями при наличии индуктивностей в коммутируемых цепях или их коммутационными токовыми перегрузками. Причиной таких перегрузок являются инерционные свойства самих полупроводниковых приборов и емкостный характер нагрузки преобразователей.

В качестве примера рассмотрим процессы коммутации полупроводниковых приборов в простейших преобразовательных каскадах. Временные диаграммы, иллюстрирующие характер процессов в полупроводниковом диоде при выпрямлении переменного напряжения прямоугольной формы повышенной частоты, приведены на рис. 2.1. В отличие от хорошо исследованного режима выпрямления переменного напряжения синусоидальной формы низкой частоты, рассматриваемый режим работы выпрямителя связан с сильным проявлением инерционных свойств полупроводниковых диодов и кратковременной потерей их вентильных свойств в моменты смены полярности входного напряжения.

Пусть в исходный момент $t=0$ в однополупериодном выпрямителе (рис. 2.1,а) скачком установилась положительная полярность входного напряжения (рис. 2.1,б). В силу инерционности

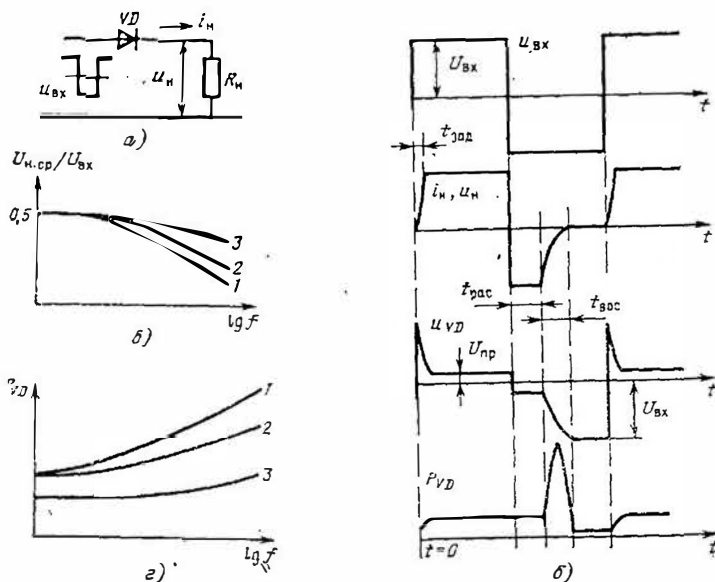


Рис. 2.1. Однополупериодный выпрямитель (а) и временные диаграммы, иллюстрирующие режим выпрямления переменного напряжения прямоугольной формы повышенной частоты (б); частотные зависимости среднего выпрямленного напряжения (в) и мощности, рассеиваемой в виде тепла в выпрямителе (г); кривая 1 — мощные низкочастотные выпрямительные диоды; кривая 2 — мощные импульсные диоды; 3 — диоды с барьером Шотки

диффузионного движения носителей заряда в базовой области диода ток через него начинает нарастать не мгновенно, а спустя некоторое время задержки, необходимое носителям заряда для прохождения всей толщи базовой области диода. В течение времени задержки $t_{зад}$ к диоду приложено значительное напряжение прямой полярности.

По мере нарастания тока через диод до значения тока нагрузки напряжение на нем уменьшается до величины $U_{пр}$. Диод будет находиться в открытом состоянии до момента, когда полярность входного напряжения изменится на обратную. Из-за инерционности движения носителей заряда в области базы диода их объемный заряд мгновенно исчезнуть не может. Поэтому при смене полярности выпрямляемого напряжения через диод начинает протекать значительный обратный ток, обусловленный рассасыванием избыточных носителей заряда под действием обратного напряжения. При этом диод кратковременно теряет свои вентиляльные свойства, а затем (после окончания процесса рассасывания) напряжение на диоде возрастает до значения $U_{вх}$. Интервал времени $t_{вос}$, в течение которого обратный ток через диод уменьша-

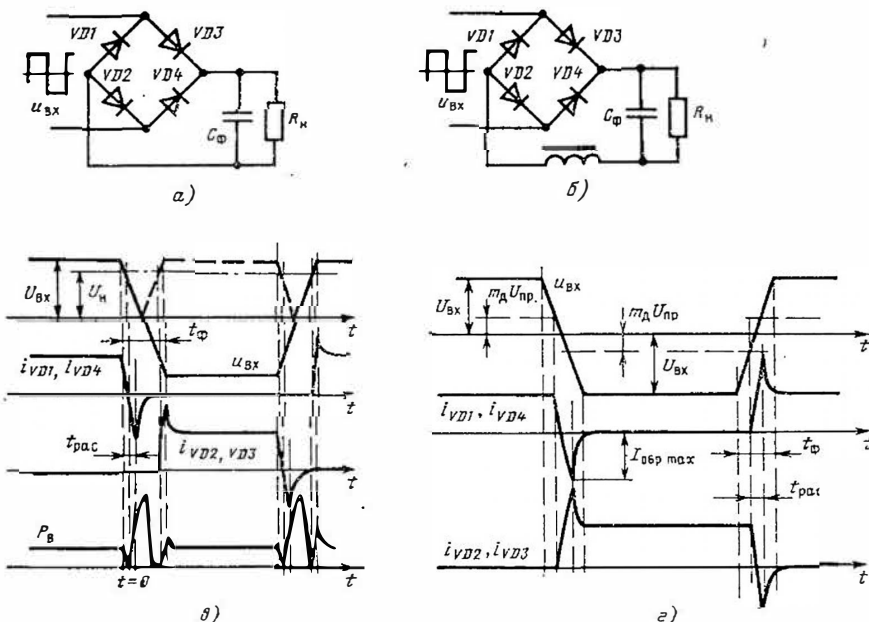


Рис. 2.2. Мостовой двухполупериодный выпрямитель с фильтрами С-типа (а) и LC-типа (б); временные диаграммы, иллюстрирующие режим выпрямления переменного напряжения прямоугольной формы повышенной частоты при емкостном фильтре (в) и фильтре LC-типа (г)

ется, стремясь к установившемуся значению обратного теплового тока диода, получил название интервала восстановления обратного сопротивления диода. На этом интервале (рис. 2.1,б) в полупроводниковом диоде выделяется наибольшая мгновенная мощность.

По мере увеличения частоты переменного напряжения на входе выпрямителя увеличивается частота коммутаций выпрямительного диода, что приводит к уменьшению среднего значения выпрямленного тока и напряжения (рис. 2.1,в) и увеличению потерь мощности в диоде (рис. 2.1,г). Зависимость указанных параметров выпрямителя от частоты преобразования будет тем сильнее, чем хуже импульсные свойства используемых диодов. Как показывают исследования и практика разработки высокочастотных полупроводниковых преобразовательных устройств, инерционные свойства обычных мощных выпрямительных диодов при выпрямлении переменного напряжения прямоугольной формы начинают заметно ухудшать характеристики выпрямителей уже при частотах выше 1—5 кГц, инерционные свойства мощных импульсных диодов — выше 20—50 кГц, диодов Шотки — выше 200—300 кГц.

В двухполупериодных выпрямителях (рис. 2.2, а, б) при выпрямлении переменного напряжения прямоугольной формы с длительностью фронтов t_f увеличение частоты входного напряжения также приводит к соответствующему возрастанию потерь энергии, увеличению мощности, рассеиваемой в элементах выпрямителей, и, как следствие этого, к уменьшению их КПД. Временные диаграммы, иллюстрирующие такой режим, приведены на рис. 2.2, в, г.

Пусть в исходный момент $t=0$ (рис. 2.2, в) напряжение на входе выпрямителя $u_{вх}$, а следовательно, и ток открытых диодов i_{VD1} и i_{VD4} начали уменьшаться. Ток i_{VD1} и i_{VD4} проходят через нулевое значение, а затем изменяют полярность на обратную после того, как входное напряжение сравняется с напряжением U_H на конденсаторе сглаживающего фильтра C_F и сопротивлении нагрузки R_H .

По истечении времени $t_{рас}$ рассасывание избыточных носителей в базовых областях закрывающихся диодов $VD1$ и $VD4$ заканчивается и наступает этап восстановления их обратных сопротивлений, ток через диоды резко уменьшается. Длительность интервала рассасывания, амплитуда обратного тока через диоды выпрямителя, длительность интервала восстановления их обратного сопротивления и мгновенная мощность, рассеиваемая на полупроводниковых диодах в этом интервал, зависят от инерционных свойств используемых диодов и скорости изменения тока, протекающего через них в интервале рассасывания $t_{рас}$. После того как изменившее свою полярность входное напряжение вновь сравняется с напряжением на нагрузке U_H , открываются очередные диоды выпрямителя ($VD2$ и $VD3$), через которые происходит подзаряд конденсатора фильтра C_F .

Для линейного закона изменения полярности входного напряжения $u_{вх}=U_{вх}(1-2t/t_f)$, где t_f — длительность фронта, длительность интервала рассасывания $t_{рас}$ может быть определена с помощью графика на рис. 2.3, а, а амплитудное значение обратного тока через диоды — вычислено по формуле

$$(I_{обр\ max}/U_{вх})R_H=1-(2U_{вх}/m_d U_{пр})(t_{рас}/t_f), \quad (2.1)$$

где m_d — число одновременно открытых диодов в каждом плече выпрямителя; $U_{пр}$ — падение напряжения на открытом диоде.

Мощность, рассеиваемая в выпрямителе с емкостным сглаживающим фильтром (см. рис. 2.2, а), определяется выражением

$$P_B=m_d U_{пр} I_{д.эфф}+2m_d U_{вх} I_{обр\ max} \tau_d K_d, \quad (2.2)$$

где $I_{д.эфф}$ — эффективный ток через диоды; f — частота выпрямляемого напряжения прямоугольной формы; τ_d — эффективное время жизни носителей заряда в базовой области диода (параметр, характеризующий инерционные свойства); $K_d=$

$= (0,1-0,3) \tau_d / t_{\phi}$ — коэффициент динамических потерь мощности на коммутацию диодов выпрямителя. Первый член в правой части (2.2) учитывает потери энергии в открытых диодах выпрямителя (потери в закрытых диодах пренебрегаем ввиду их малости) и представляет собой статические потери, практически слабо зависящие от частоты выпрямляемого напряжения. Второй член в (2.2) учитывает потери в диодах в интервале восстановления их обратного сопротивления и представляет собой динамические потери на коммутацию диодов, пропорциональные частоте коммутации, т. е. частоте входного переменного напряжения прямоугольной формы.

С учетом (2.2) КПД выпрямителя

$$\eta_v = 1 / \{ 1 + [(m_d U_{\text{пр}} I_{\text{д.эфф}} / P_H) + (2m_d I_{\text{обр max}} / I_H) \tau_d K_d f] \}, \quad (2.3)$$

где P_H , I_H — мощность и ток нагрузки выпрямителя.

Из (2.3) очевидно, что с увеличением частоты выпрямляемого напряжения КПД выпрямителя будет уменьшаться из-за увеличения динамических потерь энергии на коммутацию полупроводниковых диодов (и некоторого увеличения $I_{\text{д.эфф}}$). Такая зависимость (рис. 2.3,б) будет тем более резкой, чем хуже инерционные свойства используемых диодов, т. е. чем больше τ_d .

При работе выпрямителя на нагрузку, включенную после сглаживающего фильтра LC-типа (см. рис. 2.2,б), ток открытых ди-

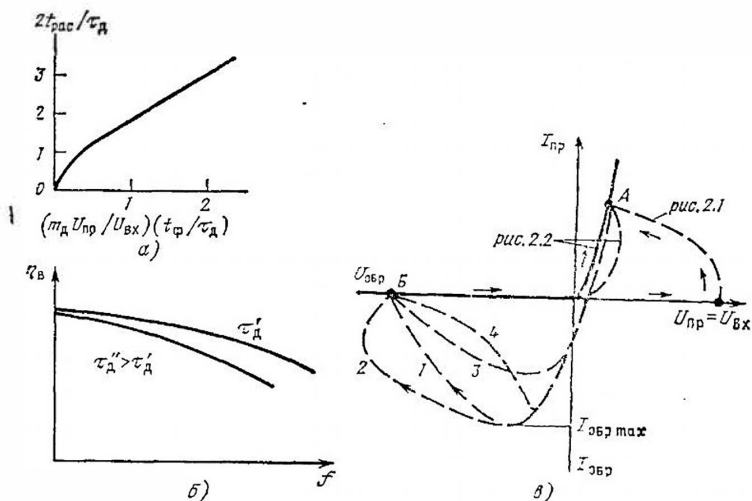


Рис. 2.3. Зависимость значений $t_{\text{рас}}/\tau_d$ в функции $m_d U_{\text{пр}} t_{\phi} / U_{\text{вх}} \tau_d$ (а); типовые частотные зависимости КПД выпрямителя (б) и динамические траектории движения рабочей точки, характеризующие режимы коммутации выпрямительных диодов (в)

дов сохраняется практически неизменным в течение рабочего полупериода, вплоть до момента смены полярности входного напряжения (см. рис. 2.2,з). В интервалах рассасывания избыточных носителей заряда в базовых областях закрываемых диодов выпрямителя, которые наступают в моменты смены полярности входного напряжения, все диоды выпрямителя оказываются одновременно открытыми. Кратковременный режим короткого замыкания на выходе источника переменного напряжения прямоугольной формы может явиться причиной коммутационных перегрузок как элементов этого источника, так и самих выпрямительных диодов.

Из рассмотрения характера процессов коммутации полупроводниковых диодов в выпрямителях при входном напряжении прямоугольной формы становится очевидным, что для оценки их качества статические вольт-амперные характеристики диодов (приводимые в справочниках на полупроводниковые приборы) не подходят. В качестве иллюстрации сказанного на рис. 2.3,в приведены статическая вольт-амперная характеристика диода (сплошная линия) и динамические траектории (ДТ) рабочей точки, характеризующие соотношение между мгновенными значениями тока через диод и приложенного к нему напряжения в любой произвольно выбранный момент переходного процесса коммутации (штриховые линии). Точки *A* и *B* на рис. 2.3,в характеризуют соответственно открытое и закрытое состояния диода, стрелками показано направление перемещения рабочей точки в процессе коммутации. Траектория, отмеченная цифрой 1, соответствует идеализированному случаю, когда индуктивность в цепи диода отсутствует; ДТ, отмеченная цифрой 2, учитывает наличие такой индуктивности.

При уменьшении скорости изменения переменного напряжения на входе выпрямителя или уменьшении эффективного времени жизни избыточных носителей заряда в области базы диода (в обоих случаях уменьшается отношение τ_d/t_ϕ) коммутационные перегрузки диодов и мгновенная мощность, рассеиваемая на них, уменьшаются (см. ДТ, отмеченную цифрой 3 на рис. 2.3,в). Последней цели можно также достичь включением реактивных *RC*-цепей параллельно диодам выпрямителя (ДТ, отмеченная цифрой 4 на рис. 2.3,в).

Временные диаграммы, иллюстрирующие характер коммутационных процессов в наиболее распространенной на практике схеме импульсного стабилизатора (см. рис. 1.4,а), приведены на рис. 2.4. Пусть в исходный момент $t=0$ на выходе модулятора (см. рис. 1.4,а) появился сигнал U_m и через регулирующий транзистор VT_p начал протекать ток. В том случае, когда к этому моменту ток в дросселе фильтра L_ϕ не упал до нулевого значения (режим непрерывного тока в дросселе), открывание VT_p происходит в режиме короткого замыкания его нагрузки открытым диодом VD . Так как за относительно малое время коммутации ток в

дросселе практически не изменяется, ток через диод

$$i_d = I_{др \min} - i_k, \quad (2.4)$$

где $I_{др \min}$ — минимальный ток в дросселе в момент открывания VT_p ; i_k — ток коллектора VT_p .

Уменьшение и последующая смена направления протекания тока i_d приводят к рассасыванию избыточных носителей в базе VD . По истечении времени $t_{р.д}$ процесс рассасывания заканчивается и диод VD переходит в режим восстановления его обратного сопротивления. Токи через VT_p и VD резко уменьшаются, диод

VD закрывается и на входе сглаживающего фильтра появляется напряжение u_ϕ , практически равное напряжению питания U_n . После окончания импульса U_m происходит рассасывание избыточных носителей в регулирующем транзисторе, по окончании которого (интервал $t_{р.т}$) начинаются уменьшение тока через транзистор и соответствующее ему увеличение тока через вновь открывшийся диод VD . При закрытом VT_p напряжение на входе фильтра равно нулю и ток в дросселе уменьшается. С приходом очередного импульса U_m процессы коммутации VT_p и VD повторяются.

Строгий математический анализ коммутационных процессов даже в столь простой схеме (см. рис. 1.4,а) чрезвычайно сложен и выполнен только для следующей комбинации используемых полупроводниковых приборов: мощного биполярного транзистора VT_p и диода с широкой базой VD .

Результаты расчетов приведены на рас. 2.5, а—в, где приняты следующие обозначения: τ_B — постоянная времени нарастания тока базы VT_p (i_B) до номинального значения $I_{Бном}$; $i_B = I_{Бном}(1 - e^{-t/\tau_B})$; τ_t и $h_{21э}$ — постоянная времени и коэффициент передачи по току транзистора VT_p в режиме его короткого замыкания ($\tau_t \approx \tau_H$); τ_d — эффективное время жизни избыточных носителей заряда в базовой области VD .

Как видно из приведенных результатов, коммутационные перегрузки регулирующего транзистора VT_p и соответственно диода VD уменьшаются при уменьшении отношения τ_d/τ_t и уменьшении скорости нарастания тока базы VT_p в интервале его открывания,

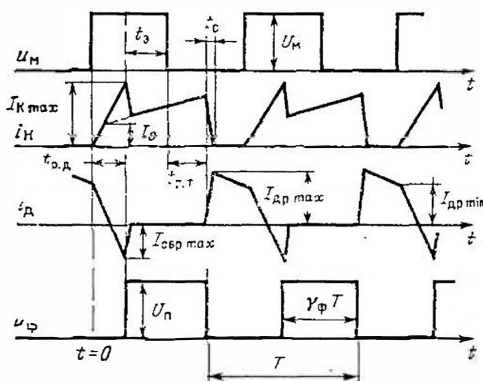


Рис. 2.4. Временные диаграммы, иллюстрирующие характер коммутационных процессов в схеме импульсного стабилизатора (см. рис. 1.4,а)

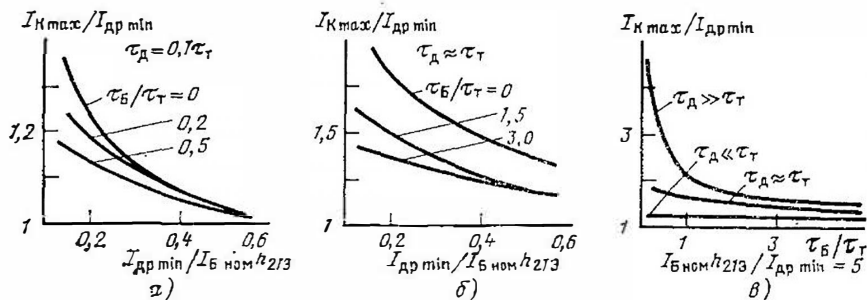


Рис. 2.5. Результаты математического анализа коммутационных процессов в схеме импульсного стабилизатора постоянного напряжения (см. рис. 1.4,а) при использовании мощного биполярного транзистора и диода с широкой базой

т. е. при увеличении отношения τ_B/τ_T . Физически это означает, что для уменьшения коммутационных перегрузок полупроводниковых приборов в импульсных стабилизаторах постоянного напряжения инерционность используемого диода VD должна быть всегда значительно меньшей, чем инерционность используемого транзистора VT_p . Последнюю можно искусственно увеличить посредством уменьшения скорости нарастания тока базы VT_p . Данная закономерность справедлива для любых комбинаций полупроводниковых приборов в рассмотренной схеме (см. рис. 1.4,а) и других применяемых на практике схемах импульсных стабилизаторов постоянного напряжения.

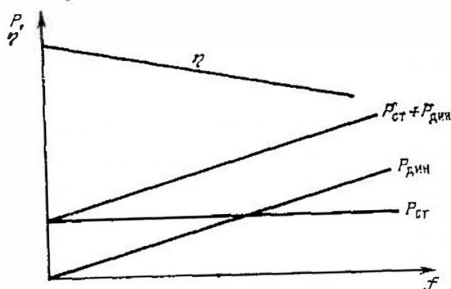
Мощность, рассеиваемая мощными элементами стабилизатора, складывается (рис. 2.6) из суммы статических потерь в открытом транзисторе $VT_p (P_{VTст})$ и диоде $VD (P_{VDст})$, к которым следует отнести также активные потери в обмотке дросселя фильтра P_Φ и динамических потерь в транзисторе $P_{VTдин}$ и диоде $P_{VDдин}$ в интервалах их коммутации. Последние возрастают с частотой преобразования и являются основной причиной заметного уменьшения КПД стабилизатора при высоких частотах:

$$\eta_c = 1 / \{1 + [(P_{ст} + P_{дин}) / P_n]\}, \quad (2.5)$$

где $P_{ст} = P_{VTст} + P_{VDст} + P_\Phi$ — сумма статических потерь мощности; $P_{дин} = P_{VTдин} + P_{VDдин} = F(f)$ — сумма динамических потерь мощности; P_n — мощность нагрузки стабилизатора.

Наиболее существенный вклад в динамические потери вносят: интервал рассасывания избыточных носителей в области базы диода VD , когда к транзистору VT_p приложено полное напряжение питания, а его ток нарастает до значения $I_{K max} = I_{др min} + I_{обр max}$; интервал восстановления обратного сопротивления диода VD , когда в нем выделяется наибольшая мгновенная мощность; интервал закрывания мощного транзистора VT_p . На пос-

Рис. 2.6. Типовые энергетические характеристики импульсного стабилизатора как функция частоты преобразования электроэнергии



леднем интервале к транзистору VT_p вновь приложено полное напряжение питания U_n , а его ток падает от $I_{др\ max} = I_{др\ min} + \gamma_\phi T U_n / L_\phi$ (где γ_ϕ — относительная длительность открытого состояния транзистора VT_p ; T — длительность периода работы стабилизатора; L_ϕ — индуктивность дросселя сглаживающего фильтра) до нуля.

Динамические траектории рабочей точки, характеризующие соотношения между мгновенными значениями протекающих токов и приложенных напряжений в переходных процессах коммутации, изображены для регулирующего транзистора на рис. 2.7, а, для диода VD — на рис. 2.7, б. Участок $A - A'$ ДТ соответствует открытому состоянию каждого из полупроводниковых приборов, точки B — закрытому.

Характер процессов в мощной цепи импульсного стабилизатора постоянного напряжения при использовании в его схеме МДП-транзистора и диода Шотки в целом аналогичен рассмотренному выше, однако скорость коммутации токов в данном случае будет значительно большей (рис. 2.8). Пусть, начиная с момента t_0 , когда в стабилизаторе закрыт VT_p и открыт VD , управляющий сигнал $u_{упр}$ стал уменьшаться, а затем изменил свою полярность. В течение интервала $t'_{зад}$ происходит перезаряд емкости между затвором (З) и истоком (И) VT_p и при достижении напряжением $U_{зи}$ напряжения отсечки U_0 через VT_p начинает протекать ток i_c . Быстрое увеличение этого тока сопровождается соответствующим уменьшением тока через диод VD , последующей сменой его направления и рассасыванием избыточных носителей заряда в области базы VD . После окончания процесса рассасывания ($t_{p,д}$) происходит восстановление обратного сопротивления VD , резкий спад тока i_d до нуля и тока i_c до $I_{др\ min}$. В результате разряда емкости между стоком (С) и истоком (И) VT_p напряжение на нем сравнительно медленно уменьшается вплоть до значения, соответствующего переходу VT_p в полностью открытое состояние (омическую область). При открытом VT_p и закрытом VD ток в дросселе фильтра, увеличиваясь по линейному закону, достигает значения $I_{др\ max}$.

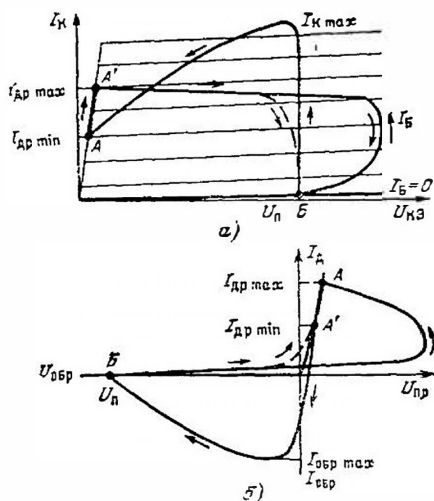


Рис. 2.7. Динамические траектории движения рабочей точки, характеризующие режимы коммутации мощного транзистора (а) и диода (б) в импульсном стабилизаторе

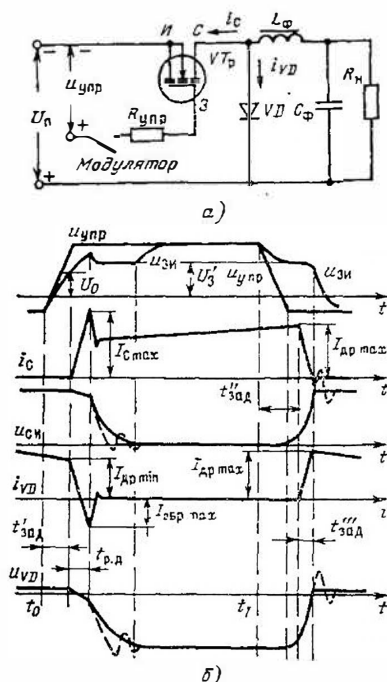


Рис. 2.8. Силовая часть импульсного стабилизатора с МДП-транзистором и диодом Шоттки (а) и временные диаграммы, иллюстрирующие процессы коммутации полупроводниковых приборов (б)

Очередной процесс коммутации (закрывание VT_p и открывание VD) начинается в момент t_1 уменьшения сигнала управления. В результате разряда входной емкости VT_p напряжение между его затвором и истоком уменьшается до значения U'_3 , после чего VT_p переходит в активную область работы. Спустя некоторое время задержки $t''_{3ад}$ (рис. 2.8,б), в течение которого происходит медленное увеличение напряжения $U_{си}$ ток стока VT_p начинает резко уменьшаться, а напряжение сток — исток резко возрастать. Происходят открывание диода VD и постепенное уменьшение тока в дросселе фильтра до значения $I_{др min}$.

Большая скорость коммутации тока в силовой цепи импульсного стабилизатора на МДП-транзисторе, достигающая $(0,2—0,5) \cdot 10^9$ А/с и более, приводит к сильному возрастанию влияния паразитных индуктивностей монтажа силовой части стабилизатора. Это влияние выражается в появлении перенапряжений на VT_p и VD (штриховая линия) и высокочастотных паразитных колебаний при коммутации полупроводниковых приборов, в умень-

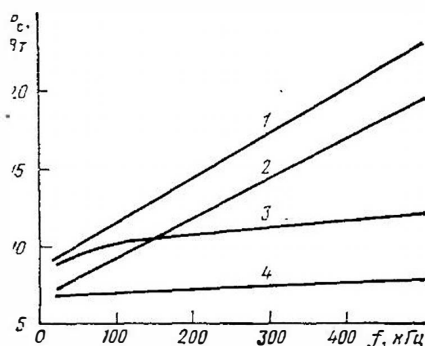


Рис. 2.9. Типовые частотные зависимости рассеиваемой в стабилизаторе мощности

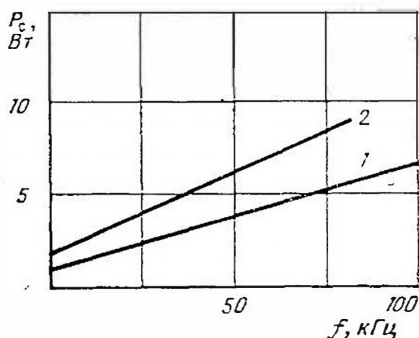


Рис. 2.10. Экспериментальные частотные зависимости мощности, рассеиваемой в элементах стабилизатора

шении скорости изменения токов i_c и i_d и искажении фронтов импульсов напряжений $U_{си}$ и U_{VD} . Так, при напряжении питания $U_n=30$ В даже ничтожная паразитная индуктивность в силовой цепи, равная 1 кГ, в 10 и более раз уменьшает скорость изменения токов i_c и i_d по сравнению с идеализированным случаем и играет по существу роль дополнительного паразитного дросселя в силовой цепи стабилизатора.

Увеличение частоты преобразования приводит к более частым коммутациям полупроводниковых приборов и, как следствие этого, к увеличению мощности, рассеиваемой на них в виде тепла. На рис. 2.9 приведены расчетные графики, иллюстрирующие зависимость мощности, рассеиваемой в одном и том же стабилизаторе, от частоты преобразования при $U_n=30$ В и $I_n=7$ А [8]. Кривая 1 соответствует типичной комбинации полупроводниковых приборов: мощного дрейфового биполярного транзистора и сравнительно инерционного ($t_{вос}=50$ нс) диода VD; кривая 2 — мощного МДП-транзистора и того же инерционного диода; кривая 3 — биполярного дрейфового транзистора и безынерционного диода; кривая 4 — мощного МДП-транзистора и безынерционного диода. Приведенные графики подтверждают, что по мере повышения частоты преобразования мощность, рассеиваемая в виде тепла в элементах импульсного стабилизатора, возрастает. Начиная с частоты 20—100 кГц и выше, преимущества от использования мощных МДП-транзисторов и безынерционных диодов Шотки (или МДП-транзисторов вместо диодов Шотки) становятся очевидными.

На рис. 2.10 приведены экспериментальные зависимости мощности, рассеиваемой в виде тепла в силовых элементах стабилизатора при $U_n=270$ В, $I_n=1$ А, от частоты преобразования [22]. Кривая 1 соответствует использованию в стабилизаторе МДП-

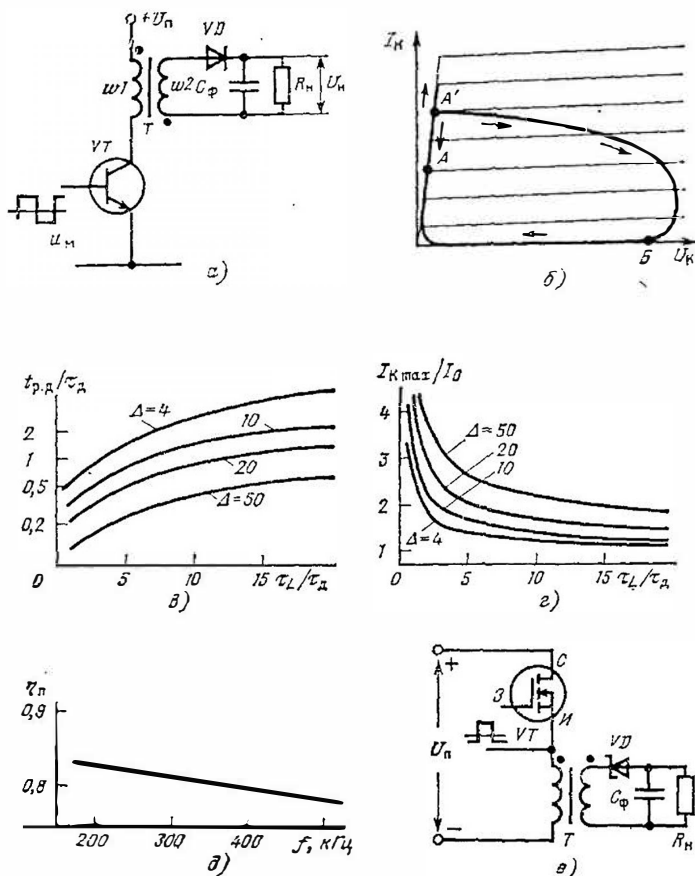


Рис. 2.11. Силовая часть однократного высокочастотного преобразователя постоянного напряжения (а) и динамическая траектория рабочей точки, характеризующая режим коммутации транзистора (б), результаты математического анализа процессов коммутации (в, г), типовая частотная зависимость КПД однократного преобразователя (д), силовая часть однократного преобразователя на МДП-транзисторе и диоде Шоттки (е)

транзистора, кривая 2 — биполярного транзистора; в обоих случаях в качестве диода VD использовался импульсный диод типа КД213Б.

Для простейшей схемы однократного высокочастотного преобразователя постоянного напряжения (рис. 2.11,а), обеспечивающего гальваническую развязку (электрическую изоляцию) нагрузки от источника питающего напряжения, характер протекающих процессов практически полностью идентичен характеру рассмотренных процессов в простейшей схеме импульсного стабилизатора

(см. рис. 1.4,а) и так же иллюстрируется временными диаграммами, изображенными на рис. 2.4. Однако здесь скорость изменения токов в силовом контуре коммутации в моменты открывания мощного транзистора VT и закрывания выпрямительного диода VD в значительной степени определяется индуктивностями рассеяния обмоток силового трансформатора, которые при этом играют роль дополнительных паразитных дросселей, включенных в контур коммутации последовательно с VT и VD [23]:

$$\begin{cases} i_K \approx I_0 (1 + \Delta) (1 - e^{-t/\tau_L}); \\ i_D \approx -(I_0/K_T) [\Delta - (1 + \Delta) e^{-t/\tau_L}], \end{cases} \quad (2.6)$$

где I_0 — ток в индуктивности намагничивания T в момент подачи открывающего сигнала на вход VT , приведенный к первичной обмотке; $\Delta = E_n K_T / I_0 R_n$; $E_n = U_n K_T + U_n$; $R_n = r_1 K_T^2 + r_2$; r_1, r_2 — сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора; $K_T = \omega_2 / \omega_1$ — коэффициент трансформации; $\tau_L = (L_{s2} + L_{s1} K_T^2) / R_n$; L_{s1} и L_{s2} — индуктивности рассеяния обмоток трансформатора.

На интервале рассасывания ($t_{p.d}$) избыточных носителей заряда в области базы VD и нарастания тока через транзистор VT напряжение на нем практически отсутствует из-за влияния индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора. Поэтому по сравнению с ранее рассмотренным случаем импульсного стабилизатора (см. рис. 1.4,а) в данном преобразователе во много раз уменьшаются мгновенные мощности, выделяемые на VT во время его открывания, коммутационные перегрузки VT и существенно снижаются динамические потери энергии на коммутацию полупроводниковых приборов. Для регулирующего транзистора ДТ (рис. 2.11,б) существенно улучшается по сравнению с ДТ, изображенной на рис. 2.7,а.

Математический анализ процессов рассасывания, выполненный в [23] применительно к импульсному диоду с широкой базой и $p-n$ переходом, дал результаты, приведенные в виде графиков на рис. 2.11,в,г. Так как на всем интервале рассасывания $t_{p.d}$ транзистор VT открыт и насыщен, а его ток весьма медленно во времени нарастает от нулевого значения до $I_{K \max}$, динамическими потерями энергии на его открывание ($I_{K \max} / I_0 \leq 1,5-2$) можно пренебречь ввиду их относительной малости, учитывая их как составную часть статических потерь.

Основными составляющими динамических потерь энергии в однопотактном преобразователе постоянного напряжения (рис. 2.11,а), увеличивающимися по мере возрастания частоты преобразования, являются потери при закрывании транзистора VT и потери в магнитопроводе силового трансформатора. Потерями в диоде VD в интервале восстановления его обратного сопротивления можно пренебрегать ввиду относительно небольшого коммутационного

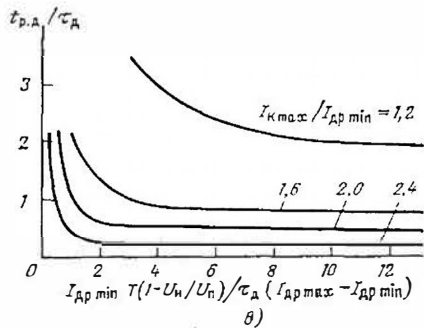
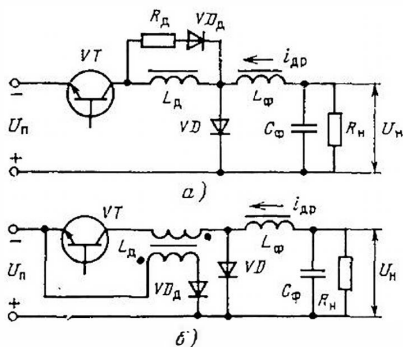


Рис. 2.12. Силовая часть импульсного стабилизатора постоянного напряжения с однообмоточным (а) и двухобмоточным (б) дросселями в коллекторной цепи мощного биполярного транзистора; результаты математического анализа процессов коммутации (в)

выброса обратного тока через диод, который может быть при необходимости уменьшен посредством увеличения постоянной времени τ_L , т. е. увеличения индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора T . Для уменьшения динамических потерь в магнитопроводе трансформатора его рекомендуется выполнять из высокочастотных ферритов, Мо-пермаллоя или аморфных металлических сплавов.

Характер зависимости потерь энергии и мощности, рассеиваемой в виде тепла в силовых элементах преобразователя (рис. 2.11,а), иллюстрирован графиком на рис. 2.11,д, который показывает зависимость КПД преобразователя от его рабочей частоты. График соответствует преобразователю (рис. 2.11,е) мощностью 25 Вт, выполненному на МОП-транзисторе и двух параллельно соединенных диодах Шоттки, при $U_{\text{н}} = U_{\text{н}} = 15$ В. В качестве магнитопровода силового трансформатора использован сердечник $K20 \times 12 \times 6$ из феррита марки 2000НМ1, имеющий воздушный зазор 0,5 мм. В выходном сглаживающем фильтре использованы конденсаторы типа К73-17 суммарной емкостью 4,4 мкФ [12].

Положительная реакция индуктивности рассеяния обмоток трансформатора, вызывающая уменьшение коммутационных перегрузок мощного транзистора и выпрямительного диода, существенное уменьшение мощности, рассеиваемой в полупроводниковых приборах, увеличение КПД преобразователя и позволяющая в связи с этим существенно повысить частоту преобразования, используется и в импульсных стабилизаторах постоянного напряжения (рис. 2.12). В приведенных схемах стабилизаторов в контур коммутации полупроводниковых приборов включены либо однообмоточный дроссель с индуктивностью $L_{\text{д}}$, шунтированный рези-

стором R_d и диодом VD_d (рис. 2.12,а) либо двухобмоточный дроссель (рис. 2.12,б), через вторичную обмотку которого избыточная энергия, накопленная в дросселе в интервале $t_{p.d}$, возвращается в источник питания через диод VD_d . В схеме, изображенной на рис. 2.12,а, эта энергия рассеивается в виде тепла в резисторе R_d и диоде VD_d .

Требуемая индуктивность дросселя L_d может быть вычислена с помощью формулы

$$L_d \geq U_n t_{p.d} / I_{K \max}, \quad (2.7)$$

а сопротивление резистора R_d (рис. 2.12,а)

$$R_d \geq (2-3) L_d / t_{п \min}, \quad (2.8)$$

где $I_{K \max}$ — заданный допустимый коммутационный ток через мощный транзистор VT ; $t_{п \min}$ — минимальная длительность открытого состояния диода VD при минимальном питающем напряжении. Значение $t_{p.d}$ определяется с помощью графиков, приведенных на рис. 2.12,в. Данные графики получены при использовании в стабилизаторе высокочастотного мощного диода с $p-n$ переходом и широкой базой.

Коэффициент полезного действия стабилизатора (рис. 2.12,а) может быть вычислен по (2.5). При этом сумму динамических потерь, пропорциональных частоте преобразования, составят динамические потери в мощном транзисторе: $P_{VT \text{дин}} \approx 0,5 (U_n + R_d I_{др \max}) I_{др \max} f t_{сп}$ ($t_{сп}$ — время спада тока транзистора VT до нулевого значения), динамические потери в резисторе R_d : $P_R \approx \approx 0,5 j L_d [I_{др \max}^2 - (I_{K \max} - I_{др \min})^2]$ и динамические потери в магнитопроводах L_Φ и L_d . Последней составляющей динамических потерь, равно как и динамическими потерями в диоде VD , обычно пренебрегают ввиду их малости по отношению к остальным составляющим потерь. Для стабилизатора (рис. 2.12,б) основную долю динамических потерь составляют динамические потери в мощном транзисторе VT .

Для двухтактных высокочастотных преобразователей напряжения — однофазных транзисторных инверторов (рис. 2.13) с выходным напряжением прямоугольной формы, динамическая составляющая потерь мощности, рассеиваемой в их элементах, возрастающая с частотой преобразования

$$P_{\text{дин}} \approx P_M + n_T (P_{VT \text{дин}} + P_{у. \text{дин}}), \quad (2.9)$$

где P_M — потери в магнитопроводе силового трансформатора; $P_{VT \text{дин}}$ и $P_{у. \text{дин}}$ — динамические (коммутационные) потери в каждом мощном транзисторе инвертора и цепи его управления (обычно $P_{у. \text{дин}} \ll P_{VT \text{дин}}$), n_T — число транзисторов в инверторе. При наличии в схеме инвертора дополнительных цепей, формирующих оптимальную ДТ мощных транзисторов и обеспечивающих ее безусловное расположение в области безопасной работы, в (2.9) не-

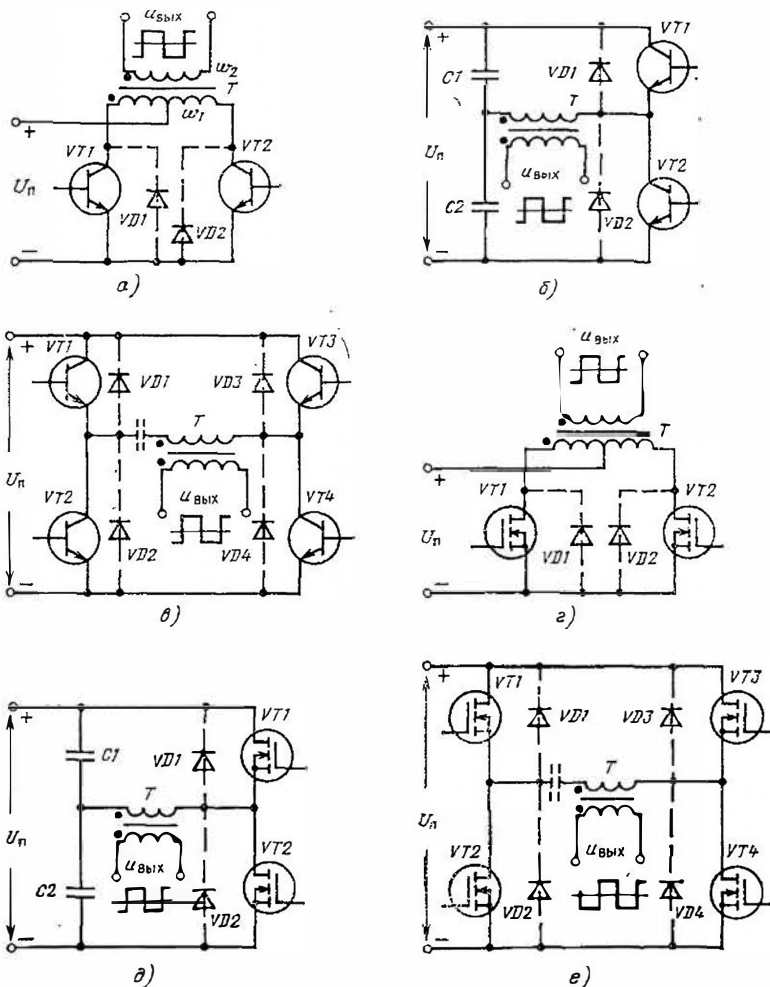


Рис. 2.13. Силовая часть высокочастотных однофазных транзисторных инверторов

обходимо включить составляющую, учитывающую динамические потери в упомянутых цепях.

Потери в магнитопроводе силового трансформатора зависят от характеристик используемых ферромагнитных материалов, частоты перемагничивания f , равной частоте преобразования электроэнергии, мощности трансформатора, рабочей индукции в магнитопроводе B_m :

$$P_m = p_{уд} G_m, \quad (2.10)$$

Таблица 2.1

Значения параметров, определяющих удельные потери в ферромагнитных материалах

Материал магнитопровода	Э-350 (толщина ленты 0,08 мм)	50 НП (толщина ленты 0,05 мм)	М2000 НМ-А		М2000 НМ1-17		М3000НМ-А	М6000НМ-1		М10000НМ-1
Диапазон частот, кГц	0,4—20	0,4—20	0,4—100	100—1000	0,4—100	100—1000	0,4—200	20—50	50—100	0,4—100
p^* , Вт/кг	22 ± 2	14 ± 2	32 ± 7	13 ± 3	63 ± 10	25 ± 4	48 ± 6	11 ± 2	35 ± 8	$5,2 \pm 1$
α_m	1,3	1,3	1,2	1,4	1,2	1,4	1,2	1,35	1,6	1,64
β_m	1,65	1,5	2,4	2,4	2,85	2,35	2,76	2,69	2,6	2,1
k_m , град $^{-1}$	—	—	$+0,004$	$+0,004$	$+0,004$	$+0,004$	—	$+0,008$	$+0,008$	—

где $p_{уд}$ — удельные потери в ферромагнитном материале магнитопровода; G_m — его масса. Значение $p_{уд}$ для прямоугольной формы напряжения на обмотках трансформатора, характерной для транзисторных инверторов, может быть вычислено по формуле

$$p_{уд} \approx p^* f^{\alpha_m} B_m^{\beta_m} (1 + k_m t^0), \quad (2.11)$$

в которую следует подставить параметры, приведенные в табл. 2.1 [19]. Значения частоты f , подставляемые в (2.11), должны быть в килогерцах, рабочей индукции B_m в теслах, температуры магнитопровода t^0 в градусах. С ростом частоты перемагничивания материала магнитопровода значение $p_{уд}$ возрастает, а масса G_m при неизменной мощности трансформатора уменьшается. В целом же выбором рационального типа ферромагнитного материала можно для заданного диапазона рабочих частот обеспечить достаточно высокое значение и слабую зависимость КПД трансформатора от частоты переменного напряжения на его первичной обмотке.

Основной составляющей динамических потерь в инверторах, определяющей степень их возрастания в функции частоты преобразования электроэнергии, являются динамические потери в мощных транзисторах. Многочисленными исследованиями процессов коммутации мощных биполярных транзисторов в высокочастотных инверторах показано, что в первом приближении

$$P_{VTдин} \approx P_{VTдин}^{(вкл)} + P_{VTдин}^{(выкл)}, \quad (2.12)$$

где $P_{VTдин}^{(вкл)}$ и $P_{VTдин}^{(выкл)}$ — соответственно средняя за период работы мощность, рассеиваемая в транзисторе при открывании и закры-

ваний:

$$P_{VTдин}^{(вкл)} \approx |I'_K| U_{KЭ} \tau_T |K'_d|; \quad (2.13)$$

$$P_{VTдин}^{(выкл)} \approx |I''_K| U_{KЭ} \tau_T |K''_d|, \quad (2.14)$$

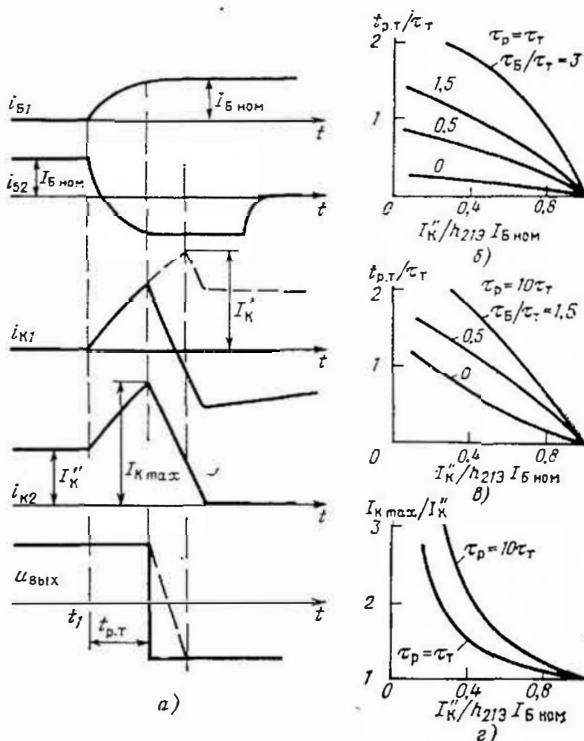
где I'_K , I''_K — токи через коллектор транзистора в моменты, непосредственно соответствующие окончанию процесса открывания и началу процесса закрывания; $U_{KЭ}$ — напряжение коллектор-эмиттер закрытого транзистора; τ_T — эквивалентная постоянная времени транзистора, учитывающая его инерционные свойства как некоторого эквивалентного инерционного звена с передаточной функцией $W_T(s) = h_{21э}/(s\tau_T + 1)$; K'_d и K''_d — коэффициенты динамических потерь, которые при прочих равных условиях характеризуют относительные динамические потери соответственно при открывании и закрывании транзистора вне зависимости от напряжения питания инвертора, тока нагрузки, частоты преобразования и типа используемых транзисторов. Коэффициенты K'_d и K''_d учитывают особенности схемотехнического исполнения инвертора, законы изменения управляющих сигналов, специфику характера нагрузки инвертора.

Эквивалентная постоянная времени τ_T является совокупной характеристикой инерционных свойств транзистора. Она должна учитывать кроме инерционности физических процессов накопления, перемещения и рассасывания избыточных носителей заряда непосредственно в базовой области транзистора также влияние емкостей его p - n переходов (в первую очередь — коллекторного), накопление и рассасывание носителей в объеме коллекторной области. По мере увеличения быстродействия собственно транзистора посредством увеличения скорости протекания физических процессов в его базовой области влияние упомянутых факторов на характер коммутационных процессов и динамические потери возрастает.

Для МДП-транзисторов инерционность в значительной степени определяется емкостью перехода затвор — исток ($C_{зи}$), которая вместе с суммарным сопротивлением (R_y) резистора в цепи затвора и внутренним сопротивлением источника управляющего сигнала образует интегрирующее звено с постоянной времени $\tau_y = R_y C_{зи}$. Как отмечено в [24], типовые значения времени переключения реальных МДП-транзисторов составляют 2—10 нс, в то время как этот же параметр при условии мгновенного заряда емкости $C_{зи}$ (или при ее отсутствии) должен был бы составить 50—200 пс. Заметное влияние на характер коммутационных процессов и инерционность МДП-транзисторов оказывают также емкости переходов затвор — сток, сток — исток. В общем виде (2.12) — (2.14) могут быть использованы и для приближенной оценки динамических потерь в МДП-транзисторе высокочастотного транзисторного инвертора.

Рис. 2.14. Временные диаграммы (а), иллюстрирующие характер коммутационных процессов в схемах высокочастотных инверторов с внешним возбуждением, выполненных на мощных биполярных транзисторах; аналитические зависимости в функции

$I_K''/h_{213}I_{B\text{ ном}}$ значений $t_{p,T}/\tau_T$ при $\tau_p = \tau_T$ (б) при $\tau_p = 10\tau_T$ (в) и значений $I_{K\text{ max}}/I_K''$ (г)



Инерционность используемых в инверторах транзисторов (как биполярных, так и МДП-типа) может явиться причиной их коммутационных перегрузок, появления так называемых «сквозных» токов, имеющих импульсный характер и потребляемых от источника питания, значительного увеличения потребляемого тока, мощности, рассеиваемой в виде тепла на мощных транзисторах, и уменьшения КПД инвертора. При этом возможности многих классических схем транзисторных инверторов к повышению частоты преобразования оказываются неудовлетворительными и их использование при высоких частотах преобразования становится нецелесообразным. Проиллюстрируем сказанное на примере классических нерегулируемых транзисторных инверторов, когда на вход их мощных транзисторов подаются прямоугольные сигналы с длительностью, равной половине периода рабочей частоты. Временные диаграммы, иллюстрирующие характер коммутационных процессов для инвертора на биполярных транзисторах (рис. 2.13, а — в), приведены на рис. 2.14, 2.15, для инвертора на МДП-транзисторах — на рис. 2.16. В обоих случаях предполагается отсутствие дополнительных цепей, формирующих оптимальную ДТ мощных транзисторов.

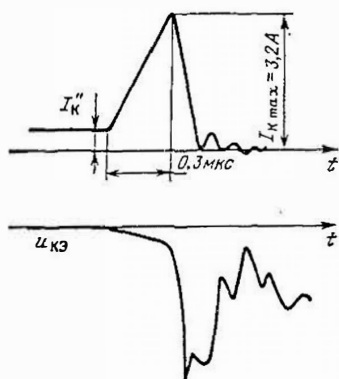


Рис. 2.15. Типовые экспериментальные осциллограммы тока коллектора биполярного деифового транзистора и напряжения на его коллекторе в схеме инвертора с внешним возбуждением

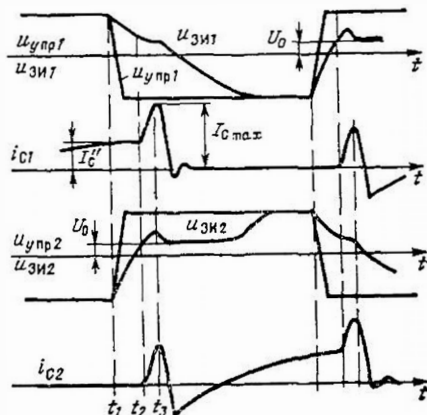


Рис. 2.16. Временные диаграммы, иллюстрирующие характер процессов коммутации МДП-транзисторов в высокочастотных инверторах

Пусть, начиная с исходного момента t_1 (рис. 2.14,а) под воздействием изменившегося полярности внешнего управляющего сигнала началось нарастание тока базы i_{B1} ранее закрытого транзистора $VT1$ и уменьшение тока базы i_{B2} открытого транзистора $VT2$. Так как в течение сравнительно короткого интервала рассасывания $t_{р.т}$ избыточных носителей в области базы (и коллектора) $VT2$ ток нагрузки инвертора при неизменном выходном напряжении измениться не может, увеличение тока i_{K1} в цепи коллектора открываемого транзистора $VT1$ вызовет адекватное увеличение коллекторного тока закрываемого транзистора $i'_{K2} = I'_{K2} + i_{K1}$. В момент окончания рассасывания i_{K2} достигнет своего максимального значения $I_{K\max}$, после чего начнет уменьшаться до нуля.

При индуктивном (индуктивно-активном) характере нагрузки инвертора выход $VT2$ из режима насыщения соответствует скачкообразной смене полярности напряжений на обмотках трансформатора, мгновенному насыщению $VT1$, уменьшению и последующей смене полярности его коллекторного тока (сплошные линии на рис. 2.14,а). Протекание инверсных токов через коллекторы транзисторов в моменты их открывания является характерным для любых типов инверторов при индуктивной нагрузке и вызвано возвратом в источник питания реактивной энергии, накопленной в нагрузке. Для того чтобы обеспечить протекание инверсных токов, транзисторы обычно шунтируются обратными диодами, которые показаны на рис. 2.13 штриховыми линиями. При активной

нагрузке инвертора после окончания процессов рассасывания все мощные транзисторы (открывающиеся и закрывающиеся) оказываются в режиме активного усиления и участвуют в формировании фронтов переменного напряжения (штриховые линии на рис. 2.14,а).

На рис. 2.14,б — г приведены результаты выполненного авторами анализа процессов коммутации силовых биполярных транзисторов в классическом инверторе. При анализе принималось допущение о том, что токи базы открываемого и закрываемого транзисторов во время коммутации изменяются по экспоненциальным законам с одинаковой постоянной времени τ_b . Такой закон изменения базовых токов является характерным для инверторов рассматриваемого класса, и принятое допущение позволяет оценить влияние скорости изменения управляющих воздействий на коммутационные перегрузки мощных транзисторов. Анализ проводился при допущении равенства коэффициентов передачи токов базы $h_{21э}$ у транзисторов инвертора для двух наиболее типичных случаев: $\tau_p = \tau_t$ и $\tau_p = 10\tau_t$ (где τ_p — постоянная времени рассасывания избыточных носителей заряда). Первый случай характерен для низкочастотных и низковольтных транзисторов, второй — для высокочастотных и высоковольтных транзисторов. Приведенные на рис. 2.14,г графики показывают, что коммутационные перегрузки мощных транзисторов могут в несколько раз превышать их коллекторные токи в стационарном режиме работы, при этом выделяемая в транзисторах мощность оказывается соответственно в несколько раз больше по сравнению со случаем идеализированных, безынерционных транзисторов.

На рис. 2.15 показаны типичные осциллограммы тока коллектора и напряжения на коллекторе мощного дрейфового биполярного транзистора при его закрывании, снятые в экспериментальном макете классического инвертора с внешним возбуждением [25]. Условия эксперимента: выходная мощность инвертора 6 Вт, напряжение питания 20 В, частота преобразования 200 кГц; в качестве мощных транзисторов использовались оба транзистора одной и той же микросхемы К286, ток базы транзисторов в режиме насыщения 0,1 А.

Значительные коммутационные перегрузки силовых транзисторов ($I_{K\max}/I_K''=7$), импульсный характер потребляемого от источника питания тока, являющийся следствием таких перегрузок, обусловили низкую экономичность исследуемого инвертора — его потери холостого хода составили 10 Вт, динамические потери в транзисторах — 5,4 Вт. Устранение коммутационных перегрузок, вызванных инерционностью используемых транзисторов, путем введения в схему инвертора дополнительных цепей положительной обратной связи (ПОС) со вспомогательных обмоток трансформатора позволило при той же потребляемой мощности увеличить мощность нагрузки инвертора до 13—14 Вт (вместо 6 Вт) при од-

новременном уменьшении потерь холостого хода с 10 до 2,6 Вт и уменьшении динамических потерь в силовых транзисторах примерно в 60—65 раз. Вопросы улучшения характера коммутационных процессов для уменьшения коммутационных перегрузок мощных транзисторов и уменьшения мощности, выделяемой в них при коммутациях, будут подробно рассмотрены в гл. 3 настоящей книги.

Рассмотрим временные диаграммы, приведенные на рис. 2.16 и иллюстрирующие процессы переключения МДП-транзисторов в инверторных схемах (см. рис. 2.13,г — е) при управлении внешними сигналами простейшей прямоугольной формы $u_{уп1}$ и $u_{уп2}$ с длительностью, равной половине периода рабочей частоты. Пусть в исходный момент t_1 началось изменение входных сигналов, приводящее к переключению транзисторов $VT1$ и $VT2$ и очередной смене полярности выходного напряжения инвертора. В последующий момент происходит перезаряд емкостей $C_{вх1} = C_{зс1} + C_{зи1}$ и $C_{вх2} = C_{зс2} + C_{зи2}$ (где $C_{зс}$ — емкость затвор — сток $C_{зи}$ — емкость затвор — исток) открытого и закрытого транзисторов. При этом напряжение на емкости сток — исток открытого транзистора $VT1$ поддерживается практически равным нулю, а неизменное напряжение на емкости сток — исток закрытого транзистора $VT2$ равно $2U_n$ для схемы, изображенной на рис. 2.13,г, и U_n для схем, изображенных на рис. 2.13,д, е. Зависимость емкости $C_{зс}$ от приложенного к ней напряжения обуславливает разную скорость перезаряда $C_{вх1}$ и $C_{вх2}$ при прочих равных условиях.

В момент t_2 сменившееся знак напряжение на входе $VT2$ достигает напряжений отсечки и через транзистор нарастает ток $i_{с2}$. Так как за короткое время коммутации ток нагрузки измениться практически не успевает, увеличение тока $i_{с2}$ приводит к соответствующему увеличению тока $i_{с1}$ через открытый транзистор $VT1$. В момент t_3 уменьшающееся напряжение на входе транзистора $VT1$ достигло значения, при котором последний выходит в активную область работы, после чего ток $i_{с1}$ быстро спадает до нуля, а ток $i_{с2}$ изменяет полярность на обратную.

При использовании МДП-транзисторов обратные диоды, показанные штриховыми линиями на рис. 2.13,г — е, могут не потребоваться даже при индуктивно-активной нагрузке. Как показано в [24], при относительно небольших скоростях изменения напряжения на транзисторах инвертора роль этих диодов могут играть паразитные биполярные $n-p-n$ транзисторы, всегда имеющиеся внутри полупроводниковых структур МДП-транзисторов (рис. 2.17). При большой скорости нарастания напряжения сток — исток этот паразитный транзистор может открываться, что приведет к нарушению нормальной работы схемы и выходу транзистора из строя.

Для двухзвенных высокочастотных преобразователей постоянного напряжения (рис. 2.18), как и для рассмотренных выше преобразовательных устройств, переходные процессы периодической

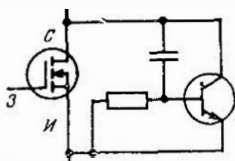


Рис. 2.17. Эквивалент полупроводниковой структуры МДП-транзистора

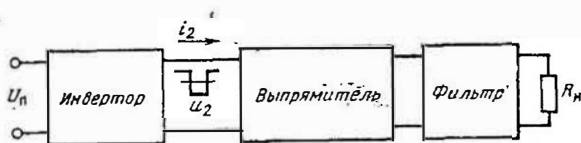


Рис. 2.18. Функциональная схема двухзвенных высокочастотных преобразователей постоянного напряжения

коммутации транзисторов в инверторе и диодов в выпрямителе также сопровождаются выделением в них значительной мгновенной мощности. По мере увеличения частоты преобразования частота коммутации полупроводниковых приборов также увеличивается, в результате увеличивается мощность, рассеиваемая в виде тепла в элементах преобразователей, и уменьшается их КПД. Ввиду относительно небольшой мощности инвертора в двухзвенных преобразователях постоянного напряжения обратная реакция на него со стороны выпрямителя существенным образом определяет характер быстрых коммутационных процессов, что обуславливает необходимость исследования таких преобразователей как единой электромагнитной системы.

Коэффициент полезного действия двухзвенного преобразователя постоянного напряжения в общем виде равен

$$\eta_{\text{п}} \approx P_{\text{н}} / \left[\frac{P_{\text{н}} + 2m_{\text{д}}P_{\text{д}} + P'_{\text{ф}}}{\eta_{\text{тр}}} + 2m_{\text{т}}P_{\text{т}} + P'_{\text{ф}} + P_{\text{упр}} \right], \quad (2.15)$$

где $P_{\text{н}}$ — мощность нагрузки; $m_{\text{д}}$ и $m_{\text{т}}$ — полное число диодов и транзисторов в каждом плече соответственно выпрямителя и инвертора; $P_{\text{ф}}$ и $P_{\text{упр}}$ — мощность, теряемая в элементах входного ($P_{\text{ф}}$) и выходного ($P'_{\text{ф}}$) фильтров и цепях управления инвертора; $\eta_{\text{тр}}$ — КПД инверторного трансформатора; $P_{\text{д}}$ и $P_{\text{т}}$ — мощность, рассеиваемая на каждом диоде выпрямителя и транзисторе инвертора. Параметрами, зависящими от частоты преобразования, являются $P_{\text{д}}$, $P_{\text{т}}$, $\eta_{\text{тр}}$ и $P_{\text{ф}}$ (в первом приближении можно не учитывать частотную зависимость $P_{\text{упр}}$, хотя она принципиально существует). Как уже было отмечено выше, для ориентировочной оценки КПД преобразователя в функции частоты преобразования можно не учитывать частотную зависимость $\eta_{\text{тр}}$.

Динамическую составляющую потерь мощности в каждом из силовых транзисторов инвертора по-прежнему в общем виде можно характеризовать выражениями (2.12) — (2.14). Динамическую составляющую потерь мощности в каждом из выпрямительных диодов по аналогии с (2.2) можно записать в виде

$$P_{\text{ВДдин}} \approx U_{\text{н}} I_{\text{обр}} \max \tau_{\text{д}} f K_{\text{д}}^{(\text{в})}. \quad (2.16)$$

Коэффициенты динамических потерь K_d' , K_d'' и $K_d^{(в)}$, входящие в (2.13), (2.14) и (2.16), в каждом конкретном случае зависят от характера коммутационных процессов в схеме двухзвенного преобразователя и определяются принципом действия и конфигурацией силовой схемы инвертора, законом управления его силовыми транзисторами, типом сглаживающего фильтра. Однако независимо от специфики конкретного двухзвенного преобразователя постоянного напряжения основной причиной возрастания потерь энергии, увеличения мощности, рассеиваемой в элементах преобразователя, уменьшения его КПД с частотой преобразования по-прежнему остается инерционность используемых полупроводниковых приборов. Именно эта инерционность в подавляющем большинстве практических применений ограничивает верхнюю границу рабочего диапазона частот и сдерживает тенденцию дальнейшего повышения частоты преобразования как одного из основных и наиболее эффективных направлений комплексной миниатюризации современных средств вторичного электропитания РЭА. Относительно двухзвенных преобразователей постоянного напряжения отметим, что специфика выходного выпрямителя как нелинейной нагрузки инвертора и его влияние на характер коммутационных процессов в преобразовательном устройстве начинают проявляться в момент выхода ранее открытого транзистора инвертора из режима насыщения. Так как в течение предшествующего интервала выходное напряжение инвертора по амплитуде было неизменным, выпрямитель с фильтром был эквивалентен активной нагрузке.

Для выявления общих особенностей работы двухзвенных преобразователей постоянного напряжения при высоких частотах преобразования рассмотрим работу на выпрямитель простейшего транзисторного регулируемого инвертора. Выше были рассмотрены процессы коммутации в его схеме для случаев индуктивной и активной нагрузок.

Временные диаграммы, иллюстрирующие характер коммутационных процессов при работе рассматриваемого инвертора на выпрямитель с емкостным фильтром, изображены на рис. 2.19. На первом интервале t_1-t_2 , как и для случая индуктивной или активной нагрузки, под действием внешнего сигнала происходят нарастание тока коллектора i_{K2} ранее закрытого транзистора $VT2$ и соответствующее ему увеличение тока коллектора i_{K1} ранее открытого транзистора $VT1$. Данный интервал заканчивается в момент окончания процесса рассасывания избыточных носителей в области базы (и коллектора) $VT1$, после чего напряжение на выходе инвертора начинает уменьшаться. Ток через открытый диод выпрямителя i_{VD1} при этом также уменьшается до нуля, а затем изменяет свое направление. На интервале рассасывания носителей в базовой области закрываемого диода t_2-t_3 напряжения на обмотках инверторного трансформатора и коллекторах мощных

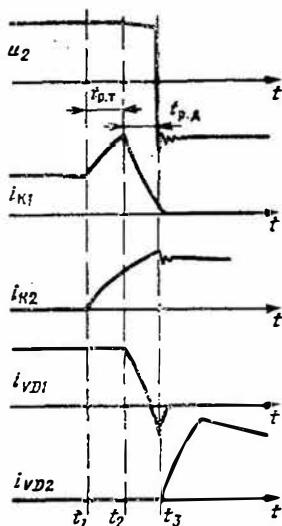


Рис. 2.19. Временные диаграммы, иллюстрирующие характер коммутационных процессов в двухзвенных преобразователях постоянного напряжения с емкостным фильтром на выходе

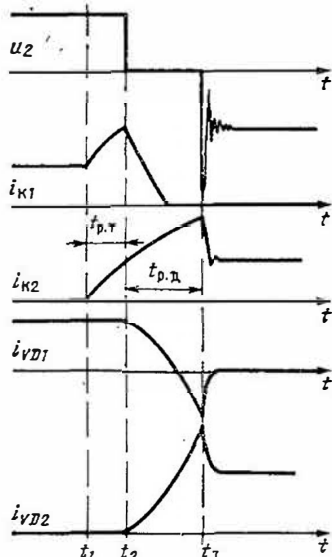


Рис. 2.20. Временные диаграммы, иллюстрирующие характер коммутационных процессов в двухзвенных преобразователях постоянного напряжения с фильтром LC-типа на выходе

транзисторов изменяются незначительно, так как до окончания этого процесса напряжение на выходе инвертора поддерживается конденсатором фильтра через открытый выпрямительный диод. В момент окончания процесса рассасывания носителей в базе закрываемого диода напряжения на обмотках инверторного трансформатора резко изменяют свою полярность, открывается ранее закрытый диод выпрямителя, через который энергия с выхода инвертора поступает в нагрузку и конденсатор фильтра.

При работе того же инвертора с внешним возбуждением на выпрямитель с фильтром LC-типа (рис. 2.20) процесс рассасывания избыточных носителей в базовой области закрываемых диодов выпрямителя сопровождается нарастанием тока через открывающиеся диоды. Выпрямитель при этом создаст режим короткого замыкания на выходе инвертора, и выходное напряжение последнего поддерживается равным нулю. После окончания процессов рассасывания и закрывания соответствующих диодов выпрямителя (t_3) на выходе инвертора появляется напряжение противоположной полярности, которое из-за наличия паразитных индуктивностей и емкостей обмоток силового трансформатора и монтажа имеет быстро затухающий колебательный характер. Режим кратковременного короткого замыкания на выходе инверто-

ра, повторяющийся дважды в течение каждого рабочего периода, может явиться причиной дополнительных коммутационных перегрузок мощных полупроводниковых приборов, повышенных значений мощности, рассеиваемой в них в виде тепла, уменьшения КПД преобразователя и существенного ухудшения частотных возможностей того или иного преобразовательного устройства. В случаях использования инверторов с самовозбуждением, работающих в режиме устойчивых автоколебаний, реакция выходного выпрямителя с LC -фильтром может вызвать срыв автоколебаний и переход инвертора в режим прерывистых автоколебаний с длительностью паузы в кривой переменного напряжения, равной одному или нескольким периодам рабочей частоты.

Даже краткое рассмотрение характера коммутационных процессов в некоторых основных схемах высокочастотных преобразовательных каскадов показывает, что основной причиной коммутационных перегрузок мощных полупроводниковых приборов, значительных потерь энергии на их коммутацию, снижения КПД преобразователей с ростом частоты преобразования электроэнергии являются инерционные свойства используемых в них силовых транзисторов и диодов. Именно поэтому использование в современных высокочастотных преобразовательных устройствах малоинерционных полупроводниковых приборов (в первую очередь мощных диодов Шоттки и МДП-транзисторов, диодов с узкой базой и быстродействующих биполярных транзисторов) должно рассматриваться в качестве основополагающего принципа дальнейшего повышения верхней границы диапазона реализуемых частот преобразования — наиболее эффективного средства комплексной миниатюризации средств вторичного электропитания РЭА.

2.2. ВЛИЯНИЕ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ РАЗБРОСОВ ПАРАМЕТРОВ ИСПОЛЪЗУЕМЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

Наряду с возрастанием потерь энергии в полупроводниковых преобразователях и выделяемой в них мощности в результате более частых коммутаций полупроводниковых приборов повышение частоты преобразования приводит также к изменению соотношения между длительностями коммутационных и рабочих электромагнитных процессов, связанных с обменом электроэнергией между источником питания и нагрузкой. С повышением частоты преобразования относительная (по отношению к длительности рабочего периода) длительность коммутационных процессов увеличивается при соответствующем уменьшении относительной длительности рабочих электромагнитных процессов. Таким образом, повышение частоты преобразования вызывает уменьшение длительности именно тех процессов, которые определяются конфигурацией силовой схемы преобразователя и характерны для использования в нем идеальных ключевых элементов, мгновенно переключающихся из открытого состояния в закрытое и обратно. На интервалах электромагнитных процессов каждый из мощных полупроводниковых

приборов находится в стационарном (открытом либо закрытом) состоянии, а его электрические режимы полностью определяются статическими вольт-амперными характеристиками. Технологические разбросы параметров используемых полупроводниковых приборов при этом сказываются незначительно на характере протекающих в схеме сравнительно медленных электромагнитных процессов. По существу речь идет только о разбросах значений прямых падений напряжения на открытых диодах и транзисторах, влияние которых может быть существенным только в низковольтных цепях преобразователей, напряжения в которых (меньше 1—2 В) соизмеримы со значениями прямых падений напряжений на открытых полупроводниковых приборах.

С возрастанием относительной длительности коммутационных процессов происходит усиление влияния технологических разбросов параметров используемых полупроводниковых приборов, в первую очередь параметров, характеризующих их инерционные свойства. Увеличивается и существенно изменяется от образца к образцу потребляемая преобразователем мощность, изменяются уровень и спектральный состав пульсаций выходного напряжения, а также уровень и частота излучаемых высокочастотных помех, уменьшается и изменяется от образца к образцу КПД преобразователя. В инверторах с самовозбуждением, преобразователях постоянного напряжения, выполненных на их основе, в двухпозиционных стабилизаторах постоянного напряжения и регулируемых преобразователях релейного типа частота преобразования за счет интервалов рассасывания может существенно уменьшаться, изменяясь от одного образца преобразователя к другому.

В стабилизированных преобразователях с широтно-импульсной модуляцией, где частота преобразования задана внешним задающим генератором, инерционные свойства используемых полупроводниковых приборов обуславливают появление в контуре регулирования дополнительного запаздывания (подробнее это явление будет рассмотрено в § 2.3). С повышением частоты преобразования из-за технологических разбросов параметров используемых полупроводниковых приборов характер переходных процессов стабилизации и динамические параметры стабилизированных преобразователей: динамическая неустойчивость выходных параметров, амплитуды всплесков и провалов выходного напряжения, время установления переходных процессов и частота колебаний — в значительной степени могут изменяться от одного образца преобразователя к другому. В инверторах с внешним возбуждением и преобразователях постоянного напряжения, выполненных на их основе, при повышенных частотах преобразования технологические разбросы параметров используемых полупроводниковых приборов затрудняют формирование управляющих воздействий сложной формы, исключаящих режимы «сквозных» токов через мощные транзисторы.

Для всех двухтактных схем высокочастотных полупроводниковых преобразовательных каскадов технологические разбросы параметров используемых элементов по мере увеличения частоты преобразования электроэнергии приводят к увеличению несимметрии схем в обоих смежных полупериодах их работы. Следствием такой несимметрии являются появление и увеличение с частотой преобразования постоянной составляющей токов в обмотках силовых трансформаторов, вызывающих постоянное подмагничивание их магнитопроводов. Такое подмагничивание может существенно изменить режим работы силового трансформатора

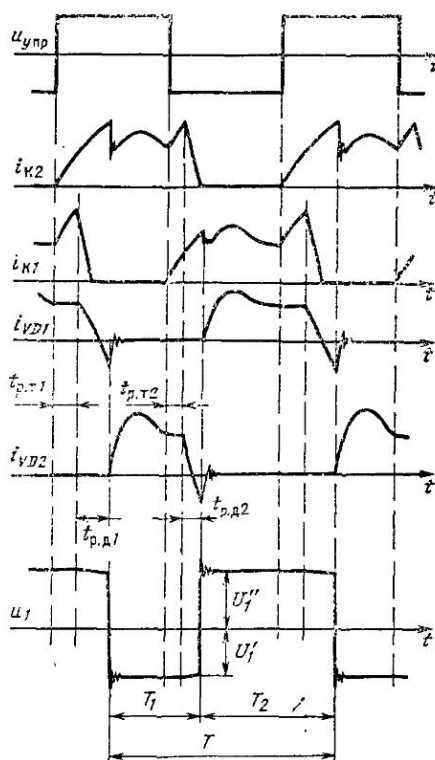


Рис. 2.21. Несимметрия двухтактных преобразователей постоянного напряжения в обоих смежных полупериодах их работы

отрицательной полярностей u_1 является следствием разных падений напряжения на открытых транзисторах в обоих плечах инвертора, а разная длительность смежных полупериодов напряжения u_1 обусловлена различием в длительностях интервалов электромагнитных и коммутационных процессов. Если пренебречь весьма малым уменьшением напряжения u_1 на интервалах $t_{p.d1}$ и $t_{p.d2}$, то постоянная составляющая напряжения на первичной обмотке трансформатора U_{10} будет определяться выражением

$$U_{10} = \frac{1}{T} \int_0^T u_1 dt \approx \frac{1}{T} [U_1'' T_2 - U_1' T_1], \quad (2.17)$$

где $U_1' = U_n - m_T U_{K \text{ нас max}}$; $U_1'' = U_n - m_T U_{K \text{ нас min}}$; m_T — число одновременно открытых транзисторов в инверторе; $U_{K \text{ нас max}}$ и $U_{K \text{ нас min}}$ — соответственно максимальное и минимальное напряжения на каждом из открытых мощных транзисторов; $T_1 = \frac{T}{2} (1 - \Delta T/T)$; $T_2 = \frac{T}{2} (1 + \Delta T/T)$; ΔT — максимально воз-

при высоких частотах преобразования, привести к появлению дополнительных коммутационных перегрузок мощных транзисторов, увеличению рассеиваемой на них мощности и уменьшению КПД преобразователя в целом.

Учитывая важность обеспечения надежности работы высокочастотных преобразователей и сложность устранения постоянного подмагничивания магнитопровода силового трансформатора, рассмотрим более подробно характер влияния на число подмагничивающих ампервитков технологических разбросов параметров используемых элементов. На рис. 2.21 приведены временные диаграммы, иллюстрирующие характер процессов в двухзвенных преобразователях постоянного напряжения (см. рис. 2.18), выполненных на основе классического инвертора с внешним возбуждением, для случая его работы на выпрямитель с емкостным сглаживающим фильтром.

Как показано на рис. 2.21, из-за технологических разбросов параметров мощных транзисторов и выпрямительных диодов напряжение на первичной обмотке трансформатора u_1 в смежных полупериодах работы преобразователя становится несимметричным. Разная амплитуда импульсов положительной и

можный разброс длительностей смежных полупериодов; T — длительность рабочего периода.

При очень низких напряжениях на обмотках силового трансформатора, соизмеримых с прямым напряжением на открытых выпрямительных диодах, необходимо учитывать уменьшение u_1 на интервалах $t_{p.д1}$ и $t_{p.д2}$. Тогда (2.17) существенно усложняется за счет появления в нем параметра, характеризующего максимально возможный разброс значений прямых напряжений на открытых выпрямительных диодах. В соответствии с (2.17) максимальное число подмагничивающих ампер-витков составляет

$$H_0 l_{cp} = (U_n w_1 / r_1) [m_T (\Delta U_{K \text{ нас}} / U_n) + \Delta T / T], \quad (2.18)$$

где w_1 и r_1 — число витков и сопротивление первичной обмотки трансформатора; H_0 и l_{cp} — напряженность магнитного поля в магнитопроводе силового трансформатора, соответствующая подмагничивающим ампер-виткам постоянного тока, и средняя длина магнитной силовой линии в магнитопроводе трансформатора; $\Delta U_{K \text{ нас}} = 0,5 (U_{K \text{ нас max}} - U_{K \text{ нас min}})$ — максимально возможный технологический разброс падений напряжений на каждом из насыщенных мощных транзисторов при протекании через них тока нагрузки.

При использовании инверторов с выводом нулевой точки первичной обмотки силового трансформатора (см. рис. 2.13, а, з) под r_1 и w_1 , входящими в (2.18), следует понимать сопротивление и число витков каждой из полуобмоток, а для исключения дополнительной несимметрии, обусловленной их неидентичностью, первичные полуобмотки рекомендуется выполнять двумя параллельными проводами. Для реального преобразователя в r_1 следует учесть активное сопротивление источника и линии питания.

Значение ΔT , входящее в (2.18), в свою очередь определяется максимально возможным разбросом длительностей интервалов электромагнитных процессов Δt_s , рассасывания избыточных носителей в областях баз мощных транзисторов $\Delta t_{p.т}$ и выпрямительных диодов $\Delta t_{p.д}$:

$$\Delta T = \Delta t_s + \Delta t_{p.т} + \Delta t_{p.д}. \quad (2.19)$$

Поскольку при использовании в высокочастотных полупроводниковых преобразователях электроэнергии мощных дрейфовых биполярных транзисторов длительности фронтов переменного напряжения t_ϕ на выходе инвертора оказываются во много раз меньшими, чем длительности процессов рассасывания, разбросом t_ϕ можно пренебречь.

Для инвертора с внешним возбуждением Δt_s определяется несимметрией его задающего генератора в обоих смежных полупериодах его работы. При выполнении этого генератора на базе быстродействующих логических микросхем Δt_s характеризуется в основном разбросом длительностей интервалов рассасывания избыточных зарядов в полупроводниковых структурах транзисторов выходных каскадов задающего генератора. В тех случаях, когда этот генератор представляет собой транзисторный релаксационный автогенератор с трансформаторной ПОС, значение Δt_s является функцией несимметрии напряжений на первичной обмотке нелинейного электромагнитного элемента (насыщающегося трансформатора или дросселя), определяющего моменты коммутации мощных транзисторов задающего генератора и частоту его выходного напряжения прямоугольной фор-

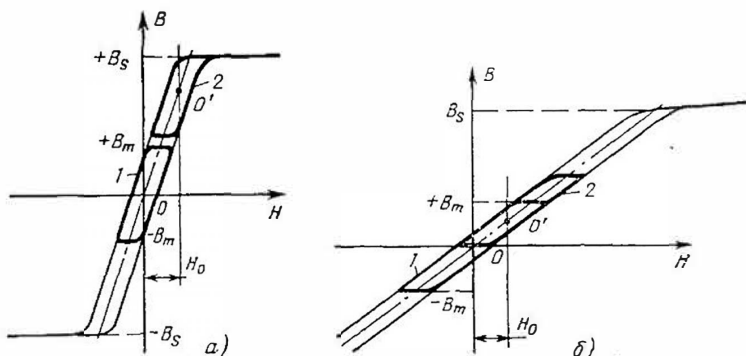


Рис. 2.22. Динамические кривые перемагничивания магнитопровода силового трансформатора при использовании магнитных материалов с высокой (а) и с малой (б) магнитной проницаемостью

мы. Максимальные разбросы длительностей интервалов рассасывания $\Delta t_{p,т}$ и $\Delta t_{p,д}$ характеризуются максимальными технологическими разбросами значений τ_t , τ_d , $h_{21Э}$ у используемых транзисторов и диодов, разной глубиной насыщения открытых транзисторов перед моментами их закрывания, возможными разбросами скорости изменения токов через выпрямительные диоды на интервалах рассасывания избыточных носителей заряда в областях баз их полупроводниковых структур и т. п.

Появление постоянной составляющей тока в первичной обмотке трансформатора вызывает изменение режима перемагничивания его магнитопровода, и при достаточно большом количестве подмагничивающих ампер-витков возможно насыщение силового трансформатора в конце одного из рабочих полупериодов (T_2 на рис. 2.21) даже при небольшой рабочей индукции B_m . На рис. 2.22 приведены динамические кривые перемагничивания магнитопровода трансформатора (петли гистерезиса) при отсутствии подмагничивающих ампер-витков постоянного тока (кривая 1) и при их наличии (кривая 2). Насыщение силового трансформатора вследствие несимметрии двухтактных схем преобразователей в обоих смежных рабочих полупериодах является причиной дополнительных перегрузок мощных транзисторов одного из плеч инвертора, увеличения динамических потерь мощности в них, более резкого уменьшения КПД преобразователя при увеличении частоты преобразования электроэнергии. Отметим, что по мере уменьшения магнитной проницаемости используемого в магнитопроводе ферромагнитного материала силовой трансформатор становится при прочих равных условиях менее критичным к действию подмагничивающих ампер-витков постоянного тока (сравните кривые 2 на рис. 2.22, а и б).

В качестве примеров, иллюстрирующих влияние разбросов параметров используемых элементов на режимы их работы, на рис. 2.23 приведены осциллограммы токов и напряжений в схемах двух высокочастотных двухзвенных преобразователей постоянного напряжения. Осциллограммы на рис. 2.23, а соответствуют работе транзисторного инвертора (см. рис. 2.13, а) с самовозбуждением и маломощным переключающим трансформатором на выпрямитель с емкост-

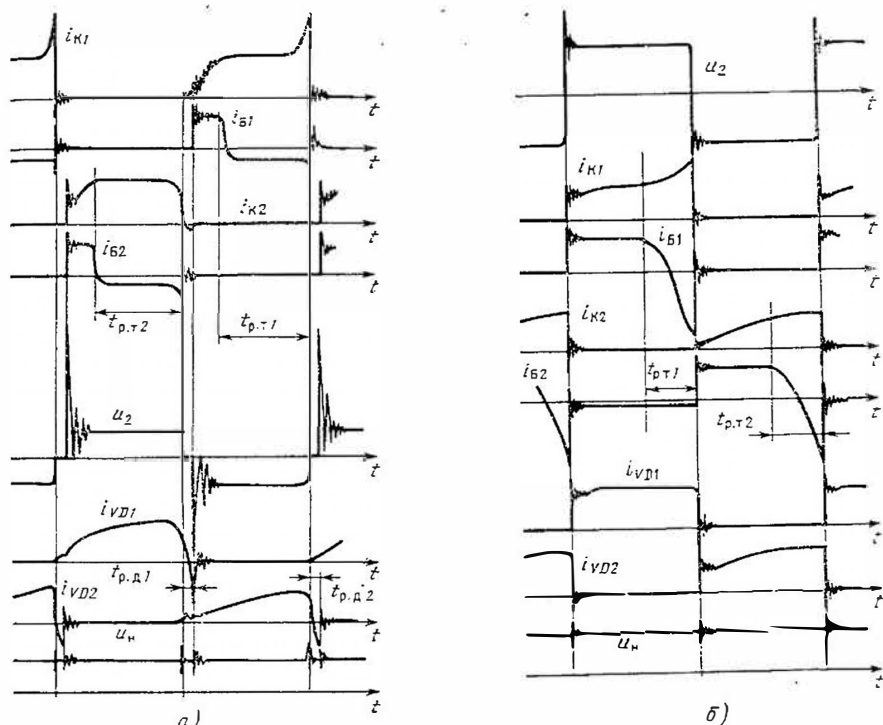


Рис. 2.23. Экспериментальные осциллограммы токов и напряжений в маломощных высокочастотных преобразователях постоянного напряжения

ным сглаживающим фильтром при частоте преобразования 200 кГц; осциллограммы на рис. 2.23,б — работе на тот же выпрямитель инвертора с самовозбуждением и нелинейным переключающим дросселем при частоте преобразования 70 кГц. В обоих случаях инверторы были выполнены на мощных биполярных дрейфовых транзисторах типа КТ908А, выпрямители — на силовых импульсных диодах типа КД213А.

Подмагничивание силового трансформатора из-за разбросов параметров используемых элементов принципиально отсутствует в стационарном режиме для инверторов или преобразователей постоянного напряжения, выполненных по полумостовым схемам (см. рис. 2.13,б, д), где последовательно с первичной обмоткой трансформатора в каждом рабочем полупериоде включен конденсатор $C1$ или $C2$, не пропускающий постоянной составляющей тока. Для таких преобразователей несимметрия их схем в обоих смежных полупериодах работы вызывает соответствующее перераспределение напряжений на конденсаторах емкостного делителя $C1—C2$.

С целью устранения подмагничивания и насыщения силового трансформатора в мостовых инверторах и преобразователях постоянного напряжения, выпол-

нешних на их основе, последовательно с первичной обмоткой трансформатора также включают конденсатор (показан штриховыми линиями на рис. 2.13, в, е). Известны также случаи введения в схемы инверторов дополнительных отрицательных обратных связей (ООС) по току, воздействующих на ток базы каждого из мощных транзисторов при резком увеличении его коллекторного тока.

Для защиты мощных транзисторов от коммутационных перегрузок, обусловленных насыщением силового трансформатора, в цепь питания инвертора или последовательно с первичной обмоткой включаются дроссели, которые также обеспечивают эффективное сглаживание пульсаций выходного напряжения постоянного тока и облегчают коммутацию мощных транзисторов. Магнитопроводы силовых трансформаторов выполняются из ферромагнитных материалов с малой магнитной проницаемостью, менее критичных к действию подмагничивающих ампер-витков постоянного тока.

Перечисленного комплекса технических мероприятий может оказаться недостаточно для преобразовательных устройств, нагрузка которых имеет резко выраженный импульсный характер. Здесь коммутация нагрузки может вызвать дополнительную несимметрию режима перемагничивания силового трансформатора, вследствие чего возможно его кратковременное насыщение в момент коммутации нагрузки. Для исключения такого нежелательного динамического режима приходится реализовывать существенно более сложные законы управления мощными транзисторами инверторов.

2.3. СУЖЕНИЕ ГЛУБИНЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ И ВОЗРАСТАНИЕ ФАЗОВОГО СДВИГА В КОНТУРЕ РЕГУЛИРОВАНИЯ СТАБИЛИЗИРОВАННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Из предшествующего рассмотрения характера процессов, протекающих в основных схемах полупроводниковых преобразовательных каскадов, очевидно, что инерционные свойства используемых в них полупроводниковых приборов являются причиной появления фазового сдвига между управляющим сигналом, подаваемым на вход мощных транзисторов от внешнего генератора (или модулятора ширины импульсов), и импульсным сигналом на входе непрерывной части (сглаживающего фильтра) преобразователей.

Обратимся к временным диаграммам, иллюстрирующим процессы в простейших импульсных стабилизаторах постоянного напряжения (см. рис. 2.4), и на их примере исследуем общие закономерности, характерные для наиболее распространенных схем стабилизированных (регулируемых) преобразователей, основываясь на идентичности протекающих процессов в импульсных стабилизаторах (см. рис. 1.4, а; 2.12, а, б), одноконтурных преобразователях постоянного напряжения (см. рис. 2.11, а, е), двухконтурных преобразователях (см. рис. 2.18) с регулируемым инвертором (см. рис. 2.13) или регулируемым выходным выпрямителем.

В соответствии с временными диаграммами, изображенными на рис. 2.4, прямоугольные импульсы напряжения на входе фильтра u_{Φ} сдвинуты во времени относительно исходных импульсов на входе мощного транзистора (выходе модулятора ширины импульсов) $u_{\text{м}}$, а длительность импульсов t_{Φ} в общем случае не равна длительности импульсов $t_{\text{м}}$. Последнее обусловлено тем, что длительности интервалов рассасывания $t_{\text{р.д}}$ и $t_{\text{р.т}}$, как правило, не равны друг другу, так как

эти параметры характеризуют инерционные свойства и режимы коммутации разных по своим физическим свойствам полупроводниковых приборов. При повышении частоты преобразования электроэнергии относительная (по отношению к длительности периода рабочей частоты) длительность фазового сдвига между импульсами u_m и u_ϕ будет увеличиваться вследствие уменьшения относительной длительности рабочих электромагнитных процессов и соответствующего увеличения относительной длительности коммутационных процессов.

Для обеспечения режима стабилизации (или регулирования) напряжения на нагрузке необходимо выполнение условия

$$U_n = \gamma_\phi U_n, \quad (2.20)$$

где γ_ϕ — относительная длительность импульса напряжения на входе сглаживающего фильтра. Выражение (2.20) определяет регулировочную характеристику стабилизированного преобразователя в режиме непрерывного тока в дросселе фильтра, когда к моменту поступления очередного импульса u_m (см. рис. 2.4) в дросселе протекает ток $I_{др \min}$. Данный рабочий режим характеризуется наименьшим внутренним сопротивлением преобразователя и поэтому является предпочтительным.

При сравнительно малых нагрузках преобразователя, когда начинает выполняться неравенство

$$R_n \geq 2L_\phi / (1 - \gamma_\phi) T, \quad (2.21)$$

ток в дросселе фильтра успевает уменьшиться до нулевого значения раньше, чем произойдет подача очередного импульса u_m с выхода модулятора. При этом внутреннее сопротивление преобразователя и его выходное напряжение могут заметно возрасти.

В качестве примера на рис. 2.24 изображены регулировочные характеристики импульсного стабилизатора для режимов непрерывного и прерывистого токов в дросселе фильтра. Кривая 1 соответствует режиму непрерывного тока, кривые 2, 3 — режиму прерывистого тока при $2L_\phi / R_n(1 - \gamma_\phi) T = 0,25$ (кривая 2) и $2L_\phi / R_n(1 - \gamma_\phi) T = 0,125$ (кривая 3).

Из временных диаграмм, изображенных на рис. 2.4, следует, что режим стабилизации напряжения на нагрузке импульсного стабилизатора $U_n = \text{const}$ может быть обеспечен только в том случае, когда в процессе изменения питающего напряжения от $U_{n \max}$ до $U_{n \min}$ значения γ_ϕ изменяются в диапазоне

$$(t_{\Sigma \min} + t_{p.r.}) / T \leq \gamma_\phi \leq 1 - (t_{p.d} + t_c) / T, \quad (2.22)$$

где $t_{\Sigma \min}$ — минимально возможная длительность электромагнитных процессов, определяемая наименьшим временем, необходимым для накопления в полупроводниковой структуре мощного транзистора достаточного заряда избыточных носителей, переводящего данный прибор в режим насыщения.

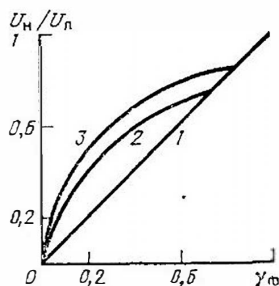


Рис. 2.24. Регулировочные характеристики импульсного стабилизатора постоянного напряжения

При повышении частоты преобразования левый член неравенства (2.22) при прочих равных условиях увеличивается, правый член уменьшается, в результате возможный диапазон изменения γ_{ϕ} сужается. Происходит сужение возможного диапазона изменения питающего напряжения, в котором обеспечивается режим стабилизации. При заданном диапазоне $U_{n \min} \leq U_n \leq U_{n \max}$ предельная частота преобразования $f_{\text{пред}}$ может быть определена как наименьшее из двух значений, определяемых выражением

$$f_{\text{пред}} \leq \left. \begin{aligned} & \frac{U_n}{U_{n \max}} / (t_{\text{э min}} + t_{\text{р.т}}); \\ & \left(1 - \frac{U_n}{U_{n \min}}\right) / (t_{\text{с}} + t_{\text{р.д}}). \end{aligned} \right\} \quad (2.23)$$

Аналогичным образом происходит сужение глубины регулирования и в импульсных стабилизаторах, выполненных на мощных МДП-транзисторах.

Сравнив временные диаграммы на рис. 2.4 и 2.8, нетрудно установить аналогию между $t_{\text{р.т}}$ и $t'_{\text{зад}}$, между $t_{\text{с}}$ и $t''_{\text{зад}}$. Длительность $t'_{\text{зад}}$ входит в длительность интервала $t_{\text{р.д}}$.

Для типовых значений $U_n = 23-34$ В; $U_n = 20$ В; $t_{\text{р.т}} + t_{\text{э min}} \approx t_{\text{р.д}} \approx 0.5-1$ мкс ($t_{\text{с}} \ll t_{\text{р.д}}$), характерных для современных импульсных стабилизаторов (см. рис. 1.4, а; 2.12, а, б), выполненных на дрейфовых биполярных транзисторах и импульсных диодах, предельная частота преобразования, при которой обеспечивается требуемая глубина регулирования, не превышает 150—250 кГц. Существенно меньшие значения $t'_{\text{зад}}$, $t''_{\text{зад}}$ и $t'''_{\text{зад}}$, характерные для мощных МДП-транзисторов и не превышающие, как правило, единиц — десятков наносекунд, являются основным резервом дальнейшего резкого повышения частоты преобразования в высокочастотных полупроводниковых преобразователях при заданной глубине регулирования.

С точки зрения динамических характеристик стабилизированных преобразователей с широтно-импульсной модуляцией и передаточных функций реализованных в них широтно-импульсных систем автоматического регулирования наличие фазового сдвига в контуре регулирования эквивалентно введению в него дополнительного звена с запаздыванием ЗЗ (рис. 2.25).

Передаточная функция этого дополнительного динамического звена (рис. 2.26) имеет вид

$$W_{\text{ЗЗ}}(p) = (e^{-p t_{\text{р.д}}} - e^{-p (\gamma T + t_{\text{р.т}})}) / (1 - e^{-p \gamma T}). \quad (2.24)$$

Выражение (2.24) нетрудно получить, представив каждый из импульсов, изображенных на рис. 2.26, в виде наложения (суперпозиции) двух импульсов (см. штриховую линию) прямой и обратной полярностей:

$$\begin{aligned} U_{\text{м}}(p) / U_n &= 1 - e^{-p \gamma T}; \\ U_{\phi}(p) / U_n &= e^{-p t_{\text{р.д}}} - e^{-p (\gamma T + t_{\text{р.т}})}. \end{aligned}$$

По мере возрастания частоты преобразования воздействие дополнительного динамического звена с запаздыванием в контуре регулирования также усили-

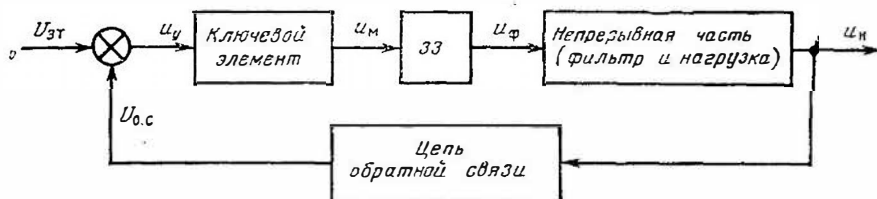


Рис. 2.25. Контур регулирования высокочастотного импульсного стабилизатора постоянного напряжения

ваются, в результате затрудняется обеспечение устойчивой работы системы автоматического регулирования и ухудшаются динамические характеристики стабилизированных преобразователей. Наиболее подробно влияние дополнительного динамического звена с запаздыванием на устойчивость работы и динамические характеристики высокочастотных преобразователей постоянного напряжения с непрерывной частью второго порядка выполнено в [6].

Для двухпозиционных стабилизированных преобразователей, в которых реализована релейная система автоматического регулирования, возрастание относительного фазового сдвига в контуре регулирования по мере увеличения частоты преобразования также вызывает сужение глубины регулирования. В высокочастотных преобразователях такого типа, кроме того, инерционные свойства используемых полупроводниковых приборов являются причиной уменьшения частоты устойчивых автоколебаний в стационарных рабочих режимах и существенного увеличения уровня пульсаций выходного напряжения постоянного тока по сравнению с идеальным случаем использования безынерционных полупроводниковых приборов.

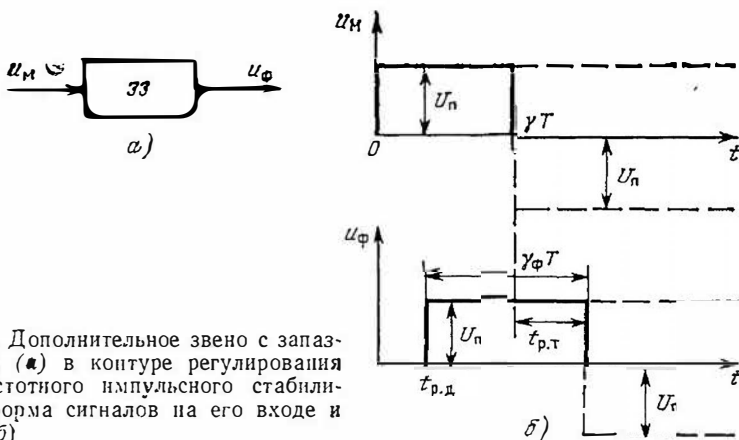


Рис. 2.26. Дополнительное звено с запаздыванием (а) в контуре регулирования высокочастотного импульсного стабилизатора, форма сигналов на его входе и выходе (б)

2.4. ИЗМЕНЕНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ ИЗ-ЗА ИЗМЕНЕНИЯ МАГНИТНЫХ СВОЙСТВ ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ С ЧАСТОТОЙ ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЯ

Повышенная частота преобразования накладывает определенные ограничения на возможности использования в цепях управления мощными транзисторами преобразовательных каскадов трансформаторов и дросселей, выполненных на магнитопроводах из ферромагнитных материалов с высокой прямоугольностью петли гистерезиса. По мере повышения частоты перематничивания их магнитопроводов происходит уменьшение магнитной проницаемости используемых материалов, что приводит к уменьшению индуктивности нелинейных магнитных элементов в их ненасыщенном состоянии и к уменьшению токов базы каждого из открытых мощных транзисторов высокочастотных преобразователей к концу рабочего полупериода (рис. 2.27). Так, например, для транзисторных инверторов с самовозбуждением и насыщающимся силовым трансформатором (см. § 4.2) заданное уменьшение тока базы каждого из открытых транзисторов $\alpha_B = I_{B \text{ кон}}/I_{B0}$ связано с требуемой индуктивностью нелинейного магнитного элемента в его ненасыщенном состоянии $L_{н.э}$ выражением

$$1 - \alpha_B = U_{н.э}/2fL_{н.э}I_{B0}, \quad (2.25)$$

где $U_{н.э}$ — напряжение на обмотке нелинейного элемента. Для обеспечения нормального рабочего режима насыщенных мощных транзисторов в данных преобразователях параметры нелинейного магнитного элемента должны соответствовать соотношению

$$l_{ср}/w_{н.э} = [(1 - \alpha_B) \mu_0 I_{B0}/2B_s] \cdot 10^{-8} [1 - 2f(t_{p.т} + t_{p.д})], \quad (2.26)$$

где μ , μ_0 — относительная магнитная проницаемость ферромагнитного материала магнитопровода при заданной частоте его перематничивания и проницаемость воздуха ($\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-6}$ Г/м); $w_{н.э}$ — число витков обмотки (первичной) нелинейного магнитного элемента; B_s — индукция насыщения; $l_{ср}$ — средняя длина магнитной силовой линии в магнитопроводе, характеризующая его линейные размеры.

Аналогичное уменьшение тока базы насыщенных силовых транзисторов к концу рабочего полупериода (рис. 2.27) характерно и для высокочастотных инверторов с внешним возбуждением, в которых мощные транзисторы управляются от эквивалентного генератора тока через разделительный трансформатор или от трансформатора тока. Рассмотрим для примера входную цепь перерегулируемого инвертора с внешним возбуждением, изображенную на рис. 2.28. Здесь VT1 и VT2 — мощные транзисторы высокочастотного инвертора, поочередно переключаемые в соответствии с изменениями направления протекания тока во вторичной цепи управляющего трансформатора тока Т. Последнее достигается посредством поочередной коммутации транзисторов VT3 и VT4, обеспечивающих протекание тока от эквивалентного генератора $I_{упр}$ поочередно через одну из

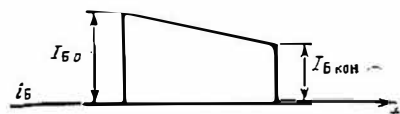
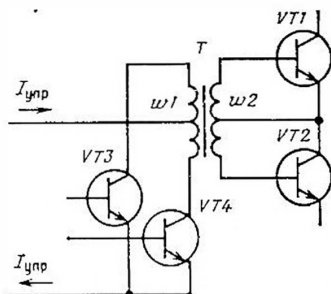


Рис. 2.27. Типовая форма тока базы мощного транзистора

Рис. 2.28. Входная цепь перегулируемого инвертора с внешним возбуждением



первичных полуобмоток T . Нетрудно видеть, что для данного способа управления инвертором с внешним возбуждением ток базы открытого транзистора $VT1$ (или $VT2$) к концу соответствующего очередного полупериода работы уменьшается до

$$I_{Бкон} = I_{упр}(\omega_1/\omega_2) - [I_{ср}U_{БЭнас}/2f\omega_2^2\mu\mu_0S_c], \quad (2.27)$$

где ω_1 , ω_2 — числа витков первичной и вторичной полуобмоток управляющего трансформатора тока T ; S_c — площадь сечения его магнитопровода; $U_{БЭнас}$ — напряжение база — эмиттер насыщенного мощного транзистора.

Обозначив $I_{Б0} = I_{упр}\omega_1/\omega_2$, получим следующее значение параметра κ_B характеризующего степень уменьшения токов баз открытых мощных транзисторов к моменту их очередного выключения:

$$\kappa_B = 1 - [I_{ср}U_{БЭнас}/2f\omega_2^2\mu\mu_0S_cI_{Б0}]. \quad (2.28)$$

При заданной частоте преобразования электроэнергии f значение κ_B будет тем меньшим, чем меньше магнитная проницаемость материала магнитопровода μ на заданной частоте перемагничивания. Уменьшение тока базы (см. рис. 2.27) каждого из мощных транзисторов высокочастотных инверторов к моменту их закрывания имеет место также при их управлении через трансформатор напряжения, когда в цепи его первичной обмотки включены токоограничивающие резисторы. Аналогичная форма тока базы мощных транзисторов характерна для одноконтных преобразователей и импульсных стабилизаторов постоянного напряжения при управлении транзистором через трансформатор тока. В последнем случае сохраняют свою справедливость выражения (2.27), (2.28).

Отмеченное явление, обусловленное уменьшением магнитной проницаемости ферромагнитного материала магнитопровода управляющего трансформатора, вызывает уменьшение степени насыщения мощных транзисторов в высокочастотных преобразователях к концу каждого из рабочих полупериодов и моменту их очередного выключения. При этом в преобразователях, выполненных без учета данного явления, возможен выход одного или нескольких открытых транзисторов из режима насыщения в режим активной усиления к концу рабочего полупериода, в результате напряжения на них и рассеиваемая ими мощность резко возрастают, КПД преобразователя заметно уменьшается, резко увеличивается несимметрия двухтактных инверторов в смежных полупериодах работы и, как следствие этого,

происходит насыщение силового трансформатора, вызывающее значительные перегрузки мощных транзисторов инвертора и ухудшение его энергетических показателей. Для исключения нежелательных последствий, вызванных уменьшением базовых токов мощных транзисторов к концу каждого рабочего полупериода, при расчете высокочастотных преобразователей необходимо обеспечивать выполнение условия насыщения каждого из открытых силовых транзисторов вплоть до момента их очередного закрывания

$$I_{\text{Бкн}} \geq I''_{\text{к}} / h_{21Э \min}, \quad (2.29)$$

где $I''_{\text{к}}$ — ток коллектора транзистора в момент его закрывания; $h_{21Э \min}$ — минимально возможный коэффициент передачи по току. Очевидно, что выполнение условия (2.29) связано с необходимостью обеспечения некоторой избыточности тока $I_{\text{Б0}}$ и, как следствие этого, с некоторым ухудшением энергетических показателей высокочастотных преобразователей.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ.

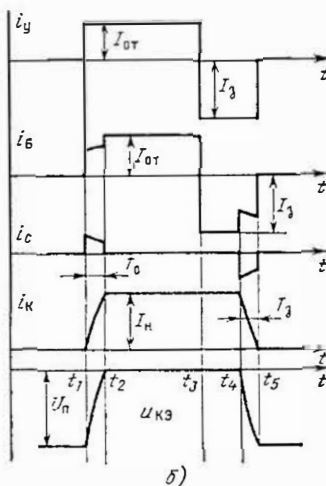
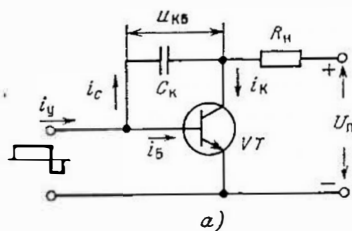
ТРАНЗИСТОРНЫЕ КЛЮЧИ ДЛЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

3.1. КЛЮЧИ НА МОЩНЫХ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Одним из основных факторов, сдерживающих процесс дальнейшего повышения частоты преобразования, является, как было отмечено выше, инерционность широко используемых в современной преобразовательной технике мощных биполярных транзисторов. Эта инерционность обусловлена накоплением в их базовых и коллекторных областях избыточных неосновных носителей и влиянием емкости коллекторного p - n перехода в интервалах коммутации тока нагрузки.

На примере простейшего транзисторного ключа рассмотрим влияние емкости коллекторного p - n перехода мощного биполярного транзистора на характер процессов коммутации тока активной и активно-индуктивной нагрузок. Известно, что данный параметр $C_{\text{к}}$, равно как коэффициент $h_{21Э}$ и постоянная времени τ_h передачи тока базы, являются параметрами, значения которых существенно нелинейно зависят от токов, протекающих через p - n переходы транзистора, приложенных к ним напряжений, температуры и т. п. В процессе открывания и закрывания транзистора мгновенные значения протекающих токов и приложенных напряжений изменяются в широких пределах и нелинейность указанных выше параметров проявляется в наибольшей степени. Поэтому для строгого анализа процессов коммутации мощных биполярных транзисторов данные нелинейные зависимости $C_{\text{к}}$, $h_{21Э}$ и τ_h должны

Рис. 3.1. Транзисторный ключ с выделенной емкостью коллекторного p - n перехода (а) и временные диаграммы, иллюстрирующие процессы его переключения (б)



учитываться. Однако при приближенных инженерных расчетах, преследующих цель ориентировочной количественной оценки степени влияния того или иного параметра на характер исследуемых процессов, вполне допустимо существенно упростить задачу, положив C_k , $h_{21Э}$ и τ_h не зависящими от режима работы транзистора и равными их усредненным значениям.

При анализе примем следующие допущения. Транзистор представим в виде идеализированного транзистора, между базой и коллектором которого включен конденсатор емкостью C_k (рис. 3.1). Математическая модель такого транзистора для режима активного усиления будет иметь вид

$$-\frac{h_{21Э}}{\tau_h} C_k \frac{du_{КБ}}{dt} + \frac{di_K}{dt} + \frac{i_K}{\tau_h} - \frac{h_{21Э}}{\tau_h} i_y = 0, \quad (3.1)$$

где i_K — ток коллектора идеализированного транзистора; $u_{КБ}$ — напряжение на коллекторном p - n переходе; i_y — управляющий ток.

Ввиду относительной малости пренебрегаем падением напряжения коллектор — эмиттер в режиме насыщения транзистора и считаем, что процесс открывания заканчивается, когда напряжение коллектор — эмиттер становится равным нулю. Для закрывания транзистора данное условие является начальным. Форму управляющего сигнала принимаем в виде идеальных импульсов тока положительной и отрицательной полярностей (рис. 3.1, б).

Для рассматриваемого случая дифференциальное уравнение, которое характеризует переходный процесс коммутации транзи-

стором активной нагрузки, имеет вид

$$\frac{d^2 u_{кЭ}}{dt^2} + \frac{\tau_h + R_h C_k (h_{21Э} + 1)}{\tau_h R_h C_k} \frac{du_{кЭ}}{dt} + \frac{u_{кЭ}}{\tau_h R_h C_k} - \frac{U_n}{\tau_h R_h C_k} + \frac{h_{21Э}}{\tau_h C_k} i_y = 0. \quad (3.2)$$

Приняв закон изменения напряжения $u_{кЭ}$ приближающимся к линейному, нетрудно найти мгновенные значения токов емкости C_k (i_c), базы и коллектора идеализированного транзистора i_B и i_K .

Пусть в момент t_1 (рис. 3.1,б) от источника управляющих импульсов подается ток $i_y = I_{от}$, который вызывает рост коллекторного тока i_K и соответствующее ему уменьшение напряжения $u_{кЭ}$.

Частично отпирающий ток $I_{от}$ ответвляется через коллекторную емкость C_k , тем самым уменьшая ток u_B . Переходный процесс открывания транзистора происходит с постоянной времени τ_t , определяемой не только постоянной времени идеализированного транзистора, но и параметрами нагрузки и емкостью C_k :

$$\tau_t = \tau_h + R_h C_k (h_{21Э} + 1) = \tau_h + (U_n C_k / I_n) (h_{21Э} + 1). \quad (3.3)$$

В момент t_2 оканчивается процесс открывания транзистора — при $t \geq t_2$ изменения тока i_K и напряжения $u_{кЭ}$ практически отсутствуют. Емкость C_k при этом разряжена, а ток i_c через нее равен нулю. Управляющий ток $I_{от}$ полностью проходит через цепь базы идеализированного транзистора VT . Длительность открывания последнего

$$T_o = [\tau_h + (U_n C_k / I_n) (h_{21Э} + 1)] \ln [K_{нас} / (K_{нас} + 1)], \quad (3.4)$$

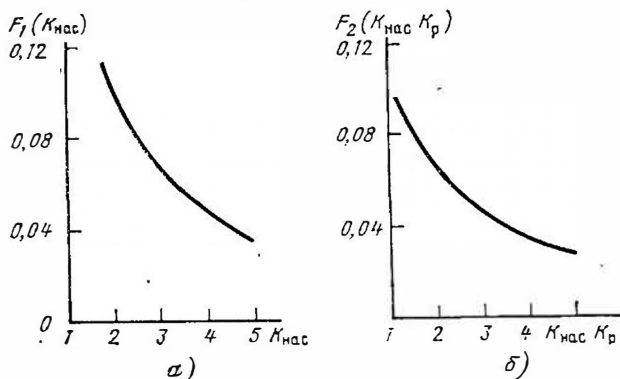
где $K_{нас}$ — коэффициент насыщения транзистора, показывающий, во сколько раз $I_{от}$ превышает ток, необходимый для достижения граничного режима между активным усилением и насыщением ($K_{нас} = I_{от} h_{21Э} / I_n$).

После подачи запирающего тока I_3 в момент t_3 (рис. 3.1,б) и окончания процесса рассасывания избыточного заряда в полупроводниковой структуре транзистора (интервал $t_3 - t_4$) происходит процесс закрывания транзистора. Согласно рассматриваемой модели ток I_3 состоит из тока базы i_B идеализированного транзистора и тока i_c через емкость C_k (рис. 3.1,а). Во время процесса закрывания по мере уменьшения тока коллектора i_K и возрастания напряжения $u_{кЭ}$ происходит заряд указанной емкости. Постоянная времени этого процесса определяется, как и ранее, постоянной времени τ_t , а его длительность

$$T_3 = \tau_t \ln [(1 + K_{нас} K_p) / K_{нас} K_p], \quad (3.5)$$

где K_p — коэффициент рассасывания, равный отношению запирающего I_3 и отпирающего $I_{от}$ токов ($K_p = I_3 / I_{от}$). Таким образом, влияние C_k проявляется при изменении напряжения $u_{кЭ}$ и состоит

Рис. 3.2. Расчетные графики функций $F_1(K_{\text{нас}})$ (а) и $F_2(K_{\text{нас}} K_p)$ (б)



в уменьшении амплитуды управляющего сигнала идеализированного транзистора при открывании и закрывании транзисторного ключа:

$$i_B/I_{\text{от}} = 1 - (R_n C_k h_{21Э} / \tau_T) e^{-t/\tau_T}; \quad (3.6)$$

$$i_B/I_z = 1 - (R_n C_k h_{21Э} / \tau_T) (1 + K_{\text{нас}} K_p) e^{-t/\tau_T}. \quad (3.7)$$

Мощности, выделяемые в транзисторе при его открывании $P_{VT\text{дин}}^{(\text{вкл})}$ и закрывании $P_{VT\text{дин}}^{(\text{выкл})}$:

$$P_{VT\text{дин}}^{(\text{вкл})} = \{ [U_n I_n \tau_h + U_{пC_k}^2 (h_{21Э} + 1)] F_1(K_{\text{нас}}) + U_{пC_k}^2 / 2 \} f; \quad (3.8)$$

$$P_{VT\text{дин}}^{(\text{выкл})} = \{ [U_n I_n \tau_h + U_{пC_k}^2 (h_{21Э} + 1)] F_2(K_{\text{нас}} K_p) - U_{пC_k}^2 / 2 \} f, \quad (3.9)$$

где $F_1(K_{\text{нас}})$ и $F_2(K_{\text{нас}} K_p)$ — некоторые функции, определяющие зависимость мощности коммутационных потерь от уровня управляющего сигнала (рис. 3.2):

Нетрудно видеть, что существуют три составляющие мощности коммутационных потерь. Первая из них обусловлена инерционными свойствами собственно идеализированного транзистора. Эта составляющая пропорциональна мощности нагрузки. Две другие возникают из-за влияния емкости коллекторного p - n перехода на процесс переключения и пропорциональны квадрату питающего напряжения $U_{п}^2$. Знаки «+» и «-» в (3.8) и (3.9) показывают, что при открывании транзистора в нем рассеивается энергия, ранее запасенная в емкости C_k , а при его закрывании происходит процесс накопления энергии в той же емкости по мере нарастания напряжения на закрываемом транзисторе. Следует отметить, что на эту составляющую не оказывает влияния уровень управляющего сигнала — она зависит от частоты переключения транзистора f и энергии, накапливаемой в C_k .

Влияние емкости коллекторного p - n перехода проявляется более резко в моменты закрывания транзистора, коммутирующего нагрузку активно-индуктивного характера (рис. 3.3,а). На

Рис. 3.3. Транзисторный ключ с индуктивно-активной нагрузкой (а) и временные диаграммы, иллюстрирующие процессы его переключения (б)

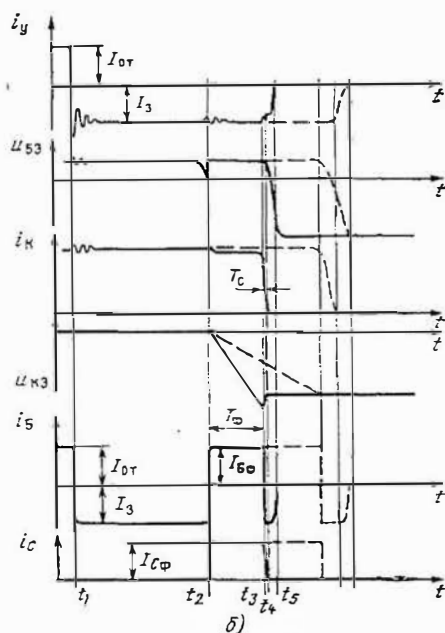
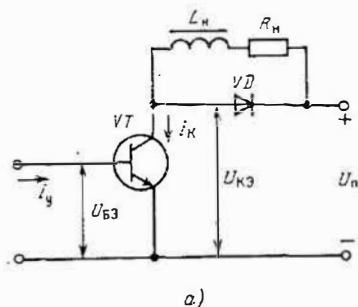
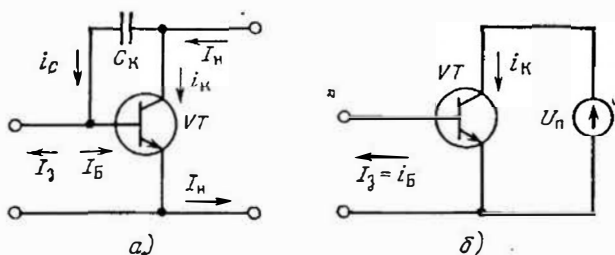


рис. 3.3,б приведены экспериментальные осциллограммы, полученные при исследовании данного режима коммутации в случае использования транзистора типа КТ908А. Верхние четыре осциллограммы получены экспериментально, две последние добавлены в идеализированном виде после теоретических исследований. До момента t_1 транзистор открыт током I_{0T} и находится в области насыщения. После изменения полярности управляющего сигнала происходит процесс рассасывания избыточных носителей, заряда в полупроводниковой структуре и транзистор в течение интервала t_1-t_2 не оказывает существенного влияния на процессы в цепи нагрузки. При выходе транзистора из режима насыщения в режим усиления заметно уменьшение напряжения между его базой и эмиттером. Однако часть тока нагрузки, ответвляясь через смкость коллекторного $p-n$ перехода ($I_{CФ}$), препятствует процессу закрытия транзистора, так как имеет значение, большее, чем управляющий сигнал $I_{CФ} > I_3$. На осциллограмме $u_{БЭ}(t)$ в момент t_2 наблюдается увеличение уровня напряжения практически до прежнего значения. Как следует из осциллограмм $u_{КЭ}(t)$ и $i_K(t)$, в интервале t_2-t_3 происходит нарастание напряжения на транзисторе при незначительном изменении тока коллектора. Окончание данного процесса наступает после открывания диода VD , когда напряжение на транзисторе превысит напряжение питания. В интервале t_3-t_4 отсутствует изменение напряжения $u_{КЭ}$ на

Рис. 3.4. Эквивалентные схемы транзисторного ключа с индуктивно-активной нагрузкой для режимов открывания (а) и закрывания (б)



транзисторе и, следовательно, ток емкости коллекторного перехода; под воздействием запирающего тока I_3 наступает процесс спада коллекторного тока, а ток нагрузки перераспределяется в виде тока диода VD . После момента t_4 происходит спад входного тока транзистора и перезаряд емкости эмиттерного перехода.

Таким образом, процесс закрывания транзистора при активно-индуктивной нагрузке, зашунтированной диодом, имеет два ярко выраженных этапа: нарастания напряжения на транзисторе $T_\Phi = t_3 - t_2$ и спада коллекторного тока $T_c = t_4 - t_3$. Для экспериментальной оценки степени влияния емкости коллекторного перехода на рассмотренные процессы к исследуемому транзистору между коллектором и базой был подключен внешний конденсатор емкостью 560 пФ, что привело к заметному увеличению длительности этапа нарастания напряжения на транзисторе (штриховые линии на рис. 3.3,б).

Для анализа процессов коммутации транзисторного ключа с активно-индуктивной нагрузкой воспользуемся эквивалентными схемами, соответствующими двум наиболее характерным этапам процесса закрывания транзистора и приведенными на рис. 3.4, а, б. На рис. 3.4, а цепь нагрузки и источник питания представлены в виде источника тока I_n , диод VD исключен, поскольку он находится в непроводящем состоянии и не влияет на характер протекающих процессов. Для эквивалентной схемы, изображенной на рис. 3.4, а,

$$\frac{d^2 u_{КЭ}}{dt^2} + \frac{h_{21Э} + 1}{\tau_h} \frac{du_{КЭ}}{dt} - \frac{I_n(1 + K_{нас}K_p)}{\tau_h C_K} = 0. \quad (3.10)$$

Решение этого уравнения позволяет найти изменение напряжения на транзисторе в течение рассматриваемого этапа:

$$u_{КЭ} = \frac{I_n \tau_h (1 + K_{нас}K_p)}{C_K (h_{21Э} + 1)^2} \left(e^{-\frac{h_{21Э} + 1}{\tau_h} t} - 1 + \frac{h_{21Э} + 1}{\tau_h} t \right). \quad (3.11)$$

Определим токи коллектора i_K , базы i_B и ток емкости коллекторного перехода i_C :

$$i_K = I_n \left[1 - \frac{1 + K_{\text{нас}} K_p}{h_{21Э} + 1} \left(1 - e^{-\frac{h_{21Э} + 1}{\tau_h} t} \right) \right]; \quad (3.12)$$

$$i_B = I_n \left[\frac{1 + K_{\text{нас}} K_p}{h_{21Э} + 1} \left(1 - e^{-\frac{h_{21Э} + 1}{\tau_h} t} \right) - \frac{K_{\text{нас}} K_p}{h_{21Э}} \right]; \quad (3.13)$$

$$i_C = I_n \frac{1 + K_{\text{нас}} K_p}{h_{21Э} + 1} \left(1 - e^{-\frac{h_{21Э} + 1}{\tau_h} t} \right). \quad (3.14)$$

Анализ полученных выражений показывает, что в начале переходного процесса происходит быстрый процесс перераспределения токов с постоянной времени $\tau_h / (h_{21Э} + 1)$. Возникающий емкостный ток коллекторного перехода i_C достигает $I_n (1 + K_{\text{нас}} K_p) / (1 + h_{21Э})$, соответственно на это же значение уменьшается ток коллектора. Несмотря на то, что управляющий ток I_3 постоянен по значению и направлению, ток i_B изменяет свою полярность, поскольку емкостный ток коллекторного перехода i_C превышает ток I_3 . Ток базы i_B в конце быстрого процесса принимает значение $I_n (h_{21Э} - K_{\text{нас}} K_p) / h_{21Э}^2$.

Если пренебречь быстрым процессом перераспределения токов, положив, что напряжение на транзисторе за это время увеличится незначительно, то можно упростить выражения (3.11) и (3.12):

$$u_{КЭ} \approx \frac{I_n (1 + K_{\text{нас}} K_p)}{C_K (h_{21Э} + 1)} t; \quad i_K \approx \frac{I_n (h_{21Э} - K_{\text{нас}} K_p)}{h_{21Э} + 1}. \quad (3.15)$$

Длительность этапа нарастания напряжения на транзисторе равна

$$T_\Phi = U_n C_K (h_{21Э} + 1) / I_n (1 + K_{\text{нас}} K_p). \quad (3.16)$$

Из (3.15) и (3.16) определим мощность коммутационных потерь при нарастании напряжения на транзисторе

$$P_{VT\text{дин}}^\Phi = \frac{U_n^2 C_K (h_{21Э} - K_{\text{нас}} K_p)}{2(1 + K_{\text{нас}} K_p)} f = U_n^2 C_K f F_3(K_{\text{нас}} K_p; h_{21Э}). \quad (3.17)$$

Расчетные зависимости $F_3(K_{\text{нас}} K_p; h_{21Э})$ отражены на рис. 3.5. Мощность $P_{VT\text{дин}}^\Phi$ пропорциональна емкости C_K и квадрату напряжения питания U_n , но не зависит от тока нагрузки. В то же время мгновенная мощность, которую можно вычислить из (3.15), пропорциональна квадрату тока I_n и достигает максимального значения в конце процесса нарастания напряжения на транзисторе:

$$P_{VT\text{дин}}^{\text{max}} = U_n I_n \left(1 - \frac{1 + K_{\text{нас}} K_p}{h_{21Э} + 1} \right). \quad (3.18)$$

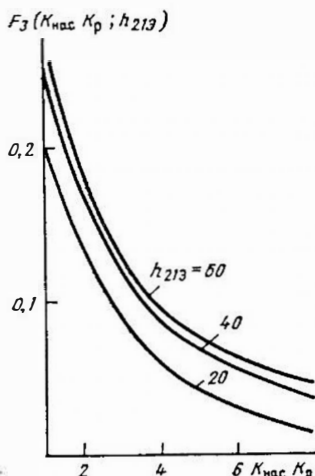


Рис. 3.5. Графики функции $F_3 (K_{нас} K_p; h_{21Э})$

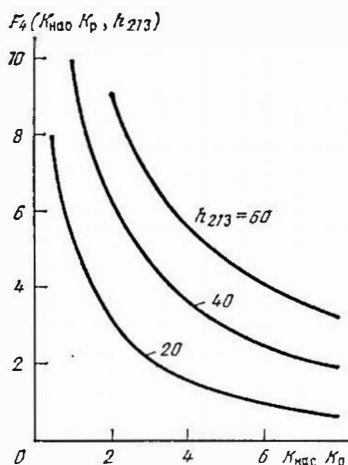


Рис. 3.6. Графики функции $F_4 (K_{нас} K_p; h_{21Э})$

Однако, поскольку длительность указанного процесса согласно выражению (3.16) обратно пропорциональна току I_n , зависимость мощности $P_{VT_{дин}}^{\Phi}$ от тока I_n отсутствует. При увеличении тока I_n , например, в 2 раза (что потребует, естественно, увеличения уровня управляющего сигнала для поддержания постоянной величины $K_{нас} K_p$) в 2 раза увеличится и максимальное значение мгновенной мощности потерь, но сократится длительность фронта нарастания напряжения на транзисторе T_{Φ} . Таким образом, мощность $P_{VT_{дин}}^{\Phi}$ останется неизменной.

Этап спада коллекторного тока рассматривается с помощью эквивалентной схемы, изображенной на рис. 3.4,б с учетом начальных условий, соответствующих концу предыдущего этапа. На рис. 3.4,б источник питания подключен параллельно силовой цепи транзистора, поскольку диод VD находится в проводящем состоянии. Емкость C_k исключена, так как ее влияние на управляющий сигнал отсутствует. Ток коллектора описывается следующим выражением:

$$i_K = I_n \left[\left(K_{нас} K_p + \frac{h_{21Э} - K_{нас} K_p}{h_{21Э} + 1} \right) e^{-\frac{t}{\tau_h} - K_{нас} K_p} \right], \quad (3.19)$$

а длительность данного процесса

$$T_c = \tau_h \ln \left[1 + \frac{h_{21Э} - K_{нас} K_p}{(h_{21Э} + 1) K_{нас} K_p} \right]. \quad (3.20)$$

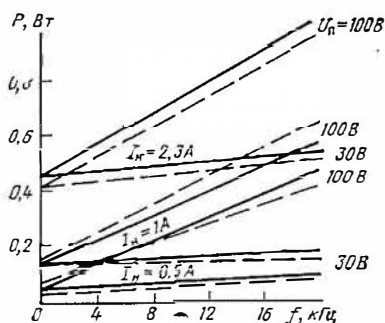


Рис. 3.7. Графики зависимости мощности потерь в транзисторе типа КТ908А от частоты коммутации (сплошная линия — теоретическая, штриховая — экспериментальная)

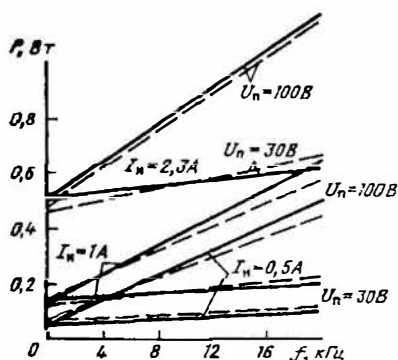


Рис. 3.8. Графики зависимости мощности потерь в транзисторе типа КТ808А от частоты коммутации (сплошная линия — теоретическая, штриховая — экспериментальная)

На мощность коммутационных потерь на этапе спада коллекторного тока

$$P_{VTдин}^{сп} = U_n I_n \tau_h F_4 (K_{нас} K_p, h_{21э}) \quad (3.21)$$

не оказывает влияния емкость C_k — инерционность процесса определяется постоянной времени транзистора τ_h . Мощность $P_{VTдин}^{сп}$ пропорциональна мощности нагрузки, а ее зависимости от $K_{нас} K_p$ и $h_{21э}$ отражены на рис. 3.6.

Полученные выше аналитические выражения для мощности коммутационных потерь (3.8), (3.9), (3.17) и (3.21) показывают сложную зависимость данного параметра от напряжения питания, тока нагрузки, параметров самого транзистора и сигнала управления даже при условии пренебрежения нелинейными зависимостями C_k , $h_{21э}$, τ_h от токов, протекающих через $p-n$ переходы транзистора, и приложенных к ним напряжений.

На рис. 3.7 и 3.8 приведены теоретические и экспериментальные зависимости при различных напряжениях питания и токах нагрузки мощности суммы статических и динамических потерь в переключающих транзисторах типов КТ908А для режима активной нагрузки (рис. 3.7) и КТ808А для режима индуктивно-активной нагрузки (рис. 3.8). При экспериментальных исследованиях calorиметрическим методом соответственно изменялся уровень управляющего сигнала таким образом, чтобы при различных токах нагрузки обеспечивался коэффициент насыщения $K_{нас}=2$, а коэффициент рассасывания $K_p=1$. Параметры активно-индуктивной нагрузки выбирались исходя из условий малого изменения тока нагрузки во время закрывания транзистора и полного отсутствия тока нагрузки перед его открыванием. Это позволило устра-

нить коммутационные потери, связанные с инерционностью используемого диода VD . На рис. 3.7 и 3.8 наблюдаются практически линейная зависимость исследуемого параметра от частоты переключения и явно выраженная нелинейная зависимость от напряжения питания.

Влияние емкости коллекторного перехода на коммутационные потери проявляется в появлении дополнительной составляющей потерь, пропорциональной квадрату напряжения питания. Учет данной емкости необходим, если дополнительная составляющая увеличивает мощность потерь более чем на 10—15%. Данное условие может быть записано так:

$$C_k \geq (10-15) \tau_h I_n F_1 / U_n F_2 \text{ или } C_k \geq (10-15) \tau_h I_n F_3 / U_n F_4. \quad (3.22)$$

3.2. СПОСОБЫ УМЕНЬШЕНИЯ КОММУТАЦИОННЫХ ПЕРЕГРУЗОК ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ. ОПТИМАЛЬНЫЕ РЕЖИМЫ УПРАВЛЕНИЯ МОЩНЫМИ ТРАНЗИСТОРАМИ

Процессы коммутации транзисторов в простейших высокочастотных преобразователях могут сопровождаться, как показано в гл. 2, сравнительно большими коммутационными перегрузками мощных транзисторов. В результате значительно увеличивается мощность, рассеиваемая в мощных транзисторах в виде тепла, и резко снижается КПД высокочастотного преобразователя.

Основные способы уменьшения коммутационных перегрузок мощных биполярных транзисторов в высокочастотных транзисторных преобразователях условно делятся на две группы. К первой следует отнести схемотехнические решения, направленные на формирование оптимальной формы управляющих транзисторами сигналов. Ослабление коммутационных перегрузок достигается: уменьшением скорости нарастания базового тока каждого транзистора в момент его открывания относительно скорости изменения этого же тока при его закрывании; введением временной задержки момента появления тока базы каждого из открывающихся транзисторов на время, достаточное для окончания процессов рассасывания избыточных носителей в базовых и коллекторных областях групп закрывающихся транзисторов; формированием процессов рассасывания избыточных носителей в области базы и коллектора каждого из мощных транзисторов; предварительным выводом открытых и насыщенных транзисторов на границу режимов насыщения и активного усиления непосредственно перед подачей отпирающего сигнала на ранее закрытые транзисторы.

Ко второй группе относятся схемотехнические решения, в которых улучшение характера коммутационных процессов достигается включением дополнительных элементов в силовые цепи тран-

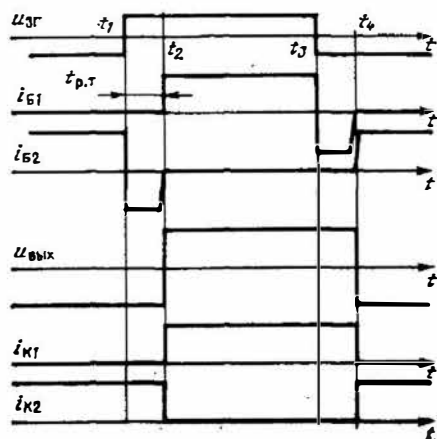


Рис. 3.9. Временные диаграммы, иллюстрирующие характер процессов в схемах транзисторных инверторов (см. рис. 2.13) при введении временной задержки открывания транзисторов

открывающихся транзисторов более эффективен. Его схемотехнические реализации весьма разнообразны, но могут быть разделены на схемы с фиксированной задержкой и с автоматически регулируемой задержкой нарастания базовых токов. В последних вводится обратная связь (ОС) по выходному напряжению, а в некоторых случаях — по току нагрузки. При этом начало процесса открывания мощных транзисторов совпадает с получением разрешающего сигнала от цепей ОС, чем автоматически учитывается изменение длительности процесса рассасывания.

Способ введения временной задержки характеризуется определенной последовательностью операций переключения мощных транзисторов в высокочастотных транзисторных преобразователях. Рассмотрим в качестве примера процессы переключения транзисторов в инверторе с внешним возбуждением, выполненном по одной из схем, приведенных на рис. 2.13, при реализации указанного способа управления (рис. 3.9). Пусть до момента t_1 транзистор VT2 открыт током базы $i_{Б2}$ и через него проходит ток $i_{К2}$, транзистор VT1 закрыт, ток базы $i_{Б1}$ отсутствует. В момент t_1 происходит изменение полярности напряжения $u_{зг}$, поступающего от предварительного двухтактного усилителя мощности или от задающего генератора. С этого момента ток базы $i_{Б2}$ также изменяет свое направление, чем вызывает процесс рассасывания избыточных зарядов в области базы транзистора VT2. Ток коллектора $i_{К2}$ в течение интервала рассасывания остается практически неиз-

зисторных ключей большой мощности, а именно: искусственное симметрирование динамического токораспределения между параллельно включенными транзисторами; формирование оптимальной динамической траектории переключения мощных транзисторов.

Устройства управления мощными транзисторными ключами, реализующие способ искусственного уменьшения скорости нарастания базового тока, не позволяют полностью устранить коммутационные перегрузки и исключить потери от них, а лишь уменьшают эти потери за счет уменьшения амплитуды коммутационного тока через транзисторы.

Способ введения временной задержки нарастания токов баз от-

менным, а затем уменьшается до нулевого значения (t_2). С момента t_2 появляется ток базы $i_{Б1}$, который вызывает открытие транзистора $VT1$ и появление тока $i_{К1}$. В момент t_3 изменяется полярность напряжения $u_{зг}$ и тока базы $i_{Б1}$. По окончании процесса закрывания транзистора $VT1$ ($t=t_4$) в базу транзистора $VT2$ поступает отпирающий ток $i_{Б2}$. Далее процессы переключения транзисторов периодически повторяются.

Как следует из временных диаграмм, начало отпирающего импульса тока базы мощного транзистора сдвинуто во времени относительно момента изменения полярности напряжения $u_{зг}$. От устройства внешнего управления мощным каскадом инвертора требуется сформировать из напряжения прямоугольной формы сигналы управления, наиболее приближенные по форме к идеализированным импульсным сигналам, указанным на рис. 3.9.

Способ управления мощным биполярным транзистором, основанный на его предварительном выводе из режима насыщения непосредственно перед подачей запирающего сигнала, получил название способа управления транзистором по обоим переходам. Исходной предпосылкой его создания явилось существование схем с нелинейной ОС, позволяющей предотвратить режим насыщения открытого транзистора в быстродействующих цифровых устройствах.

Как известно, длительность процесса рассасывания и амплитуда коммутационного тока зависят от уровня отпирающего тока базы транзистора, характеризуемого коэффициентом насыщения $K_{нас}$. При насыщении транзисторов высокочастотных преобразователей большим током базы ($K_{нас} \gg 1$), что является характерным для транзисторов с большими значениями $h_{21э}$ и большим диапазоном технологического разброса данного параметра, коммутационный ток может в несколько раз превышать ток нагрузки. При уменьшении $K_{нас}$ уменьшаются как длительность, так и амплитуда коммутационного тока, что приводит к уменьшению мощности динамических потерь. Однако в слабо насыщенном режиме открытого транзистора напряжение между его коллектором и эмиттером возрастает более чем в 2,2—3 раза, что вызывает соответствующее увеличение мощности статических потерь. Напряжение между коллектором и базой транзистора $U_{КБ}$ также зависит от коэффициента насыщения, причем данная зависимость остается практически неизменной при различных токах нагрузки транзистора. На рис. 3.10 изображена типичная для кремниевых биполярных дрейфовых транзисторов зависимость напряжения $U_{КБ}$ от коэффициента насыщения. Если ограничить диапазон изменения напряжения $U_{КБ}$, то можно стабилизировать режим слабого насыщения до $K_{нас}=1,5—2$.

Рассмотрим упрощенно, как происходит стабилизация слабого насыщения транзистора в схеме ключа (рис. 3.11). Здесь между базой и коллектором транзистора VT включены источник смеще-

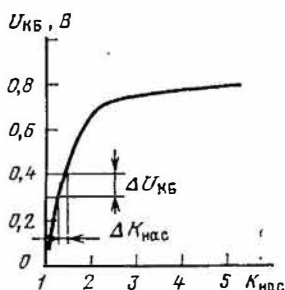


Рис. 3.10. Зависимость напряжения $U_{КБ}$ от коэффициента насыщения транзистора

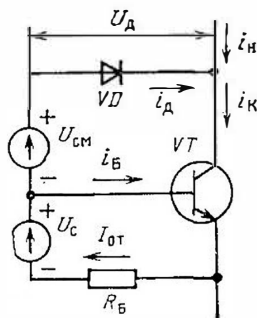


Рис. 3.11. Биполярный транзистор со стабилизирующей режимом слабого насыщения в открытом состоянии

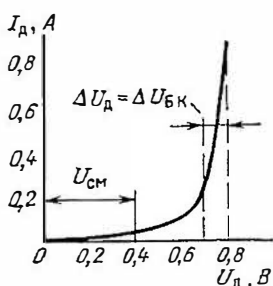


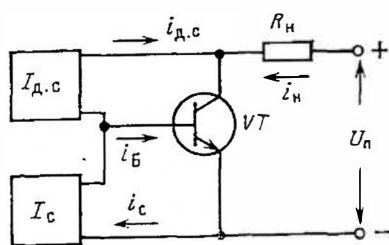
Рис. 3.12. Вольт-амперная характеристика кремниевых диода в режиме прямого смещения

ния $U_{см}$ и диод VD . Ток нагрузки определяется внешней цепью, на рис. 3.11 не показанной. Предположим, что ток нагрузки $I_{н}$ уменьшился, в результате коэффициент насыщения $K_{нас}$ должен увеличиться. Но вызванное этим возрастание напряжения $U_{КБ}$ приводит к увеличению напряжения на диоде $U_{д}$, так как для рассматриваемой схемы справедливо следующее соотношение:

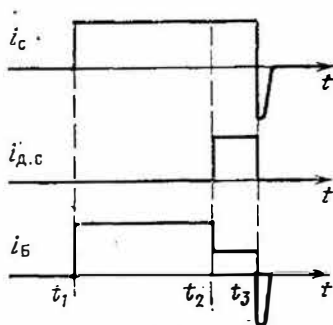
$$U_{КБ} + U_{см} = U_{д}. \quad (3.23)$$

Как следствие, увеличиваются ток $I_{д}$ и $I_{от}$, проходящий через резистор $R_{б}$. Однако возрастание напряжения на резисторе $R_{б}$ приведет к уменьшению напряжения на переходе база — эмиттер транзистора и, следовательно, тока базы $I_{б}$. Таким образом, происходит перераспределение токов: увеличение тока $I_{д}$ и уменьшение $I_{б}$, в результате поддерживается практически постоянным соотношение между токами коллектора и базы транзистора и, следовательно, стабилизируется коэффициент насыщения $K_{нас}$. На рис. 3.12 приведена типичная вольт-амперная характеристика мощного кремниевых диода в прямом включении. Поскольку диод VD обладает малым динамическим сопротивлением, то уменьшение тока $I_{н}$ и вследствие этого увеличение тока $I_{д}$ вызывает изменение напряжений $U_{д}$ и $U_{КБ}$ в сравнительно небольшом диапазоне. При малом напряжении $U_{см}$ нелинейная ОС прекращает свое действие, а коэффициент насыщения $K_{нас}$ транзистора определяется, как и в обычной схеме; в этом случае $I_{д}=0$; $I_{от}=I_{б}$.

Способ управления транзистором по обоим переходам заключается в раздельном во времени управлении переходами транзистора база — эмиттер и коллектор — база [30]. Дополнительный управляющий сигнал на переход коллектор — база транзистора, находящегося в режиме насыщения, подается непосредственно пе-



а)



б)

Рис. 3.13. Способ управления биполярным транзистором по обом переходам (а) и временные диаграммы, поясняющие его работу (б)

ред моментом подачи запирающего сигнала на переход база — эмиттер. Это выводит транзистор на границу области насыщения, а уровень подаваемого сигнала определяет длительность данного процесса. Отметим, что на скорость протекания процессов коммутации транзистора в рассматриваемой схеме (см. рис. 3.11) существенное влияние оказывает инерционность используемого диода VD и, в частности, его емкость.

На рис. 3.13,а показана схема управления транзистором VT , которая состоит из источников тока — основного сигнала управления I_c и дополнительного сигнала $I_{д.с.}$. Временные диаграммы, иллюстрирующие последовательность операций для данного способа управления, приведены на рис. 3.13,б. В момент t_1 источником сигнала I_c формируется отпирающий импульс тока и подается в цепь перехода база — эмиттер. Транзистор VT открывается и переходит в область насыщения. В момент t_2 источником сигнала $I_{д.с.}$ формируется импульс тока $i_{д.с.}$, который подается в цепь перехода коллектор — база. В момент t_3 источником сигнала I_c формируется запирающий импульс тока i_c и транзистор VT закрывается. В течение времени $t_1 < t < t_2$ транзистор VT находится в состоянии глубокого насыщения, что обеспечивает малую мощность статических потерь в открытом состоянии. Момент подачи дополнительного сигнала выбирается в зависимости от инерционных свойств используемого транзистора в режиме его насыщения. При данном способе управления отсутствует запаздывание импульса тока нагрузки транзистора относительно отпирающего импульса тока источника сигнала, что в схемах двухтактных усилителей мощности (см. рис. 2.13) исключает коммутационные токовые перегрузки.

Способ форсированного рассасывания избыточных носителей зарядов в транзисторах при их закрывании в схемах преобразователей заключается в кратковременном увеличении управляюще-

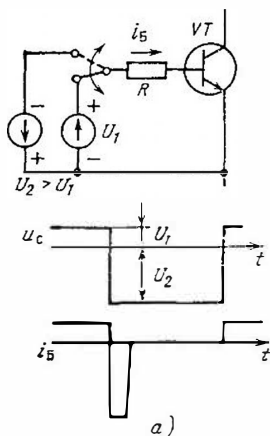


Рис. 3.14. Схемы форсированного закрывания биполярного транзистора

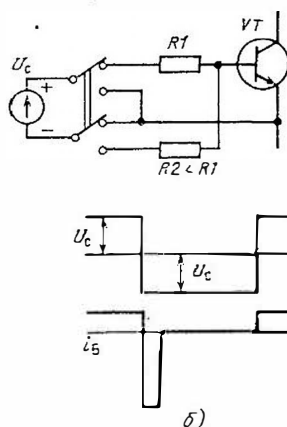


Рис. 3.15. Схема форсированного закрывания биполярного транзистора при управлении по обоим переходам (а) и временная диаграмма базового тока транзистора (б)

го сигнала на время процессов рассасывания и запирающего транзистора. Как показано в гл. 2, сокращение длительности процесса рассасывания дает положительный эффект, заключающийся в снижении амплитуды коммутационных токов, уменьшении фазового сдвига в контуре регулирования и увеличении глубины регулирования. При параллельном соединении транзисторов форсирование процесса рассасывания уменьшает неравномерность динамического токораспределения между отдельными силовыми транзисторами.

Различают два способа форсирования. К первому относятся схемы, в которых форсирование достигается увеличением уровня запирающего транзистор напряжения. Из-за малого максимально допустимого напряжения на закрытом переходе база — эмиттер (единицы вольт) современных мощных биполярных транзисторов эти схемы применяются ограниченно. Ко второму относятся схемы, в которых форсирование осуществляется изменением сопротивления управляющей цепи. Для пояснения приведем для обоих способов форсирования схемы и временные диаграммы в идеализированном виде (рис. 3.14, а, б). В простейшем случае способ форсирования реализуется посредством конденсатора или диода, устанавливаемого параллельно резистору, который включен последовательно с базовым выводом транзистора.

При использовании способа управления транзистором по обоим переходам может быть осуществлен форсированный выход мощного транзистора из режима насыщения в граничный режим

между насыщением и активной областью. На рис. 3.15 изображена схема и временная диаграмма тока базы транзистора. При подключении источника напряжения $U_{см}$ к переходу коллектор—база насыщенного транзистора возникает импульс тока, изменяющий полярность тока базы. После переходного процесса транзистор оказывается в режиме, который определяется напряжением $U_{см}$ и падением напряжения на открытом диоде, а ток базы принимает положительную полярность, причем его уровень автоматически устанавливается в зависимости от тока нагрузки, обеспечивая ненасыщенный режим.

В высокочастотных транзисторных преобразователях, состоящих из нескольких каскадов, предварительный каскад должен обладать перегрузочной способностью в той мере, какую обуславливает импульсный характер потребляемого от него тока при форсировании переходных процессов в транзисторах выходного каскада.

В силовых преобразователях эффект форсирования может быть значительно ослаблен из-за индуктивности проводников электрического тока, которые соединяют выводы базы и эмиттера мощных транзисторов с управляющей схемой. Отрицательное воздействие оказывает также индуктивность рассеяния трансформатора управления. Поэтому для управления мощными транзисторами применяются схемы с промежуточным накопителем энергии (конденсатором), которые способны обеспечить высокую степень ускорения переходного процесса, рассасывания избыточных носителей в полупроводниковой структуре биполярного транзистора.

В качестве примера рассмотрим схему с промежуточными конденсаторами для управления мощными транзисторами, переключаемыми в противофазе (рис. 3.16). Схема содержит трансформатор $T1$, к первичной обмотке которого прикладывается напряжение прямоугольной формы, поступающее от предварительного каскада. Две вторичные обмотки трансформатора $T1$ подключены через выпрямители к конденсаторам $C1$ и $C2$. Конденсаторы, в свою очередь, подключены к переходам база—эмиттер мощных транзисторов $VT3$ и $VT4$ через транзисторы $VT1$, $VT2$, управляемые противофазно от обмоток того же трансформатора $T1$. Между входами транзисторов $VT3$ и $VT4$ установлен трансформатор $T2$; последовательно с каждой из его обмоток включены резисторы $R1$ и $R2$.

Пусть до момента t_1 (рис. 3.17) транзистор $VT1$ открыт, а транзистор $VT2$ закрыт. В этом состоянии конденсатор $C1$ оказывается подключенным к переходу база—эмиттер транзистора $VT3$. В то же время от конденсатора $C1$ через обмотки трансформатора $T2$ проходит ток, который оказывается отпирающим для транзистора $VT4$. В момент t_1 изменяется полярность напряжения на обмотках трансформатора $T1$. Транзистор $VT2$ открывается, и на вход транзистора $VT4$ подается запирающий импульс тока от конденсатора $C2$. В течение времени $t_1 < t < t_2$ в транзисторе $VT1$

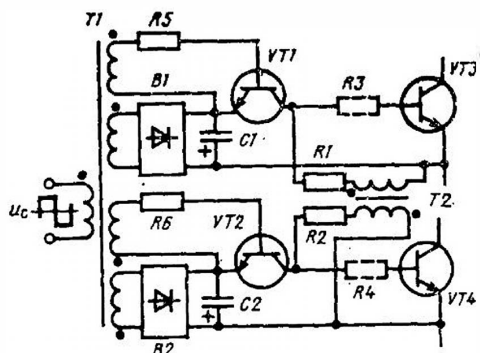


Рис. 3.16. Схема форсированного закрывания биполярных транзисторов с промежуточными емкостными накопителями электроэнергии

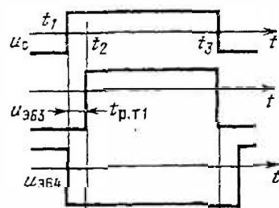


Рис. 3.17. Временные диаграммы, характеризующие процессы, происходящие в схеме на рис. 3.16 при смене полярности управляющего сигнала

происходит процесс рассасывания. Поэтому транзистор $VT3$ остается в закрытом состоянии до момента окончания процесса рассасывания в транзисторе $VT1$, а после запираения последнего транзистор $VT3$ откроется током, проходящим от конденсатора $C2$ через обмотку трансформатора $T2$. После момента t_2 устройство управления поддерживает закрытое состояние транзистора $VT4$ и открытое состояние транзистора $VT3$. Напряжения на конденсаторах $C1$ и $C2$ и сопротивления резисторов $R1$ и $R2$ определяют уровни отпирающих токов для мощных транзисторов. Таким образом, данное устройство управления осуществляет форсирование процессов рассасывания и запираения мощных транзисторов, а также реализует способ задержки момента их отпираания.

Уменьшение мощности динамических потерь в транзисторах и исключение их опасных электрических режимов, вызванных коммутационными токами и перенапряжениями, достигается формированием оптимальной траектории движения рабочей точки по динамической петле переключения. Надежная работа транзистора обеспечивается, если рабочая точка на плоскости i_K , $u_{KЭ}$ (рис. 3.18) при коммутации не выходит за границы установленной для данного режима работы транзистора области. Для проводящего состояния транзистора эта область (рис. 3.18,а) ограничена сверху максимально допустимыми токами $I_{K\max}$ (статический режим) и $I_{K\text{им}\max}$ (импульсный режим работы). Данная область ограничена отрезками BB , $ЗИ$ и $ЛМ$ гиперболических кривых, соответствующих максимально допустимой мощности $P_{K\max}$ для статического и $P_{K\text{им}\max}$ для импульсного режимов. Отрезки $ВГ$, $ИК$ и $МП$ соответствуют границам начала развития эффектов концентрации плотности тока или вторичному пробую, а линия HE — граничному напряжению $U_{KЭ\text{гр}}$. При импульсном режиме рабо-

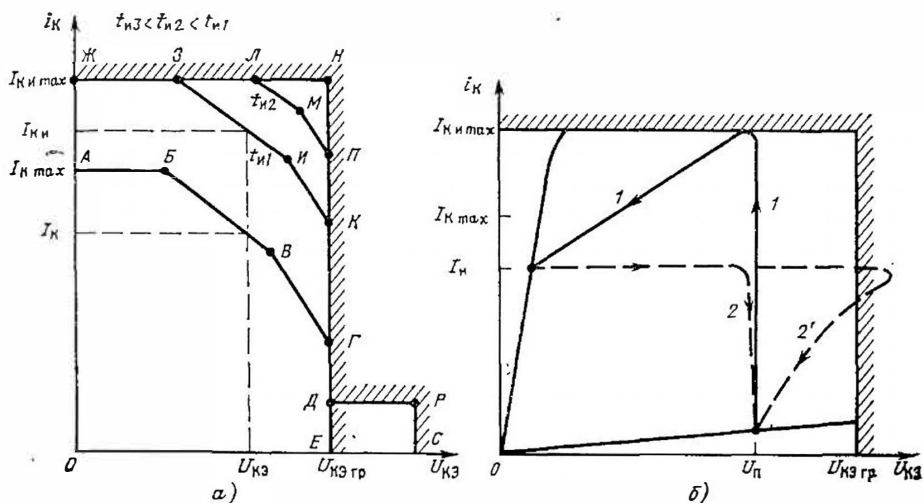


Рис. 3.18. Области безопасной работы биполярных транзисторов (а) и динамические траектории их переключения (б)

ты мощного транзистора область безопасной работы (ОБР) расширяется и с уменьшением длительности импульсов тока до единиц микросекунд в пределе достигает прямоугольника *ОЖНЕ*. При закрытом состоянии транзистора для импульсов ограниченной длительности ОБР дополняется участком *ДЕСР*. Из рис. 3.18,а видно, что при включении транзистора область безопасной работы определяется областью *ОЖНЕ*, а при выключении — *ОЖНДРС* и областью *ОАВВГЕ* (при работе в статическом режиме).

Если рассмотреть коммутационные процессы в простейшей схеме транзисторного ключа, работающего в режиме непрерывного тока на активно-индуктивную нагрузку, шунтированную диодом (см. рис. 3.3), то включение транзистора происходит при напряжении на его коллекторном переходе, равном напряжению источника питания U_n , а максимальный ток коллектора на участке 1 траектории переключения (рис. 3.18,б) может в 1,5—2 раза превысить средний ток нагрузки. Процесс выключения протекает при напряжении $U_{КЭ} \approx U_n$ (траектория 2 на рис. 3.18,б). Однако при наличии паразитной индуктивности монтажа и емкостей *p-n* переходов транзистора траектория его выключения, представленная кривой 2' на рис. 3.18,б, попадает в область больших напряжений $U_{КЭ}$. В этом случае рабочая точка может выходить за границы ОБР, что приводит к развитию вторичного пробоя. Все это вынуждает принимать меры, предупреждающие такой нежелательный режим работы транзистора. Наиболее эффективными из них являются: разгрузка транзисторов по току и напряжению,

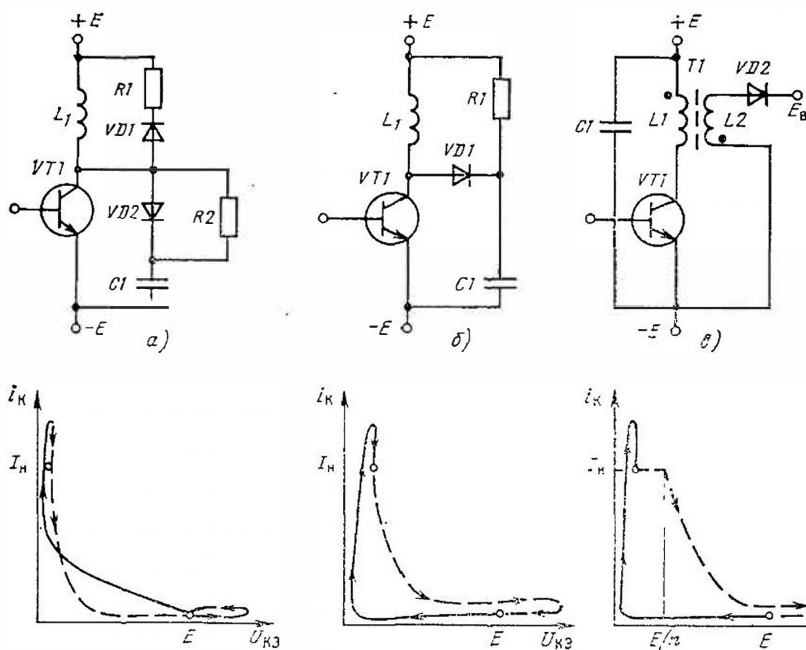


Рис. 3.19. Демпфирующие цепи, формирующие оптимальные динамические траектории переключения транзистора

формирование динамической траектории переключения с помощью малогабаритных реактивных элементов в силовой цепи и изменение времени переключения за счет рационального построения цепей управления.

Использование реактивных элементов позволяет ограничить скорость нарастания коллекторного тока транзистора при его включении и задержать рост напряжения на его коллекторе при выключении. Основные схемы демпфирующих цепей вместе с соответствующими им траекториями переключения представлены на рис. 3.19. Оптимальные режимы переключения транзистора обеспечивают цепи, представленные на рис. 3.19, б и в, причем последняя обладает более высоким КПД, так как большая часть энергии, накопленной в дополнительных реактивных элементах, рекуперирует в источник питания.

Показанные на рис. 3.19 траектории переключения транзистора соответствуют случаю, когда энергия, накопленная в реактивных элементах демпфирующей цепи, успевает полностью рассеяться к моменту следующей коммутации транзистора. В случае широтно-импульсного регулирования выходного напряжения в широком диапазоне неизбежно возникают режимы, изменяющие

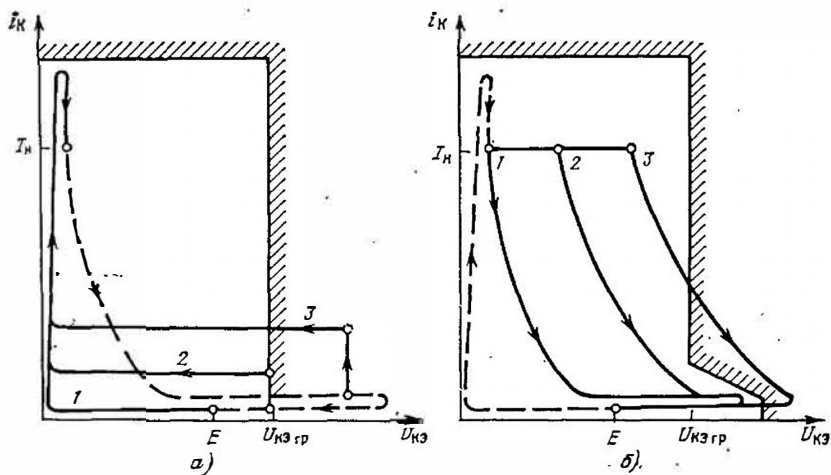


Рис. 3.20. Изменение ДТ переключения в случае, когда энергия, накопленная в элементах демпфирующих цепей, не успевает полностью расходоваться к моменту очередной коммутации транзистора

указанные траектории переключения транзистора. Так, при сокращении времени нахождения транзистора в режиме отсечки (закрытое состояние) энергия, накопленная в индуктивности демпфирующей цепи, не полностью рассеется и включение транзистора произойдет при токе в индуктивности, отличном от нуля. Это соответствует смещению рабочей точки в момент включения вправо и одновременно смещению траекторий переключения вверх параллельно оси напряжений, как показано на рис. 3.20, кривая 1 (на рис. 3.20,а сплошная линия — включено, штриховая — выключено; на рис. 3.20,б сплошная линия — выключено, штриховая — включено). При дальнейшем уменьшении времени закрытого состояния транзистора траектория перемещения рабочей точки может выйти на границу ОБР (кривая 2 на рис. 3.20,а) или за ее пределы (кривая 3). Аналогичное явление происходит и при сокращении времени нахождения транзистора в режиме насыщения (открытое состояние). В этом случае не успевает полностью разрядиться демпфирующая емкость до момента последующей коммутации, а это приводит к смещению траектории переключения в область более опасных режимов (кривые 2, 3 на рис. 3.20,б), поэтому при выборе параметров демпфирующих цепей необходимо учитывать диапазон регулирования выходных напряжений.

Для высоковольтных транзисторов наблюдается сильная зависимость напряжения вторичного пробоя $U_{вп}$ от коэффициента его насыщения в открытом состоянии и запирающего тока базы обратной полярности в моменты закрывания. На рис. 3.21,а при-

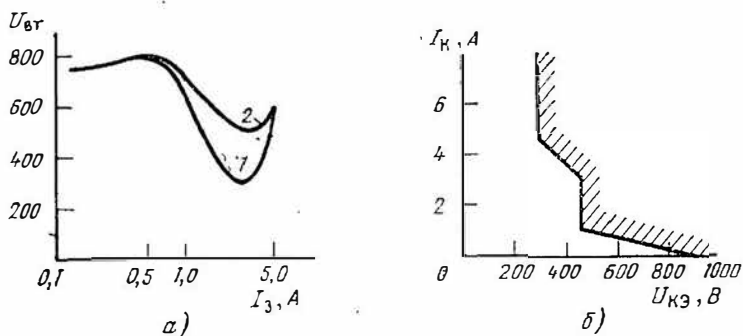
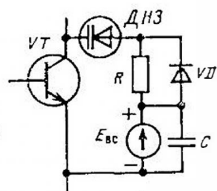


Рис. 3.21. Зависимости напряжения вторичного пробы (а) от запирающего базового тока и типовые границы ОБР для транзисторов типа КТ840 (б)

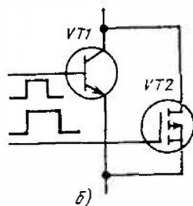
ведены экспериментальные данные, полученные в [31] при исследовании высоковольтных транзисторов типа КТ840. Кривая 1 соответствует $I_{от} = 3$ А, кривая 2 — $I_{от} = 1$ А. Ток коллектора открытого транзистора в обоих случаях $I_{К нас} = 5$ А.

Данные графики показывают, что естественное для разработчиков высокочастотных транзисторных преобразователей стремление увеличить коэффициент насыщения открытых транзисторов с целью уменьшения статических потерь в их открытом состоянии и повысить скорость выключения транзисторов посредством увеличения запирающего тока I_3 с целью уменьшения динамических потерь мощности приходит в противоречие с резким уменьшением напряжения вторичного пробы и возрастанием вероятности выхода транзисторов из строя. Поэтому основными способами обеспечения надежной работы высоковольтных транзисторных ключей являются использование малонасыщенных и ненасыщенных режимов открытого транзистора, обеспечение сравнительно небольших запирающих токов $I_3 < (0,2—0,3) I_{К нас}$, строгий контроль за соблюдением положения динамической траектории переключения транзистора в пределах его ОБР. Перечисленные факторы существенным образом уменьшают верхнюю границу рабочего диапазона частот преобразования электроэнергии в современных высоковольтных преобразовательных устройствах. Типовые границы ОБР для транзисторов типа КТ840 при их закрывании произвольным отрицательным базовым током по данным [31] изображены на рис. 3.21, б.

Совокупность указанных выше факторов, сказывающихся на надежности работы высоковольтных транзисторных ключей, обостряет решение вопроса об их оптимальных законах управления. Наиболее целесообразными с этой точки зрения являются такие, которые обеспечивают предварительный выход мощного транзисторного ключа из режима насыщения на границу режима актив-

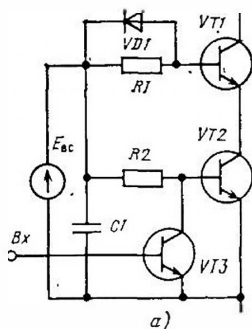


а)



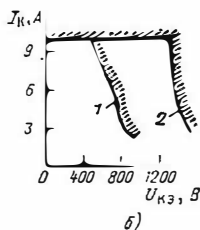
б)

Рис. 3.22. Демпфирующие цепи, содержащие диод с накоплением заряда (а) или МДП-транзистор (б)



а)

Рис. 3.23. Расширение границ ОБР посредством включения в цепь эмиттера мощного биполярного транзистора дополнительного быстродействующего транзистора



б)

ного усиления непосредственно перед моментом его закрывания, в частности способ управления мощным биполярным транзистором по его обоим переходам (см. рис. 3.15). Наряду с рассмотренными выше демпфирующими цепями (см. рис. 3.19), формирующими оптимальные динамические траектории переключения силовых транзисторов, в [31] рекомендуется параллельно высоковольтному транзистору включать либо диод с накоплением заряда ДНЗ, как показано на рис. 3.22,а, либо высоковольтный полевой транзистор, допустимое напряжение сток—исток которого превышает допустимое напряжение коллектор—эмиттер биполярного транзистора (рис. 3.22,б). В последнем случае выключение мощного транзисторного ключа должно происходить в следующей последовательности: выключается биполярный транзистор VT_1 , а затем МДП-транзистор VT_2 .

Существенное расширение [31, 32] ОБР мощного транзисторного ключа обеспечивает усложнение его силовой схемы посредством включения в эмиттерную цепь высоковольтного биполярного транзистора VT_1 низковольтного быстродействующего транзистора VT_2 (рис. 3.23,а). При его закрывании цепь эмиттера VT_1 разрывается и рассасывание избыточных носителей заряда в полупроводниковой структуре VT_1 происходит за счет протекания тока нагрузки транзисторного ключа через коллекторный $p-n$ переход VT_1 и диод VD_1 . При этом опасность развития вторичного пробоя высоковольтного транзистора практически устраняется, а расширение его ОБР на примере мощного биполярного транзистора КТ839 показано на рис. 3.23,б. Кривая 1 соответствует режиму

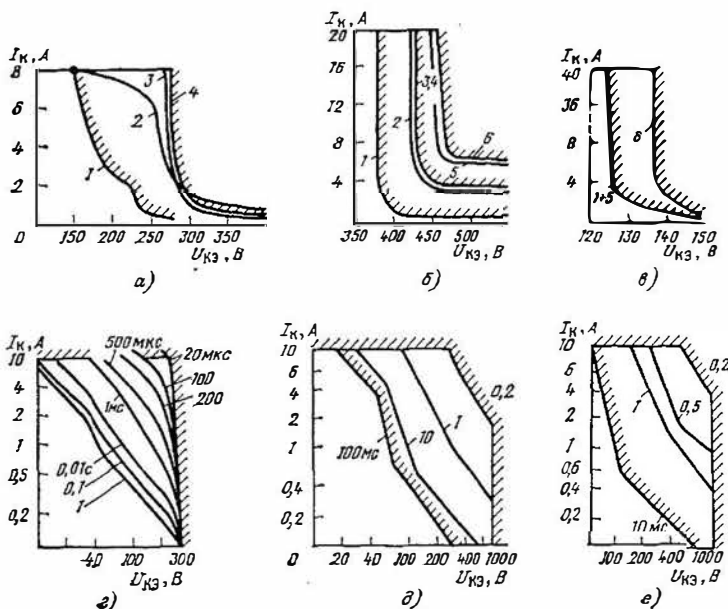


Рис. 3.24. Экспериментальные границы ОБР для транзисторов типов КТ804 (а), КТ834 (б), КТ827 (в), КТ809 (г), КТ828 (д), КТ838 (е)

$I_{от}=3$ А, $I_3=2$ А, кривая 2 получена для схемы, изображенной на рис. 3.23,а.

В [33] приведены экспериментально полученные границы ОБР мощных биполярных транзисторов при различных режимах записания и описана схема экспериментальной установки для снятия данных параметров. При этом под термином «безопасная работа» авторы понимают такие режимы закрывания мощных биполярных транзисторов, при которых, во-первых, не наблюдается ни один из признаков вторичного пробоя (т. е. резкого спада напряжения эмиттер — коллектор при некоторых значениях уменьшающегося тока коллектора или появления генерации высокочастотных колебаний в кривой напряжения база — эмиттер), а во-вторых, отсутствуют признаки тепловой неустойчивости, приводящей к существенному замедлению процесса закрывания транзистора и характеризующейся резким уменьшением скорости спада тока коллектора или даже его возрастанием при значениях значительно меньших $I_{К\text{ нас}}$. Причина возникновения тепловой неустойчивости заключается в появлении внутри полупроводниковой структуры транзистора так называемых «горячих пятен», т. е. участков с опасными локальными перегревами, при которых может происходить явление местного теплового пробоя коллекторного $p-n$ перехода.

Упомянутые выше границы ОБР в диапазоне рабочих температур от $+20$ до $+80^{\circ}\text{C}$ приведены на рис. 3.24 для транзисторов типов КТ804 (рис. 3.24,а), КТ834 (рис. 3.24,б) и КТ827 (рис. 3.24,в). Цифрой 1 обозначены границы ОБР для режима пассивного запираания, когда запирающее напряжение обратной полярности на входе транзистора отсутствует, а между его базой и эмиттером включен резистор с сопротивлением 10 Ом .

Кривые 2 соответствуют режиму запираания $U_{БЭ} = -3\text{ В}$, $R_B = 10\text{ Ом}$; кривые 3 — режиму $U_{БЭ} = -3\text{ В}$, $I_3 = 1\text{ А}$; кривые 4 — режиму $U_{БЭ} = -3\text{ В}$, $I_3 = 2\text{ А}$; кривые 5 — режиму $U_{БЭ} = -6\text{ В}$, $I_3 = 1\text{ А}$; кривые 6 — режиму $U_{БЭ} = -7,5\text{ В}$, $I_3 = 1\text{ А}$.

Проведенные исследования показали, что для каждого из исследованных транзисторов существуют широкие области безопасной работы при больших уровнях тока коллектора и напряжениях коллектор — эмиттер, значительно превышающих норму, указанную в технических условиях и справочниках. Границы ОБР мощных транзисторов существенно зависят от режима управления транзистором при его закрывании (рис. 3.24). Результаты измерений [104] границ ОБР мощных биполярных транзисторов типов КТ809А, КТ828, КТ838 в функции длительности прямоугольного импульса коллекторного тока отражены на рис. 3.24,г—е.

В качестве одного из методов уменьшения потерь энергии в транзисторных ключах высокочастотных преобразователей, повышения их экономичности и надежности принципиально может рассматриваться параллельное соединение в мощном ключе нескольких (иногда многих) транзисторов существенно меньшей мощности. При этом инерционные свойства используемых в ключе маломощных транзисторов улучшаются по сравнению с более мощными транзисторами, не требующими параллельного соединения для коммутации одной и той же мощности нагрузки.

При увеличении числа параллельно соединенных транзисторов потери энергии в режиме насыщения уменьшаются, а потери в закрытом состоянии ключа возрастают, уменьшается составляющая динамических потерь, обусловленная инерционностью движения носителей в полупроводниковой структуре транзистора, но могут увеличиваться составляющие динамических потерь, обусловленные влиянием емкостей коллекторных p - n переходов биполярных транзисторов. Таким образом, существует некоторое оптимальное число параллельно включенных транзисторов, соответствующее минимальному уровню рассеиваемой в транзисторном ключе мощности для заданных условий его работы и, следовательно, максимальному КПД ключа. Минимальный уровень рассеиваемой мощности вместе с увеличением площади поверхности, занятой параллельно соединенными транзисторами мощного ключа, позволяет в ряде случаев обходиться без дополнитель-

ного теплоотвода и существенно уменьшить массогабаритные характеристики мощного ключа.

На данном принципе основан известный метод «глубокого секционирования», разработанный при непосредственном участии большинства авторов настоящей книги. Суть его заключается в параллельном соединении нескольких сотен маломощных биполярных транзисторов (в корпусном или бескорпусном исполнении) для получения мощных транзисторных ключей. За более чем 20-летний период, прошедший с момента разработки этого метода, в данном направлении достигнуты существенные результаты. Созданы и получили широкое практическое использование в разработках высокочастотных преобразовательных устройств мощные ключи на десятки ампер, имеющие высокие эксплуатационные характеристики и исключительно высокую надежность при относительно небольшом уровне вводимой избыточности. Последовательно с каждым транзистором включаются малогабаритные предохранители (плавкие или полупроводниковые), отключающие вышедший из строя транзистор без нарушения нормальной работы всего транзисторного ключа. При отборе транзисторов для параллельного соединения производится их группировка по значению падения напряжения между эмиттером и коллектором для граничного режима $U_{кэ} = U_{бэ}$, используются схемотехнические методы искусственного симметрирования токов через параллельно включенные транзисторы в статическом и динамическом режимах ключа, а именно включение в эмиттерные цепи выравнивающих резисторов, высокочастотных малогабаритных дросселей, шунтированных диодами, и т. п.

В целом задача создания мощного транзисторного ключа из большого числа параллельно соединенных биполярных транзисторов малой мощности оказывается достаточно сложной для практической реализации. Ее осуществление следует признать целесообразной лишь для специальных мощных высокочастотных транзисторных преобразовательных устройств, к которым предъявляются очень жесткие требования в части надежности, энергетических и массогабаритных показателей.

К оптимальным законам управления мощными биполярными транзисторами при изменении тока нагрузки преобразовательных каскадов в широких пределах относится также закон пропорционально токового управления, при котором изменение тока коллектора открытого транзистора вызывает пропорциональное ему изменение тока базы этого же транзистора. Наиболее просто такой закон управления реализуется с помощью трансформатора тока, первичная обмотка которого включается в коллекторные или эмиттерные цепи мощных транзисторов, а вторичная — в цепи их баз (рис. 3.25). При открывании транзистора VT_2 (рис. 3.25, а, б) входным сигналом $U_{вх}$ через базу мощного транзистора VT_1 будет протекать ток, пропорциональный току нагрузки и снимаемый

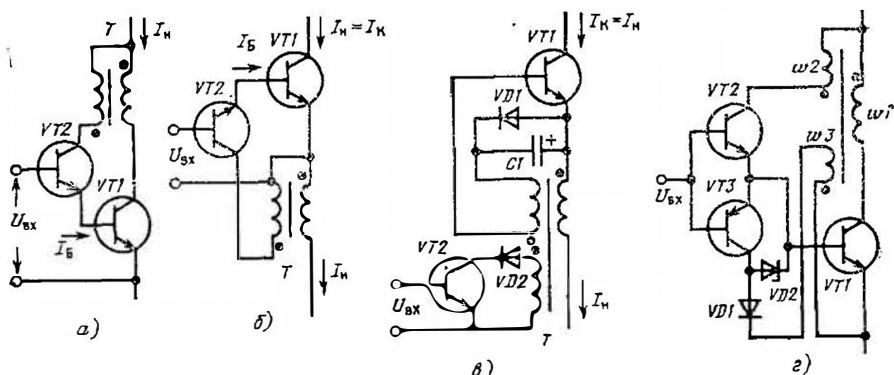


Рис. 3.25. Схемы пропорционально токового управления биполярными транзисторами

со вторичной обмотки трансформатора тока T . Работа магнитопровода T может быть рассчитана либо в режиме его предварительного намагничивания, либо без него. Во втором случае размагничивающая цепь обеспечивает возвращение магнитного состояния магнитопровода T в исходное при выключении управляющего транзистора $VT2$ и мощного транзистора $VT1$.

Режим предварительного намагничивания магнитопровода T связан с накоплением в нём некоторой энергии за время выключенного состояния $VT1$ и $VT2$ и последующей его отдачей в цепь управления $VT1$ при его открывании. Дополнительные элементы, обеспечивающие оба указанных режима намагничивания магнитопровода T , на рис. 3.25 не показаны. Они будут рассмотрены в гл. 5 на примерах однотактных преобразователей постоянного напряжения, где и будут отмечены наиболее характерные схемотехнические особенности их практической реализации. В схеме транзисторного ключа, приведенной на рис. 3.25, а, допускается насыщение управляющего трансформатора тока — при этом оба транзистора ключа будут эквивалентны одному составному транзистору.

При закрывании $VT2$ в обоих рассматриваемых схемах ток базы мощного транзистора прекращается и он выключается. Для форсирования процессов рассасывания и закрывания мощного биполярного транзистора в схеме ключа, изображенной на рис. 3.25, в, используются диод $VD1$ и шунтирующий его конденсатор $C1$. В закрытом состоянии $VT2$ мощный транзистор $VT1$ открыт и его ток базы пропорционален току нагрузки. Конденсатор $C1$ заряжается до напряжения, равного прямому напряжению диода $VD1$. В момент открывания $VT2$ он шунтирует обмотку трансформатора тока T , напряжения на остальных обмотках T резко

уменьшаются, конденсатор $C1$ разряжается через переход база—эмиттер $VT1$, форсируя процесс рассасывания и закрывания последнего. При закрывании $VT2$ вновь открывается мощный транзистор $VT1$ и т. д.

Схема транзисторного ключа с пропорционально токовым управлением, приведенная на рис. 3.25,а, характеризуется наличием форсированного запирающего мощного биполярного транзистора и небольшими потерями мощности на этапе рассасывания избыточных носителей зарядов. Дополнительная обмотка $\omega 3$ трансформатора тока T не оказывает влияния на характер процессов в открытом состоянии $VT1$ и $VT2$. После закрывания $VT2$ напряжения на обмотках T увеличиваются, стабилитрон $VD2$ пробивается, ток базы $VT1$ изменяет направление, но остается пропорциональным току нагрузки транзисторного ключа. На этапе рассасывания стабилитрон целесообразно шунтировать дополнительным транзистором $VT3$.

Пропорционально токовое управление мощным транзисторным ключом позволяет исключить неизбежную избыточность тока базы мощного биполярного транзистора в режимах малых и номинальных нагрузок, тем самым повысить КПД ключа и уменьшить рассеиваемую им мощность.

Для увеличения коэффициента передачи тока базы мощного ключа он обычно выполняется составным по схеме Дарлингтона. При этом ключ состоит из нескольких мощных биполярных транзисторов, соединенных своими коллекторами, содержит устройство управления и защиты, датчики тока и температуры, вспомогательные устройства вторичного электропитания. В качестве примера на рис. 3.26 приведена принципиальная электрическая схема унифицированного транзисторного ключа [34]. Авторами приводятся данные о результатах разработки ряда ключей на токи нагрузки 0,5; 1; 2; 5; 10; 20 и 50 А и напряжение питания 270 В $\pm 30\%$.

Мощный транзисторный ключ выполнен на составном транзисторе $VT16$ — $VT17$ и управляется транзисторами $VT8$ и $VT9$ предварительного усилителя мощности. При открывании $VT8$ через базу $VT16$ протекает ток от вспомогательного источника с напряжением $+U_{\text{нас}}$ и мощный транзисторный ключ открыт. При закрывании $VT8$ и открывании $VT9$ происходит форсированное рассасывание избыточных носителей в полупроводниковых структурах $VT16$ и $VT17$ и последующее их форсированное закрывание базовым током обратной полярности, протекающим от вспомогательного источника с напряжением $-U_{\text{зап}}$ через $VT9$. Транзисторы $VT8$ и $VT9$ в открытом состоянии в режим насыщения не входят, чем обеспечивается большое быстродействие предварительного усилителя мощности.

В отсутствие входного сигнала $U_{\text{вх}}$ открыты транзисторы $VT2$ — $VT5$ и $VT7$, через последний протекает небольшой ток, удер-

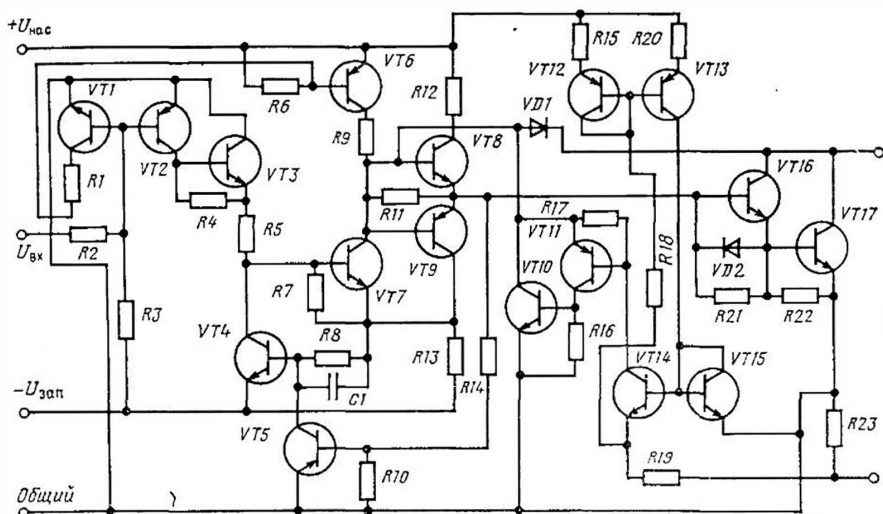


Рис. 3.26. Схема принципиальная транзисторного ключа на мощном биполярном транзисторе

живающий мощные транзисторы $VT16$ и $VT17$ в выключенном состоянии. Контур этого тока замыкается через резистор $R22$ и диод $VD2$, падение напряжения на которых вызывает открывание $VT5$ и соответствующее уменьшение токов через $VT7$ и $VT9$. В момент рассасывания избыточных носителей заряда в полупроводниковых структурах мощных транзисторов $VT16$ и $VT17$, когда их базовые переходы открыты и шунтируют $R22$ и $VD2$, напряжение на входе $VT5$ существенно ниже напряжения в закрытом состоянии мощных биполярных транзисторов. По этой причине в интервале их коммутации ток через $VT5$ значительно меньше своего установившегося значения в закрытом состоянии $VT16$, $VT17$, а токи через $VT7$ и $VT9$ соответственно больше, чем обеспечивается форсированное закрывание мощного транзисторного ключа.

При появлении входного сигнала $U_{вх}$ открываются транзисторы $VT1$, $VT6$, $VT8$, мощный транзисторный ключ $VT16$ — $VT17$ и закрываются $VT2$ — $VT5$, $VT7$, $VT9$. Диод $VD1$ обеспечивает нелинейную обратную связь, исключающую режим глубокого насыщения мощного транзисторного ключа.

Узел ограничения тока мощного ключа при его перегрузках выполнен на транзисторах $VT10$ — $VT15$ и переводит мощные биполярные транзисторы $VT16$ и $VT17$ в ненасыщенное состояние при недопустимом увеличении тока через резистор $R23$, который выполняет роль датчика тока. Мощный транзисторный ключ снабжен также датчиком температуры и относительно сложной схемой управления и защиты, не показанными на рис. 3.26.

Таблица 3.1

Параметры ряда транзисторных ключей, выполненных по схеме, изображенной на рис. 3.26 [34]

Номинальный ток, А	0,5	1	2	5	10	20	50
Удельная мощность, кВт/кг	1,1	2,1	3,2	6,2	8,5	11	13,5
Масса без дополнительного радиатора, г	126	126	126	130	182	241	305
Масса дополнительного радиатора, г	—	—	41	86	135	251	698
Рассеиваемая мощность, Вт	2,6	3,3	4,7	8,7	15,1	28,2	69,9
КПД, %	98,1	98,8	99,4	99,4	99,4	99,5	99,5
Число мощных транзисторов, шт.	2	2	2	3	7	11	19
Габариты, мм	70×90×15			100×90×15		$130 \times 90 \times 15$	$160 \times 90 \times 15$

В табл. 3.1 приведены данные разработки ряда унифицированных транзисторных ключей, которые свидетельствуют об их высокой эффективности при мощности преобразователей от 0,1 до 20 кВт.

Как отмечено в [35], наиболее рациональной схемой высоковольтного ключа на мощных биполярных транзисторах является двухкаскадный ключ с нелинейной ОС и регулировкой входного тока (см. рис. 3.26).

При повышенных частотах коммутации перспективно применение комбинации мощных биполярных транзисторов с управляющими МДП-транзисторами, показанными на рис. 3.27. В схеме, приведенной на рис. 3.27,а, управляющий МДП-транзистор обеспечивает заметное сокращение времени рассасывания за счет хороших импульсных свойств и относительно большого внутреннего сопротивления в открытом состоянии.

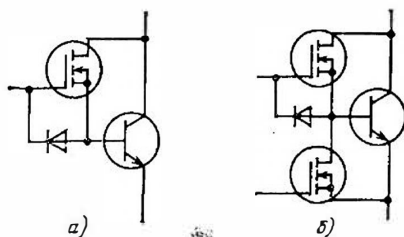


Рис. 3.27. Составные транзисторы

В схеме, приведенной на рис. 3.27,б, при номинальном токе открыты оба МДП-транзистора, а мощный биполярный транзистор закрыт. При увеличении тока нагрузки низковольтный МДП-транзистор с малым внутрен-

Таблица 3.2

Параметры составных ключей на МДП- и биполярных транзисторах [36]

Комбинация транзисторов	T_0 , нс	T_3 , нс	$U_{КЭ'}$, В	I_K , А	$R_{диф}$, Ом	$S_{эв}$, А/В
КП901—КТ908А	50—70	200—300	70	10	0,3—0,4	3—4
КП909А—КТ908А	70—100	200—300	70	10	0,13—0,2	6—8
КП904—ТК-40	300—400	400—600	80	40	0,25	5
КП701—ТК-100	500	1000	200	63	0,1—0,15	6—7

ним сопротивлением в открытом состоянии, подключенный к переходу база—эмиттер биполярного транзистора, выключается управляющим сигналом и схема становится аналогичной приведенной на рис. 3.27,а. Результаты исследования коммутационных свойств составного транзисторного ключа, выполненного по схеме на рис. 3.27,а на различных парах отечественных МДП- и биполярных транзисторов, получены в [36] и приведены в табл. 3.2.

Несмотря на то, что основой мощных полупроводниковых ключей в современных маломощных преобразовательных устройствах, охватывающих диапазон питающих напряжений до сотен вольт и мощностей нагрузок до единиц—десятков киловатт, до настоящего времени продолжает оставаться мощный биполярный транзистор, прогресс в технике разработки и производства мощных МДП-транзисторов с улучшенными эксплуатационными характеристиками определяет возрастающий интерес к ним как к перспективным высокочастотным полупроводниковым ключам.

3.3. НЕДОСТАТКИ КЛЮЧЕЙ НА МОЩНЫХ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ. ЦЕЛЕСОБРАЗНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МДП-ТРАНЗИСТОРОВ

Почему же мощный биполярный транзистор, который произвел настоящую техническую революцию в маломощной полупроводниковой преобразовательной технике, перестал удовлетворять разработчиков современных высокочастотных транзисторных преобразователей? Почему, как уже неоднократно подчеркивалось выше, в последние годы они все в большей степени заинтересованно следят за прогрессом в области мощных МДП-транзисторов, видя в них возможность преодоления многих трудноразрешимых схемотехнических проблем?

Даже краткое рассмотрение основных свойств мощных биполярных транзисторов в предыдущих параграфах настоящей главы показало, что для своего надежного и экономичного функционирования такие транзисторные ключи должны содержать ряд дополнительных (и часто достаточно мощных) цепей, с по-

мощью которых организуются их управление и защита. Основные недостатки, свойственные мощным биполярным транзисторам, следующие:

1. Малый коэффициент передачи тока базы $h_{21Э}$ и его большие технологические разбросы ($h_{21Э \max}/h_{21Э \min} = 6 - 10$) заставляют разработчиков высокочастотных транзисторных преобразователей задавать большие избыточные токи базы, т. е. неоправданно увеличивать мощность схем управления транзисторными ключами.

2. В открытом состоянии транзисторы с $h_{21Э \max}$ находятся в режиме очень глубокого насыщения, что приводит к существенному увеличению длительности процессов рассасывания. При уменьшении тока нагрузки ключа в процессе его работы относительная длительность процессов рассасывания увеличивается еще более и, как следствие этого, значительно усложняются схемы управления мощными биполярными транзисторами — требуются введение временных задержек в моменты их открывания, форсирование процессов рассасывания и закрывания, управление по обоим переходам и т. п., т. е. в конечном счете уменьшение экономичности и надежности транзисторных ключей, широкая номенклатура разнообразных схем управления, затрудняющая проведение унификации схемотехнических решений.

3. Введение пропорционально токового управления, когда ток базы насыщенного биполярного транзистора изменяется пропорционально изменению его тока коллектора, усложняет схему ключа, требует введения дополнительных трансформаторов тока или других силовых элементов.

4. Применение составных транзисторов дает возможность увеличить коэффициент передачи по току базы, но вызывает увеличение потерь в мощном ключе в моменты открытого состояния.

5. Склонность мощных биполярных транзисторов ко вторичному и локальным тепловым пробоям коллекторного перехода требует специальных демпфирующих цепей, формирующих динамическую траекторию переключения внутри области безопасной работы транзисторов.

В силу этих и некоторых других причин интерес разработчиков высокочастотных транзисторных преобразователей естественно привлекают мощные МДП-транзисторы, свободные от перечисленных выше недостатков. Малое выходное сопротивление (до 0,02—0,04 Ом), большое входное сопротивление и ничтожная мощность схем управления, устойчивость ко вторичному пробую, отсутствие необходимых для запирающих смещений, отсутствие процессов накопления и рассасывания неосновных носителей зарядов позволяют при применении МДП-транзисторов надеяться на существенное повышение верхней границы рабочего диапазона частот преобразования электроэнергии, повышение КПД преобразовательных устройств и их удельной мощности. Одновременно появляется возможность значительного упрощения схем мощных транзисторных ключей, унификации их схемотехнических решений, более полного использования возможностей полупроводниковой и гибридной технологий их создания.

На сегодняшний день наиболее перспективны МДП-транзисторы с вертикальным каналом, обеспечивающие время переключения 5—20 нс и выходное сопротивление 0,03—0,3 Ом при допустимом токе 10—30 А и напряжении 100—500 В. Такие МДП-транзисторы могут управляться непосредственно от типовых логических микросхем, в связи с чем решение проблемы разработки устройств

управления мощными транзисторными ключами в значительной степени упрощается. Процессы, происходящие в мощном транзисторном ключе на МДП-транзисторе, были рассмотрены выше в гл. 2 при описании импульсных стабилизаторов (см. рис. 2.8) и инверторов (см. рис. 2.13, а — е и 2.16). Некоторые наиболее типичные схемотехнические решения высокочастотных транзисторных преобразователей на МДП-транзисторах и способы их управления будут рассмотрены в последующих разделах настоящей книги.

Следует отметить, однако, что, несмотря на ряд явных преимуществ мощных МДП-транзисторов перед мощными биполярными, последние тем не менее в настоящее время составляют куда более существенную долю в общем числе мощных транзисторов, используемых в отечественной и зарубежной технике, а наиболее смелые зарубежные прогнозы о скорой замене, о вытеснении с международного рынка мощных биполярных транзисторов перспективными МДП-транзисторами опережают реальное положение вещей. Сложившееся положение постепенно изменяется в сторону увеличения доли МДП-транзисторов в современной преобразовательной технике по мере дальнейшего совершенствования технологии их изготовления и улучшения эксплуатационных характеристик, расширения номенклатуры выпускаемых промышленностью приборов и накопления практического опыта их использования. По глубокому убеждению авторов этой книги дальнейший прогресс в области высокочастотных транзисторных преобразователей будет связан именно с использованием мощных МДП-транзисторов, так как мощные биполярные транзисторы на сегодняшний день свои возможности в значительной степени исчерпали.

ГЛАВА ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ ЧЕТВЕРТАЯ. ИНВЕРТОРЫ

4.1. КРАТКАЯ КЛАССИФИКАЦИЯ

Под инвертированием в преобразовательной технике понимается преобразование энергии постоянного тока в энергию переменного. Устройства, осуществляющие такое преобразование, получили название инверторов.

Рассматриваемые в настоящей главе высокочастотные транзисторные инверторы выполняют в современных средствах вторичного электропитания РЭА следующие функции: получение на выходе требуемого количества выходных напряжений переменного тока, обеспечение заданных параметров каждого из выходных напряжений (уровня, формы, частоты), электрическую изоляцию каждой выходной цепи друг от друга и от питающей сети постоянного тока, регулирование выходных напряжений в соответствии с законом изменения маломощного управляющего сигнала и т. п.

По числу выходных цепей переменного тока высокочастотные транзисторные инверторы согласно ГОСТ 23414—79 «Преобразователи электроэнергии полупроводниковые. Термины и определения» делятся на одноканальные и многоканаль-

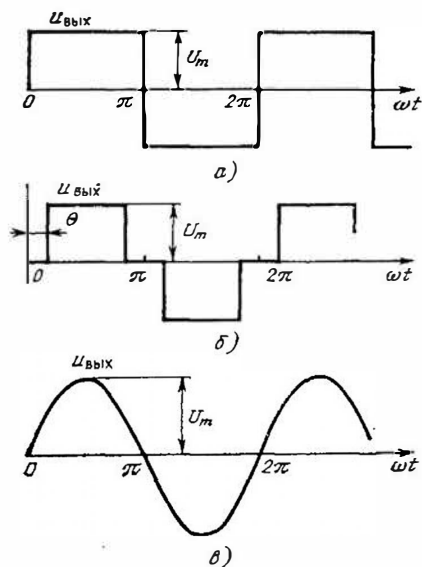


Рис. 4.1. Типовые формы кривой выходного напряжения высокочастотных инверторов

и инверторы с выходным напряжением синусоидальной формы. Наиболее типовые формы кривой выходного напряжения высокочастотных транзисторных инверторов приведены на рис. 4.1, а соответствующий им гармонический состав — в табл. 4.1.

Отличие формы кривой выходного напряжения транзисторных инверторов от синусоидальной характеризуется в соответствии с ГОСТ 23414—79 коэффициентом несинусоидальности $k_{нс}$, равным отношению действующего значения основной (первой) гармоники напряжения $U_{вх1}$ к полюсному действующему напряжению на стороне переменного тока инвертора $U_{вмх}$:

$$k_{нс} = U_{вх1} / U_{вмх}. \quad (4.1)$$

Заметим, что коэффициент $k_{нс}$ логичнее было бы определить как коэффициент синусоидальности выходного напряжения инвертора, так как по определению (4.1) чем форма его кривой ближе к синусоидальной, тем больше $k_{нс}$ и тем ближе он к единице. Для идеального синусоидального напряжения $k_{нс} = 1$.

На практике степень несинусоидальности выходного напряжения инвертора оценивается иногда через коэффициент гармоник, определяемый как отношение корня квадратного из суммы квадратов амплитуд напряжений высших гармоник к амплитуде напряжения основной (первой) гармоники $U_{вх1m}$:

$$k_g = \sqrt{\sum_{n=3}^{\infty} U_{нх n m}^2 / U_{вх 1 m}^2}. \quad (4.2)$$

ные. К одноканальным относятся инверторы, имеющие только один выход, к многоканальным — инверторы, обладающие двумя или более выходами переменного тока. По числу фаз выходных напряжений рассматриваемые инверторы делятся на однофазные, двухфазные и трехфазные. Преимущественная область практического использования однофазных высокочастотных транзисторных инверторов — двухзвенные преобразователи постоянного напряжения, в которых нагрузка подключается к выходу инвертора через выпрямитель, и однофазные электромеханические устройства. Двух- и трехфазные транзисторные инверторы в основном используются для питания электродвигательных нагрузок, датчиков взаимного углового перемещения, синус-косинусных преобразователей и т. п.

По форме выходного напряжения высокочастотные транзисторные инверторы подразделяются на инверторы с выходным напряжением прямоугольной формы

Таблица 4.1

Гармонический состав выходного напряжения транзисторных инверторов

Форма кривой выходного напряжения	Гармонический состав выходного напряжения	Коэффициент несинусоидальности $k_{нс}$
Рис. 4.1, а	$u_{\text{вых}} = \frac{4}{\pi} U_m \left[\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \right. \\ \left. + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots \right] = \frac{2}{\pi} U_m \sum_{n=1}^{\infty} (\sin n\omega t / n) \times \\ \times [1 - (-1)^n], \quad n = 1, 2, 3, 4, 5, 6, \dots$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9$
Рис. 4.1, б	$u_{\text{вых}} = \frac{4}{\pi} U_m \left[\cos \theta \sin \omega t + \frac{1}{3} \cos 3\theta \sin 3\omega t + \right. \\ \left. + \frac{1}{5} \cos 5\theta \sin 5\omega t + \dots \right] = \frac{2}{\pi} U_m \sum_{n=1}^{\infty} (\cos n\theta \times \\ \times \sin n\omega t / n) [1 - (-1)^n], \quad n = \\ = 1, 2, 3, 4, 5, 6, \dots$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times \\ \times \frac{\cos \theta}{\sqrt{1 - 2\theta/\pi}}$
Рис. 4.1, в	$u_{\text{вых}} = U_m \sin \omega t$	1

где $U_{\text{вых}n}$ — амплитуды высших (n -го порядка) гармоник выходного напряжения инвертора. Для типовых форм кривой выходного напряжения высокочастотных транзисторных инверторов формулы для расчета коэффициента несинусоидальности приведены в табл. 4.1.

По способу управления силовыми транзисторами рассматриваемые инверторы делятся на инверторы с внешним возбуждением и инверторы с самовозбуждением. В инверторах первой группы управление силовыми транзисторами осуществляется от внешнего задающего генератора, а значение и стабильность частоты выходного напряжения определяются выходными параметрами этого генератора. Инверторы второй группы представляют собой автогенераторные устройства, работающие в режиме устойчивых автоколебаний (в первую очередь это относится к однофазным транзисторным инверторам — см. рис. 2.13 — с выходным напряжением прямоугольной формы). Для инверторов с самовозбуждением значение и стабильность частоты выходного напряжения определяются значением и стабильностью питающего напряжения, а также параметрами самих автогенераторов.

По соотношению между уровнями входного и выходного напряжений высокочастотные транзисторные инверторы делятся на нерегулируемые и регулируемые. Для нерегулируемых инверторов уровень и нестабильность выходного на-

пряжения пропорциональны уровню и нестабильности напряжения питания. Для регулируемых инверторов выходное напряжение вне зависимости от входного может изменяться под действием маломощного сигнала управления. Частным случаем регулируемых инверторов являются стабилизированные инверторы, в которых сигнал управления снимается с выхода инвертора и представляет собой сигнал ООС, а уровень выходного напряжения под действием этого сигнала поддерживается неизменным при любом сопротивлении нагрузки, изменении напряжения питания, температуры окружающей среды и т. п.

Стабильность выходного напряжения инверторов характеризуется обычно коэффициентом нестабильности $k_{\text{нст}}$, равным отношению относительных изменений действующего выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}/U_{\text{вых}}$ и каждого из возмущающих факторов. Так, коэффициент нестабильности выходного напряжения ($k_{\text{нст}})_U$, обусловленный изменениями напряжения питания инвертора,

$$(k_{\text{нст}})_U = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \bigg/ \frac{\Delta U_{\text{п}}}{U_{\text{п}}}, \quad (4.3)$$

где $U_{\text{п}}$ — номинальное напряжение питания инвертора; $\Delta U_{\text{п}}$ — его отклонение от номинального значения.

Коэффициент нестабильности выходного напряжения инвертора в условиях изменения температуры окружающей среды

$$(k_{\text{нст}})_{T^0} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \bigg/ \frac{\Delta T^0}{T^0}, \quad (4.4)$$

где T^0 — номинальная температура окружающей среды; ΔT^0 — ее отклонение от номинального значения. Влияние на выходное напряжение инвертора изменений сопротивления и характера нагрузки учитывается внутренним (выходным) сопротивлением инвертора, которое в общем виде может иметь реактивный характер:

$$Z_{\text{вн}} = (\Delta U_{\text{вых}})_I / \Delta I_{\text{вых}}, \quad (4.5)$$

где $(\Delta U_{\text{вых}})_I$ — изменение действующего значения выходного напряжения, вызванное изменениями действующего значения тока нагрузки инвертора на $\Delta I_{\text{вых}}$.

Коэффициент временной нестабильности выходного напряжения ($k_{\text{нст}})_t$, обусловленный изменениями параметров элементов инвертора в процессе его эксплуатации, равен

$$(k_{\text{нст}})_t = (\Delta U_{\text{вых}})_t / t_{\text{раб}}, \quad (4.6)$$

где $(\Delta U_{\text{вых}})_t$ — изменения выходного напряжения инвертора, вызванные воздействием временного фактора, за время работы устройства $t_{\text{раб}}$.

Для высокочастотных транзисторных инверторов допустимая суммарная нестабильность выходного напряжения $\delta U_{\text{вых}}$, обусловленная суммарным воздействием различных факторов в процессе работы инверторов, обычно определяется как допустимое отклонение от номинального значения $U_{\text{вых.ном}}$ в сторону увеличения (со знаком «+») или уменьшения (со знаком «—»):

$$\delta U_{\text{вых}} = \left\{ \frac{(U_{\text{вых. max}} - U_{\text{вых. ном}}) \cdot 100 / U_{\text{вых. ном}}}{\frac{U_{\text{вых. min}} - U_{\text{вых. ном}}}{U_{\text{вых. ном}}}} \right\} \cdot 100\%, \quad (4.7)$$

где $U_{\text{вых max}}$, $U_{\text{вых min}}$ — допустимые по условиям работы нагрузки максимальное и минимальное выходные напряжения. Для высокочастотных транзисторных стабилизированных инверторов, используемых в средствах вторичного электропитания РЭА, типовые значения $\delta U_{\text{вых}} \geq \pm (2-5) \%$, в более редких случаях $\delta U_{\text{вых}} \leq \pm (0,5-1) \%$.

Иногда на практике качество стабилизации выходного напряжения инверторов оценивается коэффициентом стабилизации, показывающим, во сколько раз относительное изменение выходного напряжения инвертора $\Delta U_{\text{вых}}/U_{\text{вых}}$ меньше вызвавшего его изменения возмущающего воздействия. Так, коэффициент стабилизации выходного напряжения в соответствии с (4.3) равен

$$(k_{\text{ст}})_U = 1/(k_{\text{нст}})_U = \frac{\Delta I_{\text{п}}}{U_{\text{п}}} / \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \quad (4.8)$$

По наличию или отсутствию силового трансформатора транзисторные инверторы подразделяются на инверторы с трансформаторным и бестрансформаторным выходами. Последние выполняются по мостовым (полумостовым) схемам — однофазной (см. рис. 2.13, б, в, д, е) или трехфазной, а их нагрузка включается непосредственно в диагональ мостовой схемы. Инверторы с бестрансформаторным выходом преимущественно используются для питания электродвигателей и электромагнитных механизмов, когда не требуется электрическая изоляция цепи нагрузки инвертора от источника электроэнергии, а уровень напряжения на нагрузке согласован с напряжением питания инвертора.

Наличие трансформатора в схеме инвертора в основном определяет как место и функции высокочастотных транзисторных инверторов в средствах вторичного электропитания РЭА, так и облик последних. Трансформатор является одним из наиболее совершенных преобразователей электроэнергии переменного тока. При своих относительно малых габаритах и массе, сравнительно простой технологии изготовления, использовании недорогих и недефицитных материалов он позволяет передавать из первичной цепи во вторичные поток электроэнергии переменного тока большой плотности на единицу объема и массы с относительно малыми потерями. Именно трансформатор дает возможность наиболее простыми техническими средствами обеспечить на выходе инвертора ряд требуемых напряжений переменного тока различного уровня при электрической изоляции выходных цепей (включая высоковольтные) друг от друга и от питающей сети постоянного тока.

Поэтому высокочастотные транзисторные инверторы с трансформаторным выходом являются одним из центральных функциональных узлов средств вторичного электропитания, а их дальнейший прогресс безусловно связан с дальнейшим совершенствованием конструктивного исполнения трансформаторов, использованием в них более прогрессивных материалов, с повышением частоты преобразования электроэнергии. В зависимости от того, удастся ли найти эффективную замену традиционному трансформатору, в существенной степени будет зависеть, останется ли без изменения облик будущих средств вторичного электропитания РЭА или он изменится коренным образом.

4.2. ИНВЕРТОРЫ С САМОВОЗБУЖДЕНИЕМ И СПОСОБЫ ИХ НАЧАЛЬНОГО ЗАПУСКА

Простейшими транзисторными инверторами являются инверторы с самовозбуждением, в которых функции нелинейного магнитного элемента выполняет силовой трансформатор (рис. 4.2). Во всех изображенных схемах управление мощными транзисторами (биполярными или МДП-типа) осуществляется с помощью специальных базовых обмоток, расположенных наряду с первичной и вторичными обмотками на магнитопроводе силового трансформатора T . При этом базовые цепи мощных транзисторов с объединенными эмиттерами могут питаться либо от двух самостоятельных обмоток, либо от одной обмотки со средней точкой (рис. 4.2, а, б), либо от одной обмотки без средней точки (рис. 4.2, в). В последнем случае обратное напряжение база — эмиттер каждого из транзисторов в его закрытом состоянии ограничено сравнительно малым постоянным прямым напряжением диода, что особенно важно для мощных дрейфовых биполярных транзисторов с небольшим предельно допустимым обратным напряжением база — эмиттер. В инверторах с самовозбуждением наряду с биполярными транзисторами $n-p-n$ -типа принципиально могут использоваться также транзисторы $p-n-p$ -типа. В последнем случае полярность питающего напряжения для всех схем, показанных на рис. 4.2, и полярности включения всех диодов следует изменить на противоположные.

Временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу однофазных транзисторных инверторов с выходным напряжением прямоугольной формы (см. рис. 4.2) на нагрузку активного характера, изображены на рис. 4.3, а; на нагрузку индуктивного характера — на рис. 4.3, б. Отметим, что приведенные на рис. 4.3 временные диаграммы будут в равной степени характерны и для всех других типов однофазных высокочастотных транзисторных инверторов с выходным напряжением прямоугольной формы вне зависимости от типов используемых в них транзисторов и способа управления ими. Поскольку принцип действия всех схем, изображенных на рис. 4.2, а — в одинаков, ограничимся рассмотрением работы простейшей схемы, приведенной на рис. 4.2, а.

Пусть в произвольно выбранный момент t_1 (рис. 4.3, а) транзистор $VT1$ открыт и насыщен, а транзистор $VT2$ полностью закрыт и находится в режиме отсечки. Исходное состояние схемы поддерживается соответствующими полярностями напряжений на базовых обмотках трансформатора (показаны на рис. 4.2, а без скобок) и переходах база — эмиттер силовых транзисторов. Данное состояние схемы инвертора сохранится до тех пор, пока не произойдет кратковременное насыщение силового трансформатора, в результате коллекторный ток открытого транзистора резко возрастает, стремясь в пределе к току короткого замыкания источ-

Для активной нагрузки напряжения на первичной (u_1) и вторичной ($u_n = u_{\text{вых}}$) обмотках поддерживаются в течение каждого рабочего полупериода постоянными, а ток через открытый транзистор во времени постоянен ($I_{K \text{ нас}}$) и равен приведенному току нагрузки инвертора:

$$\begin{cases} u_n = u_1 \omega_2 / \omega_1 = U_n \omega_2 / \omega_1; \\ i_n = u_n / R_n; \\ I_K' = I_{K \text{ нас}} = I_n \omega_2 / \omega_1 = (U_n / R_n) (\omega_2 / \omega_1)^2, \end{cases} \quad (4.9)$$

где ω_1 и ω_2 — числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора (для обмоток с выводом нулевой точки под ω_1 и ω_2 следует понимать числа витков соответствующих полуобмоток); U_n — напряжение питания инвертора; R_n — сопротивление его нагрузки.

Для индуктивно-активной нагрузки токи коллектора открытого транзистора и нагрузки в течение каждого рабочего полупериода не остаются неизменными во времени, а увеличиваются к концу полупериода, достигая своих максимальных значений непосредственно перед очередной коммутацией мощных транзисторов. При этом максимальный ток нагрузки

$$I_{n \text{ max}} = \frac{U_n}{R_n} \frac{\omega_2}{\omega_1} \frac{1 - e^{-1/2 f \tau_n}}{1 + e^{-1/2 f \tau_n}}; \quad (4.10)$$

максимальный коллекторный ток открытого транзистора

$$I_K'' = I_{n \text{ max}} (\omega_2 / \omega_1); \quad (4.11)$$

эффективный ток нагрузки

$$I_n = \frac{U_n}{R_n} \frac{\omega_2}{\omega_1} \sqrt{1 - 4 f \tau_n \frac{1 - e^{-1/2 f \tau_n}}{1 + e^{-1/2 f \tau_n}}}. \quad (4.12)$$

В выражениях (4.10) — (4.12) $\tau_n = L_n / R_n$ — постоянная времени нагрузки; L_n и R_n — ее индуктивность и активное сопротивление; f — рабочая частота (частота преобразования электроэнергии).

Из рис. 4.3,б видно, что в начале каждого рабочего полупериода ток индуктивно-активной нагрузки продолжает сохранять свое первоначальное направление благодаря накопленной в ней энергии. Вновь открывшийся транзистор инвертора оказывается в инверсном режиме, поэтому параллельно каждому из транзисторов инвертора, предназначенного для питания индуктивной нагрузки, рекомендуется включать возвратный диод. Через такие диоды избыточная электромагнитная энергия из цепи нагрузки возвращается (рекупирует) в источник питания в начале каждого рабочего полупериода. Возвратные диоды показаны штриховыми линиями на рис. 4.2. В транзисторных инверторах, предназначенных

для питания активных нагрузок, возвратные диоды необходимы.

Среднее значение тока через возвратный диод в режиме индуктивно-активной нагрузки инвертора может быть вычислено по формуле

$$I_{\text{пр.ср}} = \frac{U_{\text{п}}}{R_{\text{н}}} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 j\tau_{\text{н}} \left(\frac{1 - e^{-1/2j\tau_{\text{н}}}}{1 + e^{-1/2j\tau_{\text{н}}}} - \ln \frac{2}{1 + e^{-1/2j\tau_{\text{н}}}} \right), \quad (4.13)$$

а среднее значение тока, потребляемого инвертором от источника питания,

$$I_{\text{п.ср}} = \frac{U_{\text{п}}}{R_{\text{н}}} \left(\frac{\omega_2}{\omega_1} \right)^2 \left(1 - 4j\tau_{\text{н}} \frac{1 - e^{-1/2j\tau_{\text{н}}}}{1 + e^{-1/2j\tau_{\text{н}}}} \right). \quad (4.14)$$

Для обеспечения режима насыщения ток базы каждого из мощных транзисторов должен задаваться из условия

$$I_{\text{Бном}} = (1,2 - 1,3) I_{\text{К}}'' / h_{21\text{Эмин}}. \quad (4.15)$$

Коэффициент 1,2—1,3 в правой части (4.15) учитывает необходимый запас по насыщению для транзисторов с минимально возможными коэффициентами передачи тока базы $h_{21\text{Э}}$.

Так как принцип действия всех транзисторных инверторов с насыщающимся силовым трансформатором основан на кратковременном насыщении последнего в конце каждого полупериода работы, амплитуда коммутационного тока коллектора каждого из транзисторов равна

$$I_{\text{Кmax}} = h_{21\text{Эmax}} I_{\text{Бном}} = (1,2 - 1,3) I_{\text{К}}'' h_{21\text{Эmax}} / h_{21\text{Эmin}}. \quad (4.16)$$

При типовом для мощных биполярных транзисторов соотношении $h_{21\text{Эmax}} / h_{21\text{Эmin}} = 6 - 10$ амплитуда коммутационного тока коллектора в 7—13 и более раз превышает максимальный приведенный ток нагрузки инвертора. Поскольку амплитуда тока коллектора каждого из мощных транзисторов не должна ни при каких условиях превышать его предельно допустимое значение $I_{\text{Кн доп}}$, то для инверторов рассматриваемого типа должны использоваться мощные транзисторы с большим запасом по току коллектора $I_{\text{К}}'' \leq (0,08 - 0,14) I_{\text{Кн доп}}$. Плохое использование транзисторов по току коллектора, большие потери мощности в транзисторах на их коммутацию и сравнительно низкий КПД при высоких частотах преобразования электроэнергии являются основными недостатками простейших транзисторных инверторов с насыщающимся силовым трансформатором.

Специфика ПОС в инверторах с самовозбуждением проявляется в интервалах быстрых коммутационных процессов перевода тока нагрузки с одной из групп мощных транзисторов на другую. Для случая использования в инверторах мощных биполярных дрейфовых транзисторов коммутационные процессы протекают с

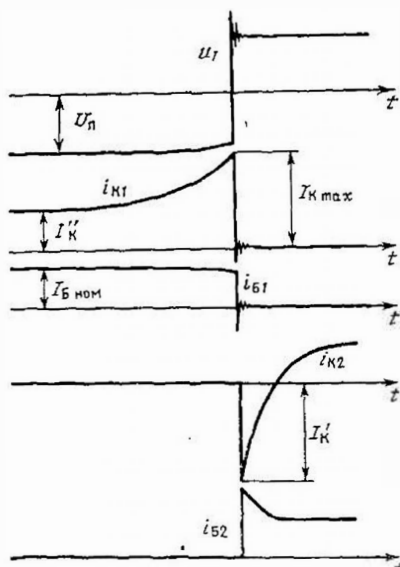


Рис. 4.4. Временные диаграммы коммутационных процессов в инверторах с самовозбуждением, выполненных на мощных дрейфовых транзисторах

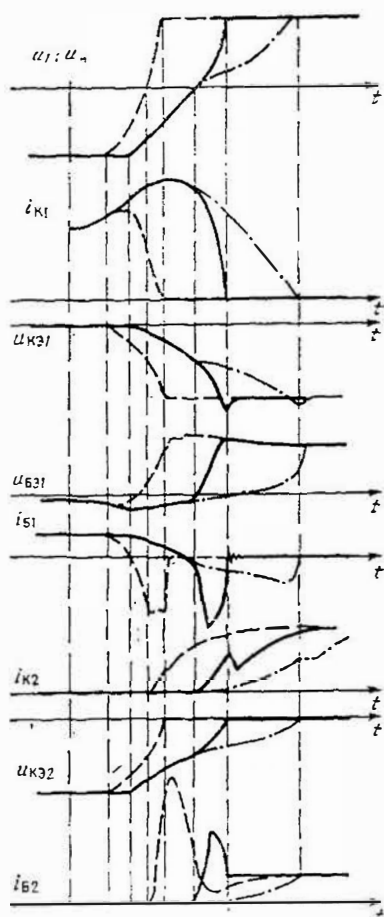


Рис. 4.5. Временные диаграммы коммутационных процессов в инверторах с самовозбуждением, выполненных на мощных бездрейфовых транзисторах (сплошная линия — общий базовый резистор, штрихпунктирная — отдельные базовые резисторы, штриховая — форсирующие конденсаторы)

большой скоростью, вследствие чего намагничивающий ток насыщенного силового трансформатора практически не успевает измениться и напряжения на его обмотках скачком изменяют свою полярность (рис. 4.4). Через вновь открывшийся транзистор (или группу транзисторов) начинает протекать инверсный ток, обусловленный передачей в источник питания электрической энергии, накопленной в силовом трансформаторе и индуктивной нагрузке.

Характер коммутационных процессов в инверторах с насыщающимся силовым трансформатором, выполненных на мощных биполярных бездрейфовых транзисторах, зависит от схемы соедине-

ния базовых цепей транзисторов с соответствующими обмотками силового трансформатора и иллюстрирован временными диаграммами токов и напряжений, изображенными на рис. 4.5. Значительного ускорения коммутационных процессов в данных инверторах можно достичь с помощью форсирующих конденсаторов, подключаемых параллельно каждому резистору $R1—R4$ в базовых цепях мощных транзисторов. Функция этих конденсаторов заключается в более быстрой смене полярности базовых токов закрывающихся транзисторов, в резком увеличении мгновенных значений токов баз открывающихся и обратных токов баз закрывающихся транзисторов инвертора в интервале коммутации. Использование форсирующих конденсаторов для высокочастотных транзисторных инверторов, выполненных на мощных биполярных дрейфовых транзисторах, не является целесообразным ввиду большой скорости протекания в них коммутационных процессов, перевода тока с одной группы транзисторов на другую.

Основной способ улучшения характера коммутационных процессов в рассматриваемых инверторах с самовозбуждением и насыщающимся силовым трансформатором заключается во введении в их схемы дополнительной цепи гибкой ООС по току. Такая ООС воздействует на базовую цепь каждого из закрывающихся транзисторов при изменении во времени их коллекторных токов и уменьшает соответствующим образом мгновенные значения их базовых токов пропорционально увеличению скорости нарастания коллекторных токов. Пример схемной реализации дополнительной цепи ООС по току приведен на рис. 4.6,а; временные диаграммы, иллюстрирующие работу такой схемы,— на рис. 4.6,б. В рассматриваемой схеме при насыщении силового трансформатора T возрастает ток в дросселе L , включенном в эмиттерные цепи обоих мощных транзисторов. ЭДС самоиндукции, наводимая в обмотке, пропорциональна скорости изменения протекающего через нее тока. Эта ЭДС направлена встречно с напряжением базовой обмотки, воздействующей на вход открытого транзистора, и вызывает уменьшение его базового тока в момент насыщения силового трансформатора.

Зависимости амплитуды коммутационного тока мощных транзисторов инвертора с облегченной коммутацией в функции коэффициента их насыщения $K_{\text{нас}} = I_{\text{Бном}} h_{21Э} / I_{K\text{нас}}$ приведены на рис. 4.6,в. Кривые вычислены для режима активной нагрузки при различном коэффициенте $\kappa_L = L/L_{\mu s}$, характеризующем глубину ООС (L — индуктивность дросселя ООС, $L_{\mu s}$ — индуктивность намагничивания насыщенного инверторного трансформатора). На том же рис. 4.6,в для сравнения штриховой линией показана расчетная зависимость амплитуды коммутационного тока мощных биполярных транзисторов классических инверторов с самовозбуждением и насыщающимся силовым трансформатором (см. рис. 4.2), не содержащих цепи гибкой ООС по току. Из рис. 4.6,в нетрудно ви-

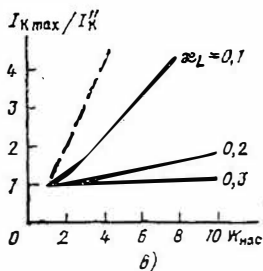
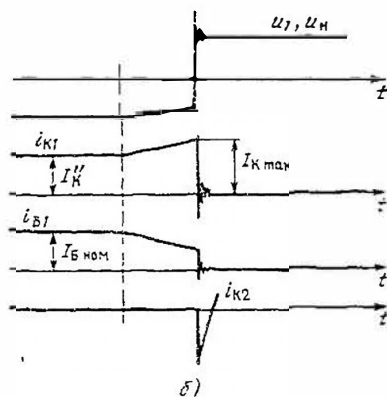
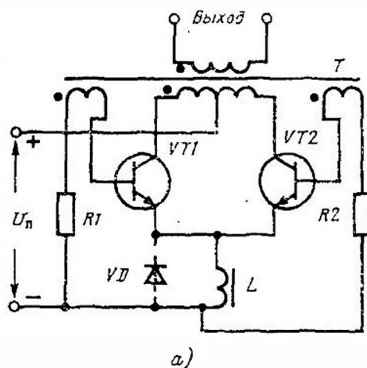


Рис. 4.6. Отрицательная обратная связь по току в высокочастотных транзисторных инверторах с самовозбуждением

дет, что введение ООС по току позволяет существенно уменьшить амплитуду коммутационного тока мощных транзисторов и улучшить качество процессов коммутации транзисторов в рассматриваемых инверторах.

Для исключения коммутационных перегрузок мощных транзисторов в инверторах с самовозбуждением и насыщающимся силовым трансформатором, повышения их экономичности и улучшения массогабаритных характеристик за счет перехода к более высоким частотам преобразования такие инверторы часто используются в режиме принудительной синхронизации от внешнего импульсного генератора. Частота синхронизирующих импульсов должна превышать частоту собственных автоколебаний инвертора с самовозбуждением для того, чтобы обеспечить начало регенеративного процесса переключения мощных транзисторов в инверторе до момента насыщения его силового трансформатора. Очевидно, что в таких инверторах насыщение силового трансформатора и связанные с ним перегрузки мощных транзисторов отсутствуют.

На рис. 4.7,а приведена одна из возможных схем высокочастотных транзисторных инверторов с самовозбуждением и насыщающимся силовым трансформатором, в которой также обеспечивается облегченный режим коммутации мощных транзисторов

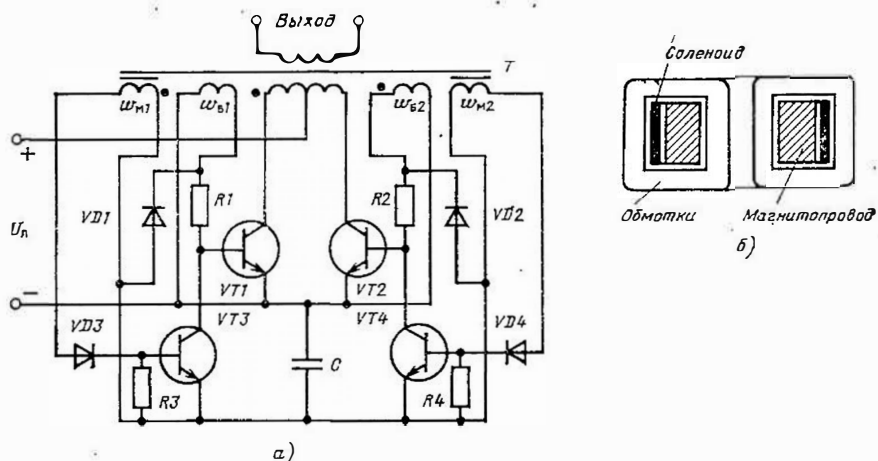


Рис. 4.7. Высокочастотный инвертор с насыщающимся силовым трансформатором и облегченной коммутацией мощных транзисторов

[37]. Здесь внутри силового трансформатора T введен (рис. 4.7, б) длинный соленоид, намотанный на плоском каркасе и охватывающий снаружи магнитопровод трансформатора. Две изолированные обмотки этого соленоида w_{m1} и w_{m2} , напряжения на которых пропорциональны скорости изменения намагничивающего тока инверторного трансформатора, управляют моментами открывания транзисторов $VT3$ и $VT4$.

При насыщении силового трансформатора и увеличении его намагничивающего тока происходит открывание $VT3$ или $VT4$, в результате конденсатор C , предварительно заряженный от одной из базовых обмоток w_{b1} или w_{b2} через диод $VD1$ или $VD2$, обеспечивает форсированное закрывание ранее открытого транзистора $VT1$ или $VT2$. При этом под действием внутренней ПОС состояние схемы высокочастотного инвертора и полярность его выходного напряжения изменяются на противоположные исходным. В [37, с. 121] приводятся сведения, что преобразователь подобного типа при выходной мощности 60 Вт, напряжении питания 27 В, частоте преобразования 50 кГц и выходном напряжении 12 В имел КПД 86%, а преобразователь мощностью 300 Вт при частоте преобразования 12 кГц, напряжении питания 27 В и выходном напряжении 240 В — 92%.

Для электропитания маломощных нагрузок энергией постоянного тока при очень низких напряжениях питающей сети (доли — единицы вольт) практическое использование получили высокочастотные инверторы с самовозбуждением и насыщающимся силовым трансформатором, в которых ток нагрузки замыкается через базовую цепь открытого транзистора [38]. На рис. 4.8 приведена

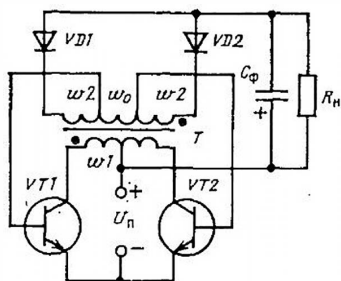


Рис. 4.8. Инвертор для питания маломощных нагрузок очень низким напряжением постоянного тока

одна из наиболее типичных схем инверторов данного типа, к выходу которого подключен выпрямитель на диодах $VD1$ и $VD2$ с емкостным сглаживающим фильтром C_ϕ . Здесь к напряжению питания добавляется напряжение, снимаемое со вторичной обмотки силового трансформатора $w_0 + w_2$, а переходы база — эмиттер транзисторов $VT1$ и $VT2$ играют роль выпрямительных диодов вместе с диодами $VD1$ и $VD2$. Вне зависимости от выходного напряжения преобразователя напряжение, прикладываемое к переходу база — эмиттер закрытого

транзистора, не превышает напряжения на дополнительной секции w_0 вторичной обмотки трансформатора, которое обычно составляет 0,5—1,5 В.

При открытом транзисторе $VT1$ ток нагрузки от источника питания замыкается через диод $VD2$ и переход база — эмиттер $VT1$, а также протекает через секции w_0 и w_2 вторичной обмотки трансформатора T . В момент его насыщения напряжения на обмотках резко уменьшаются, ранее открытый диод $VD2$ и переход база — эмиттер $VT1$ закрываются под действием энергии заряженного конденсатора фильтра. В результате воздействия ПОС в инверторе происходят очередная коммутация мощных транзисторов и смена полярности напряжений на обмотках инверторного трансформатора.

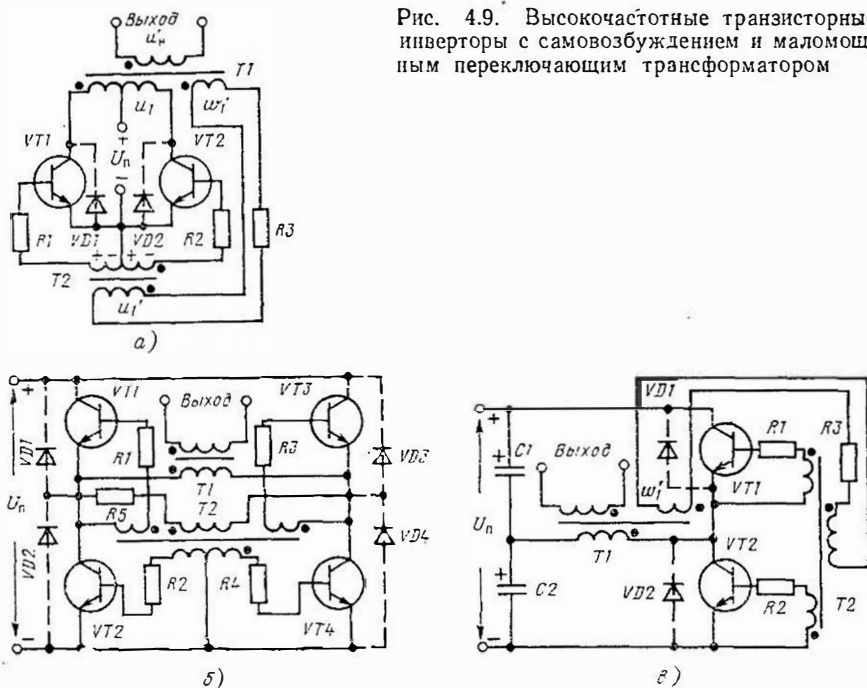
Для всех схем инверторов с самовозбуждением и насыщающимся силовым трансформатором частота выходного напряжения прямоугольной формы определяется только параметрами силового трансформатора и напряжением питания U_n :

$$f = E_1 \cdot 10^4 / 4 w_1 B_s S_c K_c, \quad (4.17)$$

где E_1 — напряжение на первичной обмотке силового трансформатора ($E_1 = U_n$ для схем с выводом нулевой точки первичной обмотки и мостовых: рис. 4.2, а, б, г, д; 4.6, а; 4.7, а; 4.8; $E_1 = U_n/2$ для полумостовой схемы на рис. 4.2, в, е); w_1 , B_s , S_c , K_c — параметры силового трансформатора — число витков первичной обмотки, индукция насыщения ферромагнитного материала магнитопровода, площадь поперечного сечения последнего и коэффициент его заполнения ферромагнитным материалом.

Для исключения насыщения силового трансформатора и связанных с ним коммутационных перегрузок транзисторов высокочастотных транзисторных инверторов с самовозбуждением, для повышения их КПД и верхней границы диапазона рабочих частот

Рис. 4.9. Высокочастотные транзисторные инверторы с самовозбуждением и маломощным переключающим трансформатором



преобразования электроэнергии в их схемы вводят дополнительные нелинейные элементы, насыщающиеся в конце каждого рабочего полупериода и вызывающие тем самым переключение мощных транзисторов и смену полярности выходного напряжения инвертора до наступления режима насыщения его силового трансформатора. В инверторах, схемы которых изображены на рис. 4.9, в цепь ПОС между силовым трансформатором $T1$ и базовыми цепями мощных транзисторов включен маломощный насыщающийся трансформатор $T2$. Его первичная обмотка принципиально может подключаться либо к дополнительной обмотке ω_1' силового трансформатора через токоограничивающий резистор $R3$, как показано на рис. 4.9,а, в, либо параллельно первичной обмотке силового трансформатора через резистор $R5$, как показано на рис. 4.9,б. В последнем случае существенно возрастают потери мощности в резисторе, включенном в цепь первичной обмотки насыщающегося трансформатора $T2$, уменьшается КПД инвертора, понижается верхняя граница возможного частотного диапазона.

В инверторах, схемы которых изображены на рис. 4.10, в базовые цепи мощных транзисторов включен насыщающийся (нелинейный) дроссель $L_{\text{нас}}$, который на рис. 4.10,а выполнен однообмоточным, а на рис. 4.10,б — двухобмоточным. Как и для инверторов с самовозбуждением и насыщающимся силовым транс-

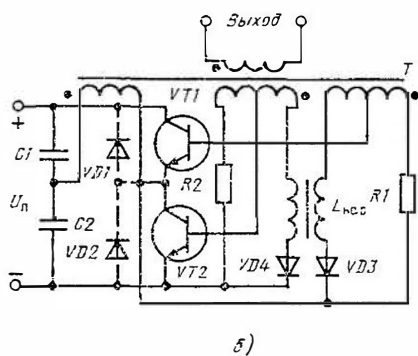
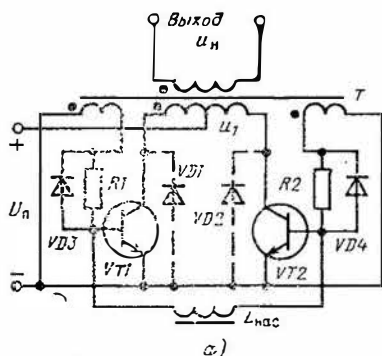


Рис. 4.10. Высокочастотные транзисторные инверторы с самовозбуждением и нелинейным дросселем в базовых цепях мощных транзисторов

форматором, базовые цепи транзисторов с объединенными эмиттерами (см. рис. 4.9, а, б и 4.10, а) принципиально могут также выполняться аналогично показанному на рис. 4.2, г с целью уменьшения числа обмоток трансформатора и уменьшения обратного напряжения на переходах база — эмиттер закрытых транзисторов.

В качестве нелинейного электромагнитного элемента в инверторах с самовозбуждением и ненасыщающимся силовым трансформатором может использоваться также насыщающийся трансформатор тока Т2 (рис. 4.11), первичные обмотки которого включены в коллекторные цепи силовых транзисторов, а вторичные обмотки, образуя внутреннюю ПОС, подключены между базами и эмиттерами мощных транзисторов. В этом случае имеет место пропорционально токовое управление мощными транзисторами, когда мгновенные значения токов баз и коллекторов открытых транзисторов прямо пропорциональны друг другу, а дополнительные токоограничивающие резисторы в цепях баз мощных транзисторов (а следовательно, и дополнительные потери энергии в них) отсутствуют.

Наряду с использованием в высокочастотных транзисторных инверторах данного типа дополнительных нелинейных электромагнитных элементов принципиально могут быть использованы и другие схемотехнические решения, обеспечивающие начало регенеративного процесса переключения транзисторов до момента насыщения силового трансформатора. Пример реализации одного из таких решений приведен на рис. 4.12. Здесь процесс каждого из переключений мощных транзисторов начинается, когда напряжение на конденсаторе С, перезаряжаемом от вспомогательной обмотки $\omega_{вс}$ силового трансформатора через резистор R3, превышает сумму напряжений на базовых обмотках $\omega_б$. При этом к переходу эмиттер — база ранее закрытого транзистора прикладыва-

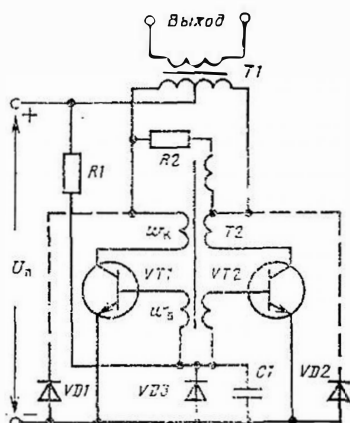


Рис. 4.11. Высокочастотный транзисторный инвертор с насыщающимся трансформатором тока в базовых цепях мощных транзисторов

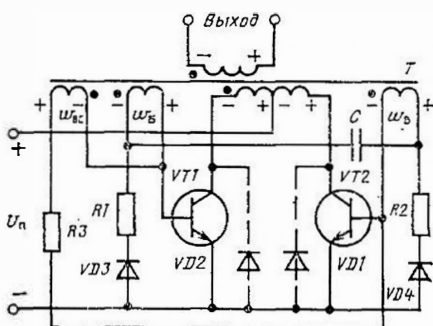


Рис. 4.12. Высокочастотный транзисторный инвертор с самовозбуждением и ненасыщающимся силовым трансформатором

ется отпирающее напряжение, вызывающее начало регенеративного процесса.

На примере простейшего инвертора с самовозбуждением и ненасыщающимся силовым трансформатором (см. рис. 4.9,а) рассмотрим принцип действия инверторов с маломощным переключающим трансформатором. Пусть в исходном состоянии инвертора транзистор $VT1$ открыт и насыщен, а транзистор $VT2$ закрыт и находится в режиме отсечки.

Первичная обмотка силового трансформатора своим началом, которое условно обозначено точкой, подключена к отрицательному полюсу источника питания, а напряжение на вторичной обмотке насыщающегося трансформатора $T2$ имеет полярность, обозначенную на рис. 4.9,а. Между эмиттером и базой транзистора $VT2$ приложено запирающее смещение, удерживающее его в закрытом состоянии. При этом в рассматриваемой схеме происходят электромагнитные процессы, полностью аналогичные процессам в инверторах с насыщающимся силовым трансформатором. Для случая активной нагрузки эти процессы иллюстрированы временными диаграммами на рис. 4.3,а; для случая индуктивной нагрузки — диаграммами на рис. 4.3,б. Справедливыми сохраняются также выражения (4.9) — (4.15). Исходное состояние инвертора будет сохраняться до тех пор, пока не произойдет насыщение трансформатора $T2$. Увеличение его тока холостого хода вызовет увеличение падения напряжения на резисторе $R3$, включенном в цепь его первичной обмотки. В результате уменьшаются напряжения на обмотках $T2$, ток базы открытого транзистора $VT1$ (i_{B1}) и запирающее смещение на входе транзистора $VT2$.

В момент нарушения условия насыщения $VT1$ напряжение на нем возрастает, что приводит к уменьшению напряжений на обмотках трансформатора $T1$. Как только напряжение на его обмотке ω_1' начнет уменьшаться, напряжения на обмотках насыщенного трансформатора $T2$ благодаря накопленной в нем электромагнитной энергии, резко изменят свою полярность: к переходу база — эмиттер транзистора $VT1$ прикладывается запирающее смещение, к переходу база — эмиттер $VT2$ — отпирающее. Смена полярности напряжений на обмотках трансформатора $T2$ обеспечивает начало лавинообразного процесса переключения транзисторов, приводящего к полному закрыванию $VT1$, открыванию $VT2$ и смене полярности напряжений на обмотках силового трансформатора $T1$. Вновь установившееся состояние схемы будет сохраняться до тех пор, пока трансформатор $T2$ снова не войдет в режим насыщения. При этом также начнется лавинообразный процесс переключения транзисторов, в результате которого схема вернется в исходное состояние: $VT1$ открыт и насыщен, $VT2$ закрыт и находится в режиме отсечки.

Временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие процессы переключения транзисторов в данном инверторе, приведены на рис. 4.13,а. Несмотря на различия в конфигурациях силовых схем, принцип действия и характер процессов в мостовом (см. рис. 4.9,б) и полумостовом (см. рис. 4.9,в) инверторах данного типа полностью аналогичны рассмотренным выше.

Принцип действия инверторов с самовозбуждением и дополнительным насыщающимся дросселем в цепях ОС (см. рис. 4.10) рассмотрим на примере схемы, изображенной на рис. 4.10,а. Пусть в исходном состоянии схемы открыт и насыщен транзистор $VT1$, а транзистор $VT2$ закрыт и находится в режиме отсечки. Такое состояние схемы поддерживается за счет базовых обмоток силового трансформатора T , которые, как и в инверторах с насыщающимся силовым трансформатором, обеспечивают ПОС. Через открытый переход база — эмиттер $VT1$ и диод $VD4$ нелинейный дроссель $L_{\text{нас}}$ подключен к одной из обмоток ПОС. Ток базы открытого $VT1$ равен разности между током, протекающим через резистор $R1$, и током дросселя $L_{\text{нас}}$. При ненасыщенном дросселе ток в его обмотке мал (во много раз меньше тока в резисторе $R1$). Для выполнения этого условия $L_{\text{нас}}$ собирают на магнитопроводе из ферромагнитного материала с прямоугольной петлей гистерезиса.

При насыщении $L_{\text{нас}}$ ток в его обмотке резко возрастает и становится больше тока в $R1$, что приводит к изменению полярности тока базы открытого транзистора $VT1$. В результате $VT1$ выходит из режима насыщения, и под действием ПОС состояние схемы изменяется на противоположное исходному — транзистор $VT1$ закрывается, транзистор $VT2$ открывается. Процессы переключения транзисторов и смены полярности выходного напряжения рас-

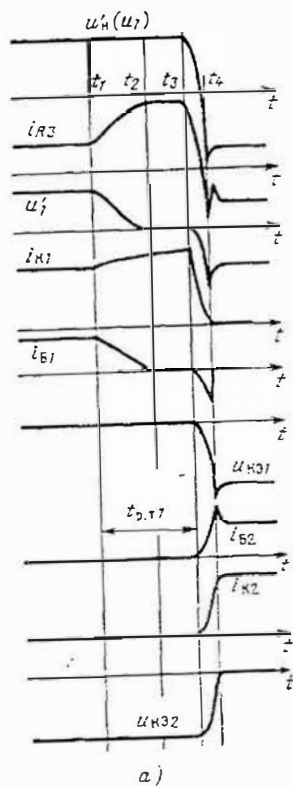
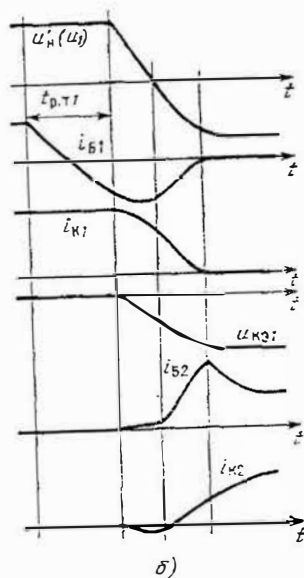


Рис. 4.13. Временные диаграммы, иллюстрирующие характер коммутационных процессов в схемах, изображенных на рис. 4.8 (а), и в схемах, изображенных на рис. 4.9 (б)



смаатриваемого инвертора носят периодический характер. При следующем насыщении нелинейного дросселя схема возвращается в исходное состояние и т. д.

Временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие процессы переключения транзисторов в инверторах с самовозбуждением и нелинейным дросселем, приведены на рис. 4.13, б. Характер электромагнитных процессов, связанных с обменом электроэнергией между источником питания и нагрузкой, по-прежнему соответствует временным диаграммам, изображенным на рис. 4.3. Для транзисторных высокочастотных инверторов с самовозбуждением и ненасыщающимся силовым трансформатором, выполненных по схемам, приведенным на рис. 4.9, 4.10, частота выходного напряжения прямоугольной формы также может быть рассчитана с помощью (4.17) при условии, что в ее правую часть будут подставлены параметры нелинейного электромагнитного элемента (насыщающегося трансформатора или дросселя), а в левую — напряжение на его первичной обмотке. Расчет силового ненасыщающегося трансформатора также может быть проведен с по-

мощью (4.17) при условии замены значения B_s меньшим значением рабочей индукции, которое обычно на практике выбирается равным $B_m \leq (0,5-0,7) B_s$.

Принцип действия инвертора с самовозбуждением и токовой ПОС (см. рис. 4.11) основан на периодическом кратковременном насыщении дополнительного трансформатора тока, который эту ОС обеспечивает. Пусть в исходном состоянии схемы открыт и насыщен транзистор $VT1$, а транзистор $VT2$ закрыт и находится в режиме отсечки. Коллекторный ток $VT1$, протекающий через первичную обмотку w_k трансформатора тока $T2$, вызывает пропорциональный ему ток базы того же транзистора $VT1$, протекающий через вторичную обмотку w_b трансформатора $T2$. Падение напряжения на диоде $VD3$ обеспечивает запирающее смещение на входе закрытого транзистора $VT2$. Состояние схемы изменится на противоположное при насыщении $T2$ и резком уменьшении базового тока $VT1$, когда в результате действия внутренней ПОС произойдет переключение силовых транзисторов.

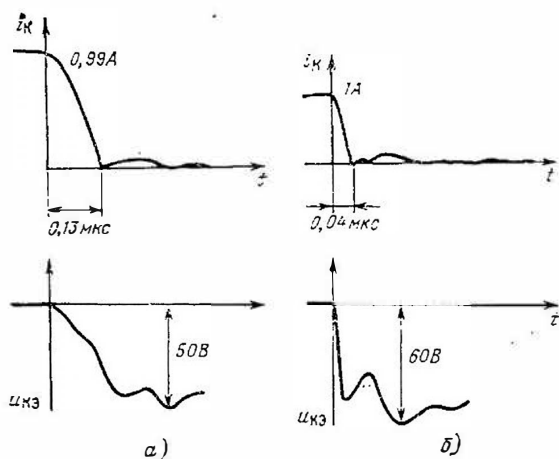
Расчет преобразователей с токовой ОС сложен и доступен только специалистам высокой квалификации. Основные расчетные формулы представлены в [39].

Пусть в исходном состоянии схемы инвертора, приведенной на рис. 4.12, открыт транзистор $VT1$ и закрыт $VT2$. Полярности напряжений на обмотках силового трансформатора T , соответствующие этому состоянию схемы, указаны на рис. 4.12. Базовые обмотки w_b , как и в случае инверторов с самовозбуждением и насыщающимся силовым трансформатором, обеспечивают в схеме ПОС. В исходном состоянии ток базы открытого транзистора $VT1$ протекает через резистор $R1$ и диод $VD3$. К переходу база — эмиттер транзистора $VT2$, находящегося в режиме отсечки, через открытый переход база — эмиттер транзистора $VT1$ приложена сумма напряжений обеих базовых обмоток w_b и напряжения на конденсаторе C . Последний перезаряжается через резистор $R3$ от вспомогательной обмотки $w_{вс}$, напряжение на которой должно превышать сумму напряжений обеих базовых обмоток.

В процессе перезаряда напряжение на C проходит через свое нулевое значение, изменяет полярность и в момент, когда его значение превысит сумму напряжений на обеих базовых обмотках, к переходу база — эмиттер ранее закрытого транзистора $VT2$ прикладывается отпирающее смещение. Транзистор $VT2$ открывается, и в результате действия ПОС состояние схемы изменяется на противоположное исходному. Далее процессы повторяются периодически. Изменяя скорость перезаряда конденсатора C с помощью регулировки сопротивления резистора $R3$, можно обеспечить изменение частоты выходного напряжения инвертора.

Характер электромагнитных процессов в инверторах с ненасыщающимся силовым трансформатором, выполненных по схемам, приведенным на рис. 4.11, 4.12, полностью аналогичен характеру

Рис. 4.14. Экспериментальные осциллограммы тока коллектора и напряжения на коллекторе мощного биполярного транзистора в высокочастотных инверторах с самовозбуждением



процессов в инверторах с самовозбуждением и насыщающимся силовым трансформатором. В случае активной нагрузки инвертора характер этих процессов иллюстрирован временными диаграммами токов и напряжений, изображенными на рис. 4.3,а; для нагрузки индуктивно-активного характера — диаграммами на рис. 4.3,б. Сохраняется также справедливость выражений (4.9) — (4.15).

Экспериментальные осциллограммы тока коллектора силового биполярного дрейфового транзистора и напряжения между его коллектором и эмиттером, иллюстрирующие характер коммутационных процессов в высокочастотных инверторах с самовозбуждением и ненасыщающимся силовым трансформатором (см. рис. 4.9,а и 4.10а), приведены на рис. 4.14,а и б соответственно. Условия эксперимента: напряжение питания 20 В, частота преобразования около 200 кГц, потребляемая инвертором мощность 16—18 Вт, в качестве силовых транзисторов использована силовая микросхема К286, ток базы каждого из транзисторов в режиме насыщения 0,1 А. Силовой трансформатор выполнен на кольцевом магнитопроводе 12×8×6 мм из феррита марки 2000НМ1, число витков первичной полуобмотки составляет 25 [25].

Экспериментальные значения параметров, характеризующих качество процессов коммутации транзисторов в обоих рассматриваемых инверторах с самовозбуждением (см. рис. 4.9,а и рис. 4.10,а): амплитуда коммутационного тока через силовые транзисторы $I_{K \max}$, коммутационные (динамические) потери мощности в каждом из них $P_{\text{дин}}$, длительность процессов рассасывания избыточных носителей зарядов в базовых областях транзисторов при их закрывании $t_{p,r}$ и длительность фронтов переменного напряжения прямоугольной формы на выходе инвертора t_{ϕ} — приведены в табл. 4.2. Там же для сравнения указаны экспери-

Таблица 4.2

Результаты сравнения основных схем высокочастотных транзисторных инверторов

Схема инвертора	$I_{K\max}$, А	Потери холостого хода, Вт	$P_{\text{дин}}$, Вт	$t_{\text{р.т.}}$, мкс	$t_{\text{ф}}$, мкс
Рис. 4.9, а	1	3,2	0,13	1,8	0,15
Рис. 4.10, а	1	1,8	0,04	0,7	0,03
Рис. 2.13 (классический инвертор)	3,2	10	2,7	0,3	0,05
Рис. 2.13 (при наличии дополнительных цепей ПОС)	1	2,6	0,04	0,4	0,05

ментальные значения тех же параметров для высокочастотных инверторов с внешним возбуждением при классическом исполнении инвертора и при принятии специальных мер, направленных на исключение коммутационных перегрузок силовых транзисторов.

Экспериментальные осциллограммы тока коллектора транзистора и его напряжения коллектор — эмиттер для классического инвертора с внешним возбуждением приведены на рис. 2.15. Для всех сравниваемых инверторов использовались одна и та же силовая микросхема К286, один и тот же силовой трансформатор, статические режимы силовых транзисторов поддерживались одинаковыми. Высокая частота преобразования (около 200 кГц) выбрана с целью экспериментального определения предельных частотных возможностей каждой из сравниваемых схем и более объективной оценки особенностей их работы при высоких частотах преобразования электроэнергии.

Как следует из табл. 4.2, наилучшими коммутационными характеристиками обладают инверторы, выполненные по схеме с нелинейным дросселем (см. рис. 4.10, а), и усовершенствованные инверторы с внешним возбуждением, в которых устранены коммутационные перегрузки мощных транзисторов. Данные преобразователи наилучшим образом удовлетворяют требованиям комплексной миниатюризации источников вторичного электропитания РЭА и позволяют существенно повысить верхнюю границу рабочего диапазона частот преобразования электроэнергии. К преимуществам первых следует отнести их простоту, малое число комплектующих элементов, отсутствие сложной схемы управления. Их основным недостатком является необходимость обеспечения условий самовозбуждения устойчивых автоколебаний в схеме при подаче на вход питающего напряжения.

Элементы, облегчающие самовозбуждение автоколебаний в схемах высокочастотных инверторов. Одной из наиболее сложных технических задач, стоящих перед разработчиками транзисторных инверторов с самовозбуждением, является задача их без-

отказного начального запуска при подаче на вход питающего напряжения. Условия самовозбуждения автоколебаний существенно ухудшаются при малых питающих напряжениях и малых коэффициентах передачи тока базы используемых транзисторов, при пусковых перегрузках инверторов, в частности, вызванных наличием на их выходе выпрямителей с емкостными сглаживающими фильтрами. Наиболее остро проблема обеспечения устойчивого самовозбуждения автоколебаний стоит перед разработчиками высокочастотных инверторов, выполненных на мощных дрейфовых биполярных транзисторах.

Для обеспечения надежного запуска инверторов с самовозбуждением в их схемы приходится вводить дополнительные элементы и запускающие цепочки, облегчающие выполнение условий самовозбуждения автоколебаний в моменты начального запуска. Данные элементы (цепочки) обеспечивают либо увеличение токов базы одного или нескольких транзисторов инвертора в переходном процессе его начального запуска, либо дополнительное увеличение электромагнитной энергии, накапливаемой в одном из реактивных элементов силовой схемы.

На примере инвертора, выполненного по схеме, изображенной на рис. 4.9,а, рассмотрим основные способы облегчения условий возникновения устойчивых автоколебаний и практическую реализацию разнообразных запускающих цепочек. Аналогичные способы начального запуска могут применяться и для всех остальных схем инверторов с самовозбуждением вне зависимости от их схемных особенностей и типов используемых транзисторов.

Простейшей запускающей цепочкой является цепочка из резисторов $R4$ и $R5$, показанная на рис. 4.15,а (возвратные диоды на

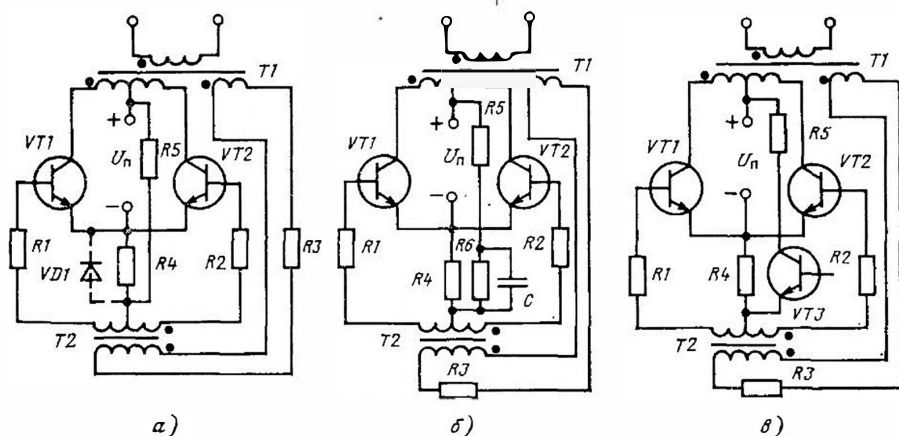


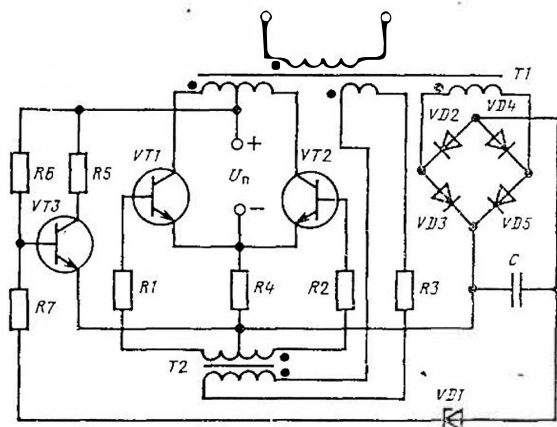
Рис. 4.15. Схемы простейших запускающих цепочек, облегчающих начальный запуск высокочастотных транзисторных инверторов с самовозбуждением

рис. 4.15 и других рисунках параграфа не показаны, чтобы не усложнять схем соответствующих преобразователей). В момент подачи питающего напряжения через делитель $R4\ R5$ начинает протекать ток, падение напряжения на резисторе $R4$ от этого тока вызывает начальное отпирающее смещение на входах транзисторов $VT1$ и $VT2$, протекание начальных пусковых токов через базы мощных транзисторов и соответствующее облегчение условий самовозбуждения автоколебаний. Эффективность данной запускающей цепочки мала, так как она не позволяет обеспечить безотказный запуск при малых напряжениях питания. К ее недостаткам можно отнести также сравнительно большую мощность, рассеиваемую в резисторах $R4$ и $R5$ в номинальном режиме работы инвертора и, как следствие этого, заниженный КПД инвертора.

Для создания постоянного напряжения смещения, обеспечивающего начальный запуск инвертора в условиях изменяющегося напряжения питания, резистор $R4$ может быть заменен диодом $VD1$, как показано на рис. 4.15,а штриховой линией. Для того чтобы повысить эффективность действия запускающей цепочки при малых питающих напряжениях и уменьшить потери мощности в номинальном режиме инвертора, в запускающую цепочку добавляется резистор $R6$, шунтированный конденсатором C (рис. 4.15,б). В момент запуска инвертора разряженный конденсатор закорачивает резистор $R6$ и падение напряжения на низкоомном резисторе $R4$ в основном определяется делителем $R4\ R5$ и питающим напряжением. В номинальном режиме, когда конденсатор C заряжен, ток через делитель резко уменьшается по сравнению со значением в переходном процессе начального запуска и будет определяться сопротивлением высокоомного резистора $R6$ ($R6 \gg R4 + R5$). Из-за наличия конденсатора и небольшого сопротивления резисторов $R4$ и $R5$ запускающая цепочка, изображенная на рис. 4.15,б, малоэффективна при сравнительно медленном нарастании питающего напряжения в переходном процессе начального запуска инвертора.

Для того чтобы обеспечить надежный запуск инвертора с самовозбуждением вне зависимости от скорости нарастания питающего напряжения и исключить потери мощности в запускающей цепочке в номинальном режиме работы схемы, в цепь делителя $R4\ R5$ включается дополнительный транзистор $VT3$ (рис. 4.15,в). Этот транзистор в момент подачи питающего напряжения должен быть открыт, а после возбуждения устойчивых автоколебаний он закрывается, отключая запускающую цепочку от источника питания. На вход транзистора $VT3$ могут также подаваться периодически следующие друг за другом отпирающие импульсы короткой длительности с выхода внешнего задающего генератора. В этом случае запускающая цепочка периодически кратковременно воздействует на базовые цепи мощных транзисторов $VT1$ и $VT2$ и при всех возможных срывах автоколебаний, вызванных различ-

Рис. 4.16. Практическая схема эффективной симметричной запускающей цепочки



ными случайными перегрузками инвертора, вновь автоматически восстанавливает его нормальную работу. После восстановления устойчивых автоколебаний в схеме инвертора внешний генератор может быть отключен сигналом ОС, в результате действие пусковой цепочки прекращается. Пример реализации подобной запускающей цепочки описан в [40].

Практическая схема эффективной запускающей цепочки приведена на рис. 4.16 [41]. В ее основе лежит схема, изображенная на рис. 4.15,а. В момент подачи питающего напряжения транзистор запускающей цепочки $VT3$ открывается под действием его тока базы, протекающего через резистор $R6$. При этом через делитель $R4R5$ протекает начальный запускающий ток, падение напряжения от которого на резисторе $R4$ обеспечивает начальное самовозбуждение автоколебаний в схеме инвертора.

По мере нарастания питающего напряжения увеличивается напряжение на дополнительной обмотке силового трансформатора $T1$, к которой подключен выпрямитель на диодах $VD2—VD5$, на обмотках ПОС и на нагрузке инвертора. Когда напряжение на выходе выпрямителя $VD2—VD5$ превысит напряжение стабилизации стабилитрона $VD1$, который играет роль порогового элемента схемы, к переходу эмиттер—база транзистора $VT3$ прикладывается запирающее смещение. При закрытии $VT3$ пусковая цепочка от базовых цепей мощных транзисторов и от источника питания отключается. В том случае, если произошло короткое замыкание на выходе инвертора, напряжения на всех обмотках силового трансформатора резко уменьшаются, условия самовозбуждения могут перестать выполняться и в схеме инвертора произойдет срыв автоколебаний. После снятия режима короткого замыкания вновь автоматически происходят открытие транзистора $VT3$, самовозбуждение автоколебаний и последующее отключение $VT3$ и пусковой цепочки.

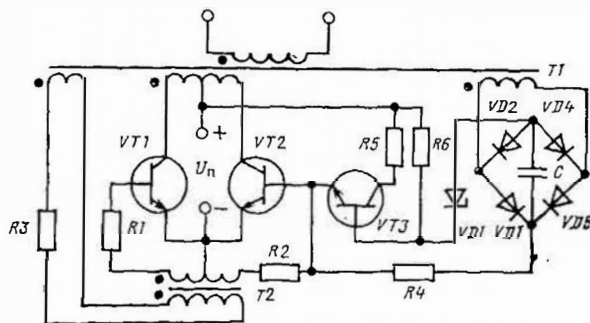


Рис. 4.17. Практическая схема несимметричной запускаяющей цепочки

запускающих цепочек, облегчающих начальный запуск высокочастотных инверторов с самовозбуждением (сплошная линия при -20°C ; штриховая — при $+20^{\circ}\text{C}$; штрихпунктирная — при $+60^{\circ}\text{C}$)

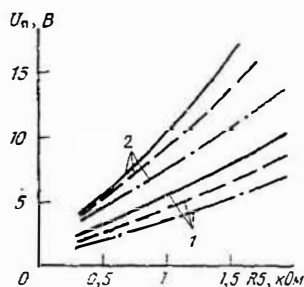


Рис. 4.18. Результаты экспериментальных исследований эффективных

Наряду с приведенными выше запускающими цепочками, облегчающими искусственное увеличение базовых токов мощных транзисторов в обоих плечах симметричных двухтактных схем инверторов с самовозбуждением и не нарушающими их симметрии в начальный момент запуска, на практике используются также запускающие цепочки, воздействующие на цепи баз мощных транзисторов только одного плеча схемы инвертора. Такие цепочки вызывают резкую несимметрию схем инверторов в переходном процессе их начального запуска, облегчая тем самым выполнение условий самовозбуждения автоколебаний при малых питающих напряжениях. Применительно к выбранной выше исходной схеме инвертора (см. рис. 4.9,а) выполнение подобной запускающей цепочки показано на рис. 4.17. Здесь дополнительный транзистор $VT3$, управляющий моментами подключения запускающего резистора $R5$ к базе силового транзистора $VT2$, принципиально может управляться либо от дополнительной обмотки силового трансформатора через выпрямитель и пороговый элемент (как показано на рис. 4.17), либо от внешнего генератора коротких импульсов. В последнем случае возможно создание периодически действующей запускающей цепочки, частота воздействия которой на цепь базы $VT2$ будет определяться внешним генератором.

На рис. 4.18 приведены результаты экспериментального исследования эффективности запускающих цепочек — симметричной (см. рис. 4.16) и несимметричной (см. рис. 4.17). Эксперимент проводился на одном и том же инверторе, выполненном на мощной микросхеме К286, при плавном увеличении напряжения питания. Выходная мощность инвертора 4 Вт, номинальное напряжение питания 20 В, выходное напряжение 5 В, частота преобразования

20 кГц. Нагрузка инвертора — выпрямитель с емкостным сглаживающим фильтром, емкость конденсатора фильтра 400 мкФ. Данная нагрузка выбрана потому, что она, создавая режим кратковременного короткого замыкания в момент начального запуска инвертора, обеспечивает его наилучший пусковой режим с точки зрения самовозбуждения автоколебаний. На рис. 4.18 по оси ординат отложены минимальные значения питающего напряжения, при которых обеспечивалось безотказное самовозбуждение инвертора в диапазоне рабочих температур окружающей среды, а по оси абсцисс — сопротивление запускающего резистора R_5 , при котором это самовозбуждение достигается. Графики, отмеченные цифрой 1, относятся к симметричной запускающей цепочке, цифрой 2 — к несимметричной. Сравнение графиков на рис. 4.18 показывает, что для наиболее тяжелых условий начального запуска инвертора в условиях значительных пусковых перегрузок симметричная схема запускающей цепочки (см. рис. 4.16) оказывается более эффективной.

Экспериментами и расчетами с помощью ЭВМ установлено, что для безотказного запуска инверторов с самовозбуждением при малых питающих напряжениях (выполнение именно этого условия гарантирует, с одной стороны, безотказность запуска независимо от скорости нарастания напряжения питания в момент запуска, а с другой стороны, отсутствие пусковых перегрузок мощных транзисторов при работе инвертора на выпрямитель с емкостным сглаживающим фильтром) достаточным оказывается начальный ток через запускающий резистор и базы мощных транзисторов около 20—100 мА. Строгий расчет запускающей цепочки сложен, требует использования в каждом конкретном случае ЭВМ и знания параметров используемых элементов в режиме малых токов и напряжений. Он доступен лишь высококвалифицированным специалистам.

На рис. 4.19 приведена обобщенная эквивалентная схема инвертора с самовозбуждением для режима малых токов и напряжений, построенная при пренебрежении влиянием активных сопротивлений обмоток трансформаторов (а также дросселя при его наличии) и токов их намагничивания. Здесь r_{31} , C_{31} , r_{32} , C_{32} — сопротивления и емкости p - n переходов база — эмиттер каждого

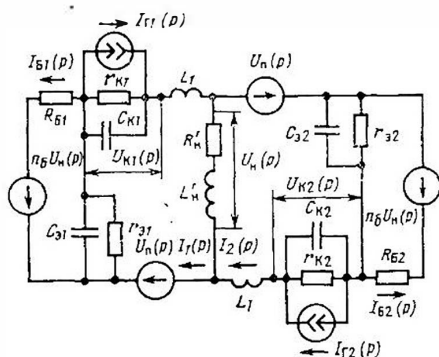


Рис. 4.19. Обобщенная эквивалентная схема высокочастотного транзисторного инвертора с самовозбуждением для начального этапа процесса запуска

из транзисторов соответственно; $r_{к1}$, $C_{к1}$, $r_{к2}$, $C_{к2}$ — сопротивления и емкости их коллекторных переходов; $I_{г1}(p)$ и $I_{г2}(p)$ — эквивалентные генераторы токов, учитывающие инерционность движения носителей заряда в областях баз силовых транзисторов и их усилительные свойства в режиме малых токов и напряжений. Генераторы характеризуются операционными уравнениями:

$$I_{г1}(p) = h_{21Э1} I_{Б1}(p)/(1 + p\tau_{h1}); \quad I_{г2}(p) = h_{21Э2} I_{Б2}(p)/(1 + p\tau_{h2}),$$

где $h_{21Э1}$ и $h_{21Э2}$ — коэффициенты передачи тока базы мощных транзисторов $VT1$ и $VT2$; $\tau_{h1} = 1/2\pi f_{h1}$; $\tau_{h2} = 1/2\pi f_{h2}$; f_{h1} , f_{h2} — граничные частоты мощных транзисторов в режиме с общим эмиттером; $R_{Б1}$ и $R_{Б2}$ равны сумме сопротивлений базы каждого из транзисторов и сопротивления дополнительного резистора, причем при малых токах базы первое слагаемое может во много раз превосходить второе. Переходные процессы в приведенной на рис. 4.19 эквивалентной схеме инвертора описываются следующей системой операционных уравнений:

$$\begin{cases} U_n(p) = [I_1(p) - I_2(p)](R_n' + pL_n'); \\ I_1(p) = U_{к1}(p)[pC_{к1} + 1/r_{к1}] + h_{21Э1}I_{Б1}(p)/(1 + p\tau_{h1}); \\ I_2(p) = U_{к2}(p)[pC_{к2} + 1/r_{к2}] + h_{21Э2}I_{Б2}(p)/(1 + p\tau_{h2}); \\ U_{к1}(p) = U_n(p) - pL_1I_1(p) - U_n(p)(1 + n_6) + I_{Б1}(p)R_{б1}; \\ U_{к2}(p) = U_n(p) - pL_2I_2(p) + U_n(p)(1 + n_6) + I_{Б2}(p)R_{б2}; \\ I_{Б1}(p) = [n_6U_n(p) - I_{Б1}(p)R_{б1}][pC_{э1} + 1/r_{э1}] - I_1(p); \\ -I_{Б2}(p) = [n_6U_n(p) - I_{Б2}(p)R_{б2}][pC_{э2} + 1/r_{э2}] + I_2(p), \end{cases} \quad (4.18)$$

где $n_6 = \omega_6/\omega_k$ — коэффициент трансформации $T1$ из коллекторной обмотки в базовую; R_n' и L_n' — приведенные к коллекторной обмотке трансформатора сопротивление и индуктивность нагрузки инвертора (при чисто активной нагрузке под L_n' следует понимать приведенное значение индуктивности рассеяния вторичной обмотки трансформатора).

Решая систему уравнений (4.18), можно найти характеристический многочлен рассматриваемой автоколебательной системы

$$A = \sum_{v=0}^8 A_v p^v, \quad (4.19)$$

где $v=0, 1, 2, \dots, 8$; A_v — некоторые алгебраические функции, аргументами которых являются параметры применяемых в схеме инвертора транзисторов, резисторов и трансформатора, а также параметры нагрузки инвертора.

Рассматриваемая динамическая система неустойчива (т. е. в ней выполняются условия самовозбуждения) только в том случае,

когда хотя бы один из корней многочлена (4.19) имеет положительную вещественную часть:

$$\operatorname{Re} p_v > 0. \quad (4.20)$$

При пренебрежении влиянием емкостей p - n переходов транзисторов, их тепловых токов и сопротивлений, индуктивностей рассеяния обмоток трансформатора и нагрузки условие самовозбуждения (4.20) принимает хорошо известный вид $2h_{213}R_n'/R_6 > 1$. В более общем случае для нахождения условий самовозбуждения автоколебаний целесообразно использовать ЭВМ.

Для рассмотренного выше инвертора с симметричной запускающей цепочкой при значении начального запускающего тока через базы силовых транзисторов 0,1 А результаты такого расчета приведены на рис. 4.20. В качестве исходных данных расчета приняты следующие: $n_6=0,1$; $R_1=R_2=60$ Ом; индуктивность рассеяния первичной обмотки $L_1=2$ мкГ; мощные транзисторы обоих плеч инвертора идентичны (что соответствует наилучшим условиям самовозбуждения); $C_K=C_3=700$ пФ; $\tau_h=0,4$ мкс.

В качестве искомой функции Y на рис. 4.20 выбрано наиболее положительное (а при его отсутствии — наименее отрицательное) значение всех вещественных частей корней характеристического многочлена (4.19). По оси абсцисс отложены значения коэффициента нагрузки K_n , показывающего, во сколько раз нагрузка инвертора в режиме начального запуска отличается от его нагрузки в номинальном режиме.

Нетрудно видеть, что при малых коэффициентах передачи тока базы мощных транзисторов в режиме малого сигнала, характерного для начального запуска инвертора ($h_{213}=1$), устойчивое возбуждение автоколебаний не будет возникать ($Y < 0$) даже при номинальной нагрузке (кривая 1). При $h_{213}=10$ условия самовозбуждения автоколебаний хотя и выполняются ($Y > 0$) для режима номинальной нагрузки (кривая 2), однако перегрузочная способность инвертора в режиме начального запуска мала — ее повысить можно за счет усиления ПОС (кривая 3 на рис. 4.20 соответствует $n_6=0,2$). При больших коэффициентах передачи тока базы мощных транзисторов в переходном режиме начального запуска инвертора $h_{213}=100$ (кривая 4) условия самовозбуждения автоколебаний выполняются даже для очень больших пусковых перегрузок инвертора ($K_n=100$).

Таким образом, для обеспечения надежного самовозбуждения устойчивых автоколебаний в рассматриваемых преобразовательных устройствах целесообразно вводить в их схемы эффективные запускающие цепочки, выбирать мощные транзисторы с достаточно высокими коэффициентами передачи тока базы в режиме малого сигнала ($h_{213} \geq 10$) и определять требуемый начальный запускающий ток базы мощных транзисторов с помощью ЭВМ или

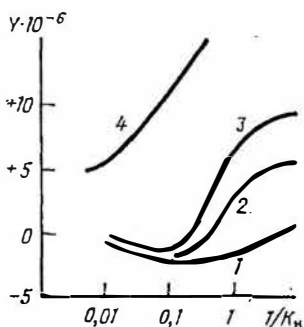


Рис. 4.20. Результаты расчета условий самовозбуждения высокочастотных инверторов с самовозбуждением

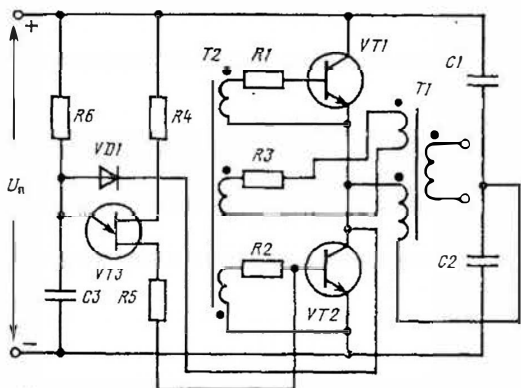


Рис. 4.21. Цепочка запуска с однопереходным транзистором

на основе практического опыта разработок высокочастотных транзисторных инверторов с самовозбуждением.

Наряду с биполярными транзисторами в схемах запускающих цепочек используются также однопереходные транзисторы. Пример выполнения такой цепочки для полумостового инвертора с маломощным переключающим трансформатором (см. рис. 4.9, в) показан на рис. 4.21 [42]. Запускающая цепочка состоит из однопереходного транзистора $VT3$, на вход которого включена интегрирующая цепь $R6$ $C3$. В процессе заряда $C3$ напряжение на нем возрастает вплоть до момента открывания $VT3$. При этом конденсатор разряжается через резистор $R5$ на входное сопротивление силового транзистора $VT2$, после открывания которого $C3$ разряжается через диод $VD1$ и транзистор $VT2$. Процессы подачи запускающих импульсов носят периодический характер, а их частота определяется параметрами интегрирующей цепи.

Запускающая цепочка, содержащая кроме генератора импульсов на однопереходном транзисторе еще и тиристор, включенный в цепь базы одного из мощных транзисторов инвертора и управляемый от указанного генератора, описана в [43].

Примеры запускающих цепочек, которые непосредственно не воздействуют на цепи баз силовых транзисторов инвертора, а обеспечивают при подаче питающего напряжения накопление электроэнергии в реактивных элементах его силовой схемы, приведены на рис. 4.22. Запускающая цепочка по рис. 4.22, а включает дополнительную обмотку маломощного переключающего трансформатора $T2$, которая в момент запуска подключается к источнику питания через конденсатор C . При этом на обмотках $T2$ появляются напряжения, и за счет энергии, передаваемой через C

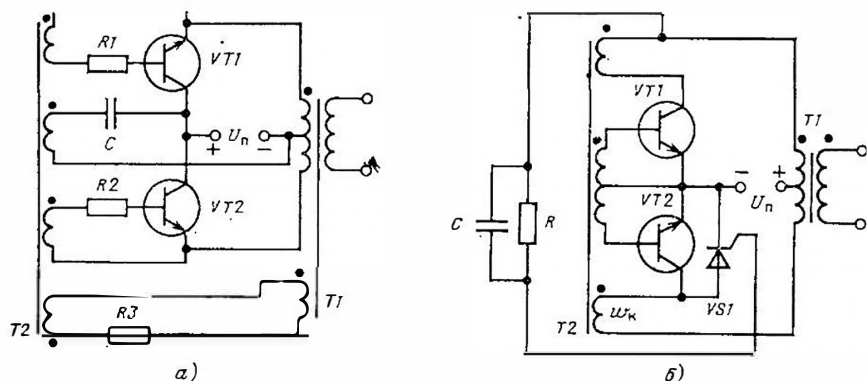


Рис. 4.22. Схемы цепочек запуска, непосредственно не воздействующих на базовые цепи мощных транзисторов

в дополнительную обмотку этого трансформатора, начинается процесс самовозбуждения автоколебаний. После заряда конденсатора C запускающая цепочка отключается и не участвует в дальнейшей работе инвертора.

Инвертор, схема которого изображена на рис. 4.22,б, содержит насыщающийся трансформатор тока $T2$, обмотки которого обеспечивают ПОС, и запускающую цепочку $VS1$, R , C . В момент подачи питающего напряжения через конденсатор C протекает управляющий ток тиристора $VS1$, открывание которого приводит к подключению обмотки ω_k трансформатора $T2$ к источнику питания. Протекающий через эту обмотку ток обеспечивает начальное самовозбуждение устойчивых автоколебаний в схеме инвертора. После открывания транзистора $VT2$, шунтирующего открытый тиристор $VS1$, последний закрывается и действие запускающей цепочки прекращается. Очевидно, что наличие конденсаторов C в запускающих цепочках, изображенных на рис. 4.22, ограничивает эффективность их применения случаем скачкообразной подачи питающего напряжения на вход инвертора. При медленном, плавном нарастании напряжения питания такие запускающие цепочки неэффективны.

4.3. ИНВЕРТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

В отличие от инверторов с самовозбуждением, в которых управляющие сигналы формируются самой схемой преобразователя, рассматриваемые инверторы состоят из двух функциональных узлов: собственно инвертора, преобразующего электрическую энергию источника питания, и внешнего задающего генератора, формирующего управляющий сигнал.

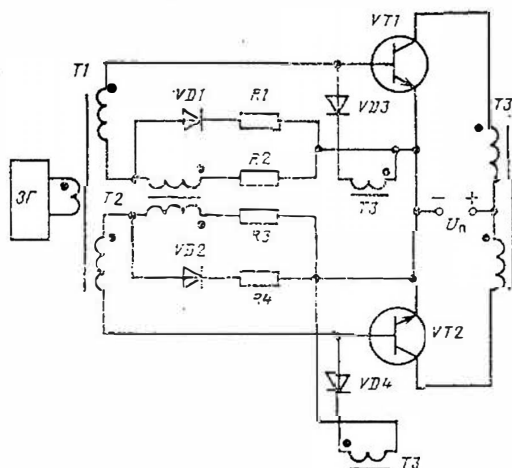
По конфигурации своей силовой схемы данные устройства, как и инверторы с самовозбуждением, различаются на инверторы с выводом нулевой точки первичной обмотки силового трансформатора, мостового и полумостового типов (см. рис. 2.13). Они также принципиально могут выполняться как на транзисторах *n-p-n*-типа, так и на транзисторах *p-n-p*-типа. В мостовых и полумостовых инверторах для упрощения схемы внешнего управления используются также комбинации из транзисторов обоих типов проводимости.

Характер медленных электромагнитных процессов, связанных с обменом электрической энергией между источником питания и нагрузкой, в инверторах с внешним возбуждением полностью идентичен характеру тех же процессов в инверторах с самовозбуждением. Основные различия в характере протекающих процессов наблюдаются в интервалах коммутации мощных транзисторов, что обусловлено различными способами формирования и формами управляющих сигналов, подаваемых на их входные цепи. По этой причине реализация оптимальных законов управления транзисторами мощного каскада является основным средством повышения качества данных инверторов.

В простейшем случае мощные транзисторы инверторов с внешним возбуждением управляются прямоугольными импульсами напряжения, снимаемыми с выхода двухтактного инвертора с самовозбуждением, которые рассмотрены в § 4.2. Для данного способа управления длительность импульса тока базы каждого мощного транзистора равна половине рабочего периода, а его форма прямоугольна.

Наличие коммутационных перегрузок мощных транзисторов (см. рис. 2.14 и 2.15), обусловленных одновременным открыванием всех силовых транзисторов в интервалах рассасывания, и сравнительно плохое использование транзисторов по току коллектора являются основными недостатками простейших транзисторных инверторов с внешним возбуждением. При использовании способов управления транзисторами, описанных в гл. 3, удается устранить недостатки, присущие простейшим инверторам. Для получения задержки момента открывания очередных транзисторов на фиксированное время (см. рис. 3.9) в их базовых цепях часто используются насыщающиеся дроссели, что обеспечивает простейшую реализацию данного способа управления транзисторами. Однако при этом длительность устанавливаемого времени задержки фиксирована и не учитывает возможных изменений длительности процессов рассасывания избыточных носителей в полупроводниковых структурах используемых биполярных транзисторов в моменты их закрывания. Для учета данного фактора возникает необходимость в автоматической коррекции времени задержки в зависимости от длительности процессов рассасывания. Такая коррекция может быть осуществлена с помощью введения ОС по уровню вы-

Рис. 4.23. Схема управления высокочастотного инвертора с внешним возбуждением



ходного напряжения инвертора, когда начало процесса открывания транзистора происходит только после получения разрешающего сигнала от цепи введенной ОС.

В устройстве, схема которого приведена на рис. 4.23, реализована задержка открывания транзистора с помощью насыщающегося трансформатора, а коррекция длительности задержки открывания происходит с помощью цепи ОС. Обмотки насыщающегося трансформатора $T2$ включены последовательно во входные цепи транзисторов $VT1$ и $VT2$. Обмотки силового трансформатора инвертора $T3$ (обмотки ОС) подключены через диоды $VD3$ и $VD4$ к переходам база — эмиттер транзисторов $VT1$ и $VT2$.

Пусть до момента изменения полярности напряжения задающего генератора ($3Г$) транзистор $VT1$ закрыт, а транзистор $VT2$ находится в открытом состоянии. Диод $VD4$ закрыт напряжением ОС, которое несколько больше, чем напряжение на открытом переходе база — эмиттер транзистора $VT2$. Диод $VD3$ также находится в непроводящем состоянии, а напряжение, поступающее с обмотки управления трансформатора $T1$ на переход база — эмиттер транзистора $VT1$, превышает напряжение ОС.

При изменении полярности сигнала $3Г$ диод $VD4$ продолжает оставаться закрытым, поскольку напряжение на обмотке ОС не изменило полярности. Диод $VD3$ открывается, и на переход база — эмиттер транзистора $VT1$ поступает напряжение ОС в запирающей полярности. После окончания процесса рассасывания в транзисторе $VT2$ происходит процесс его выключения, что приводит к изменению полярности напряжения на обмотках трансформатора $T3$, и диод $VD3$ отключается. К этому времени трансформатор $T2$ находится в насыщенном состоянии, и напряжение сигнала управления вызывает отпирающий ток через переход база —

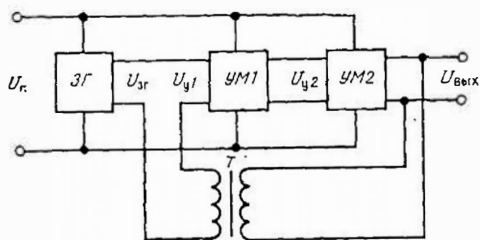


Рис. 4.24. Двухкаскадная схема управления высокочастотного инвертора с внешним возбуждением и общей ОС

эмиттер транзистора $VT1$. При следующем изменении полярности сигнала $3Г$ процессы аналогичны.

Для форсирования процесса рассасывания в транзисторах в устройство введены диоды $VD1$ и $VD2$, последовательно с которыми включены резисторы $R1$ и $R4$ соответственно для шунтирования обмоток трансформатора $T2$ с резисторами $R2$ и $R3$. Очевидно, что в этом случае запирающий базовый ток ограничивается резисторами $R1$ и $R4$, имеющими меньшее сопротивление, чем резисторы $R2$ и $R3$. Задержка, определяемая собственно параметрами насыщающегося трансформатора $T2$, должна выбираться меньше минимального времени рассасывания транзисторов для исключения возможности появления пауз в выходном напряжении инвертора.

При использовании схем инверторов, состоящих из задающего генератора, промежуточного усилителя мощности и выходного усилителя мощности, внешней ОС можно охватить два каскада, как это показано на рис. 4.24. К выходу усилителя мощности $УМ2$ подключен трансформатор T , вторичная обмотка которого включена последовательно со входом промежуточного усилителя мощности $УМ1$. При наличии силового трансформатора на выходе инвертора целесообразно ввести в него дополнительную обмотку и исключить трансформатор T . Сигнал от $3Г$ суммируется с напряжением вторичной обмотки трансформатора T . Выходное напряжение $УМ2$ сдвинуто во времени относительно напряжения $3Г$ и в форме напряжения, поступающего на вход $УМ1$, появляется пауза (рис. 4.25). Длительность паузы равна сумме длительностей процессов рассасывания в транзисторах $УМ1$ и $УМ2$. На выходе $УМ1$ длительность паузы соответствует длительности процесса рассасывания в транзисторах $УМ2$.

Таким образом исключается возможность прохождения коммутационных токов как через транзисторы выходного усилителя мощности, так и через транзисторы промежуточного усилителя мощности. Изменение длительности процессов рассасывания в транзисторах $УМ1$ или $УМ2$ по каким-либо причинам автоматически учитывается изменением длительности пауз. К недостаткам данной схемы (см. рис. 4.24) следует отнести отсутствие форсировки процесса рассасывания в транзисторах, поскольку данный

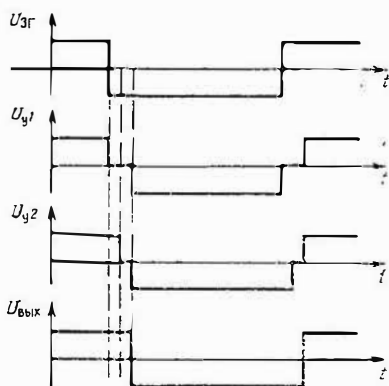


Рис. 4.25. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу схемы, изображенной на рис. 4.24.

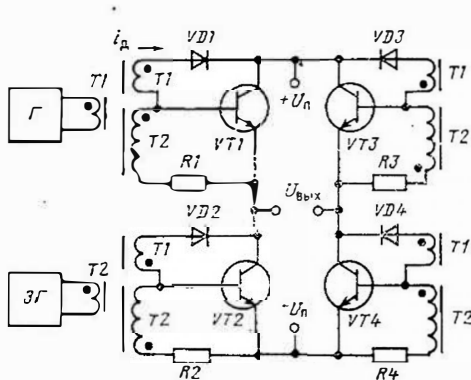


Рис. 4.26. Мостовой высокочастотный транзисторный инвертор с управлением мощными транзисторами по обоим переходам

процесс происходит при нулевом напряжении на первичной обмотке входных трансформаторов УМ1 и УМ2. Частично данный недостаток можно устранить, если напряжение ОС установить несколько меньшим, чем напряжение на выходе 3Г.

При создании мощных инверторов на базе параллельного включения транзисторов нашел применение способ управления транзисторами по обоим переходам, описанный в гл. 3. Последовательность операций по данному способу управления может быть реализована в инверторах различными схемными решениями.

Схема транзисторного инвертора [44] показана на рис. 4.26. Инвертор состоит из задающего генератора переменного напряжения прямоугольной формы 3Г и дополнительного генератора Г, трансформаторов управления Т1 и Т2, транзисторов VT1—VT4 и диодов VD1—VD4. Задающий генератор 3Г подключен через трансформатор Т2 и резисторы к переходам база — эмиттер транзисторов. Дополнительный генератор Г подсоединен через трансформатор Т1 и диоды VD1—VD4 к переходам транзисторов коллектор — база.

Напряжение генератора Г сфазировано относительно напряжения генератора 3Г таким образом, чтобы изменение полярности напряжения генератора Г происходило раньше изменения полярности напряжения генератора 3Г. Получение двух напряжений прямоугольной формы переменной полярности может быть осуществлено путем сдвига во времени основного сигнала при помощи известных фазосдвигающих устройств. При изменении в широких пределах нагрузки фазовый сдвиг необходимо регулировать соответственно изменению длительности процесса запирающего кол-

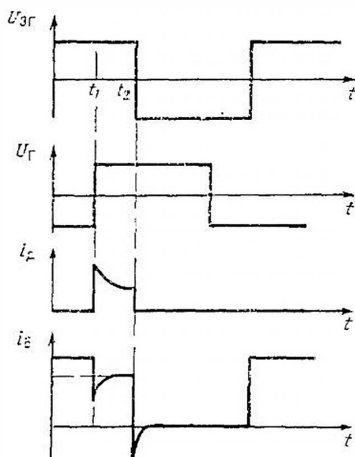


Рис. 4.27. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу инвертора по схеме рис. 4.26.

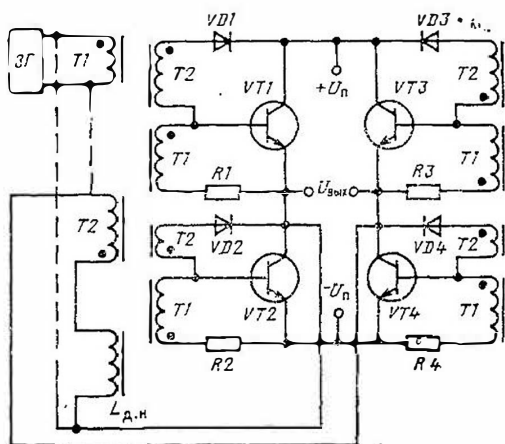


Рис. 4.28. Мостовой высокочастотный транзисторный инвертор, не содержащий дополнительного генератора в схеме управления транзисторами по обоим переходам

латорного перехода, для того чтобы время пребывания транзистора в активной области перед запирающим было минимальным. Поэтому фазосдвигающее устройство должно иметь цепь управления сдвигом во времени входного и выходного сигналов.

Предположим, что до момента t_1 (рис. 4.27) транзисторы VT_2 и VT_3 закрыты, а транзисторы VT_1 и VT_4 находятся в состоянии насыщения. Диоды VD_2 , VD_3 закрыты напряжениями на транзисторах VT_2 , VT_3 . Диоды VD_1 , VD_4 закрыты напряжением генератора Γ . В момент t_1 напряжение генератора Γ изменяет полярность, диоды VD_1 и VD_4 открываются и через переходы коллектор — база транзисторов VT_1 и VT_4 проходят импульсы тока, которые закрывают коллекторные переходы и, следовательно, выводят транзисторы VT_1 и VT_4 из области насыщения. В момент t_2 происходит изменение полярности напряжения генератора 3Γ , запирающие импульсы тока проходят через переходы база — эмиттер транзисторов VT_1 , VT_4 и закрывают их. В этот же момент t_2 проходят отпирающие токи через переходы база — эмиттер транзисторов VT_2 и VT_3 , осуществляя их переход из области отсечки в область насыщения. Открытые транзисторы большую часть полупериода находятся в области насыщения и только перед моментом выключения на короткое время выводятся в активную область. Этот этап подготовки транзисторов к переключению исключает прохождение сквозных токов, так как процессы спада и нарастания токов противофазно переключаемых транзисторов начинаются одновременно.

Другая реализация способа управления транзистора по обоим переходам приведена на рис. 4.28 [45]. Транзисторный инвертор состоит из задающего генератора ЗГ, двухтактного усилителя мощности с трансформатором управления $T1$ и дополнительным трансформатором $T2$, вторичные обмотки которого подключены через диоды $VD1—VD4$ к переходам коллектор—база транзисторов $VT1—VT4$. Первичная обмотка трансформатора $T2$ подсоединена через насыщающийся дроссель $L_{д.н}$ к выходу инвертора или к выходу ЗГ. Форма напряжения на обмотках трансформатора $T2$ (U_{T2}) изображена на рис. 4.29 и представляет собой короткие двухполярные импульсы, расположенные в конце каждого полупериода прямоугольного переменного напряжения ЗГ. Длительность паузы в форме напряжения U_{T2} определяется параметрами насыщающегося дросселя и уровнем напряжения, подаваемого с выхода инвертора (или с выхода ЗГ).

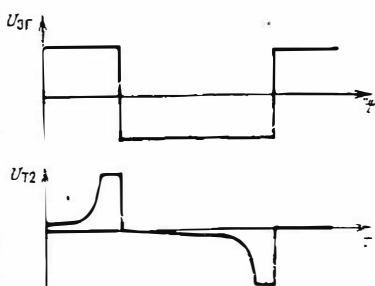


Рис. 4.29. Формы сигналов на выходе ЗГ и обмотках $T2$ в схеме, изображенной на рис. 4.28

Отсутствие дополнительного генератора упрощает инвертор по сравнению со схемой, приведенной на рис. 4.26. Применение данного технического решения целесообразно, когда напряжение питания стабилизировано (например, при помощи регулятора по цепи постоянного тока), так как при этом удастся установить длительность паузы в напряжении U_{T2} постоянной. При нестабилизированном напряжении питания необходимо формировать дополнительный сигнал из напряжения ЗГ и соответственно стабилизировать его напряжение питания.

Схемотехнические решения, в которых использован способ управления по обоим переходам, обладают тем же важным достоинством, что и устройства, в которых применены схемы, предотвращающие ненасыщенный режим транзисторов: отсутствием динамической неравномерности токов в выключаемых транзисторах при их параллельном соединении. Экспериментальная проверка эффективности применения способа управления транзисторами по обоим переходам в высокочастотных инверторах была проведена на опытном образце. При питающем напряжении 70 В, токе нагрузки 11,6 А и частоте переключения транзисторов 20 кГц КПД инвертора составлял 92—93%.

Инверторы с предварительным выводом мощных транзисторов на границу режима насыщения перед их закрыванием обладают следующим недостатком. По мере увеличения пределов изменения отношения $I_{21Э\max}/I_{21Э\min}$ у мощных транзисторов с небольшими коэффициентами передачи тока базы происходит заметное

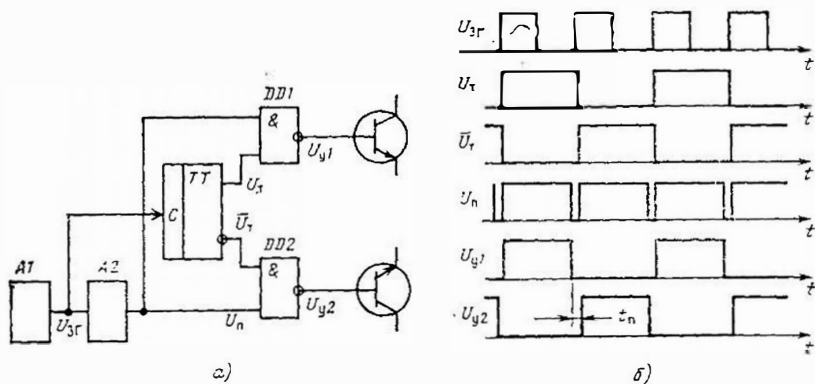


Рис. 4.30. Схема управления инвертора, обеспечивающая фиксированную задержку момента открывания очередного транзистора (а), и временные диаграммы, иллюстрирующие ее работу (б)

увеличение относительной (по отношению к длительности рабочего периода) длительности интервала, в течение которого они искусственно удерживаются в неэкономичном режиме — на границе режима насыщения. Как следствие этого — возрастание мощности, рассеиваемой в транзисторах, изменение КПД от одного образца преобразователя к другому.

Для формирования задержки момента открывания транзисторов в схемах управления инверторов с внешним возбуждением получили использование дискретные электрорадиоизделия или ИС с высокой степенью интеграции компонентов: компараторы, операционные усилители, логические схемы, счетчики, триггеры и т. п. В зависимости от назначения инвертора такая задержка может быть фиксированной или изменяющейся в широких пределах. Последняя характерна, в частности, для регулируемых транзисторных инверторов, в которых регулирование (стабилизация) выходного напряжения осуществляется посредством изменения длительности паузы, в течение которой все мощные транзисторы находятся в выключенном состоянии. Форма выходного напряжения таких инверторов имеет вид, показанный на рис. 4.1,б ($\theta = \text{var}$); формула для расчета гармонического состава приведена в табл. 4.1.

В качестве примера реализации схемы управления транзисторного инвертора с внешним возбуждением и фиксированной задержкой момента открывания силовых транзисторов рассмотрим схему, изображенную на рис. 4.30,а [101]; временные диаграммы, иллюстрирующие ее работу, изображены на рис. 4.30,б. Здесь задающий генератор А1, выполненный по любой из схем однофазных транзисторных инверторов с самовозбуждением (см. § 4.2), RC-генератор на операционных усилителях, охваченных ПОС, или

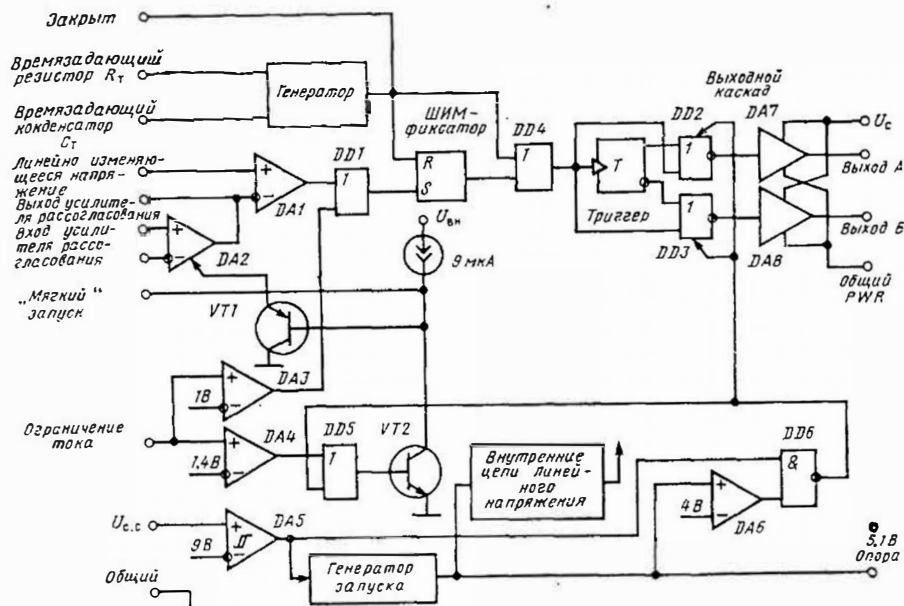


Рис. 4.31. Интегральная микросхема управления регулируемым высокочастотным инвертором

на цифровых интегральных микросхемах, выдает прямоугольные импульсы $U_{3г}$ на счетный вход триггера $ТТ$ и на устройство формирования импульсов паузы $A2$. Сигналы с выхода $ТТ$ и $A2$ (соответственно U_T и U_n) подаются на входы схем совпадения $DD1$ и $DD2$, которые и формируют управляющие сигналы требуемой формы. Заменяв устройство формирования паузы широтно-импульсным модулятором на операционном усилителе с интегрирующей цепью на неинвертирующем входе, можно обеспечить управление длительностью паузы (t_n на рис. 4.30,б), т. е. реализовать схему управления регулируемого инвертора. В качестве широтно-импульсного модулятора в схемах высокочастотных регулируемых инверторов принципиально могут быть использованы также устройства управления импульсными стабилизаторами и преобразователями постоянного напряжения, рассмотренные в гл. 5.

Использование ИС широкого применения (аналоговых или цифровых) позволяет создавать схемы управления инверторами с внешним возбуждением в виде специализированных гибридных микросборок. При этом уменьшаются их масса и габариты, повышается надежность за счет уменьшения числа паяных соединений, упрощается функциональная схема инвертора. На рис. 4.31 приведена функциональная схема специализированной ИС управле-

ния регулируемым высокочастотным инвертором UC 3825, разработанной Unitrode Integrated Circuits Corp. (США). Данное устройство [60] обеспечивает широтно-импульсное регулирование в схеме двухтактного инвертора при частоте преобразования до 1 МГц и температуре окружающей среды от 0 до +70 °С. Отмечено, что две другие модификации подобного устройства UC 2828 и UC 1825 могут работать соответственно при температурах от —25 до +85 °С и от —55 до +125 °С. Сложная ИС управления содержит двухтактный выходной каскад, широтно-импульсный модулятор, управляющий работой выходного каскада, устройства, обеспечивающие «мягкий» запуск высокочастотного транзисторного преобразователя, защиту его от перегрузок и от провалов напряжения. Схема управления содержит также внутренний генератор RC-типа, частота тактовых импульсов на выходе которого может изменяться с помощью внешнего конденсатора C_t . Этот генератор допускает внешнюю синхронизацию от любого генератора стабильной частоты. Суммарная нестабильность частоты внутреннего генератора 10% при рабочем значении 400 кГц (меньше 5% — температурная нестабильность; 0,2% — нестабильность, вызванная изменениями питающего напряжения).

Двухтактный выходной каскад содержит два одинаковых узла, схема которого показана на рис. 4.32. При отсутствии сигнала на базе транзистора $VT1$ он находится в закрытом состоянии, через базы транзисторов $VT2$ и $VT4$ протекает ток от источника тока i_1 , который удерживает их в открытом состоянии. Вход транзистора $VT7$ зашунтирован открытым $VT4$, а вход $VT3$ — открытыми $VT2$ и $VT4$, в силу чего $VT3$ и $VT7$ будут находиться в закрытом состоянии. Ток от источника тока i_3 , протекая через базы $VT5$, $VT6$ и нагрузку, открывает $VT5$ и $VT6$, в результате на выходе появляется напряжение U_c . При появлении на входе $VT1$ управляющего сигнала состояние всех транзисторов изменится на противоположное исходному: $VT6$ закрывается, а $VT7$ открывается. Базовый ток $VT7$ протекает от источника тока i_3 через открытый транзистор $VT3$. Сигнал на выходе узла отсутствует.

Оба идентичных узла выходного каскада управляются в противофазе импульсами с выхода устройства, содержащего триггер и две логические схемы $DD2$, $DD3$ типа ИЛИ — НЕ, таким образом, чтобы исключить возможность появления режима «сквозных» токов в мощном двухтактном инверторе с внешним возбуждением, для управления которым предназначено рассматриваемое устройство. Выходной каскад рассчитан на управление силовыми транзисторами типа MOSFET, имеющими входную емкость до 1000 пФ, и допускает их коммутацию с частотой до 1 МГц.

Широтно-импульсный модулятор в своем составе содержит компаратор $DA1$, логическую схему $DD1$ типа ИЛИ и широтно-импульсный фиксатор или «защелку» (PWM latch), который в цифровой технике обычно выполняется на триггерах D -типа, а

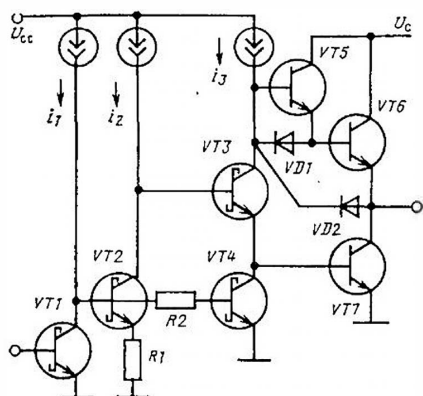


Рис. 4.32. Выходной каскад устройства управления по рис. 4.31

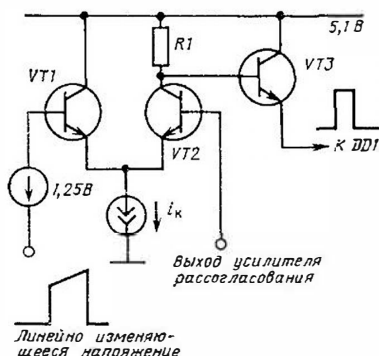


Рис. 4.33. Компаратор устройства управления по рис. 4.31.

также усилитель рассогласования $DA2$. Схема компаратора $DA1$ изображена на рис. 4.33. Для уменьшения временных задержек компаратор выполнен на ненасыщенных транзисторах $VT1$ и $VT2$ по дифференциальной схеме. Его нагрузкой служит эмиттерный повторитель на транзисторе $VT3$. На входе компаратора сравнивается входной линейно изменяющийся сигнал с сигналом рассогласования, снимаемым с выхода усилителя $DA2$. Опорный источник напряжения 1,25 В в цепи базы $VT1$ дает возможность расширить допустимые пределы изменения входного сигнала рассогласования.

Генератор вырабатывает тактовые импульсы, которые определяют начало каждого очередного периода работы устройства и запускают ШИМ-фиксатор, обеспечивая тем самым одновременную паузу в сигналах на выходах A и B устройства управления (см. рис. 4.31). После того как действие тактового импульса прекращается, на одном из выходов A или B появится сигнал U_c , который будет обеспечиваться до тех пор, пока значение линейно изменяющегося напряжения на входе компаратора $DA1$ (см. рис. 4.33), из которого вычитается постоянный уровень 1,25 В, не превысит выходного напряжения усилителя рассогласования $DA2$. В этот момент компаратор $DA1$ переключится, установив на выходе устройства нулевой сигнал. Появившийся на выходе $DA1$ сигнал «лог. 1» переключает триггер и тем самым подготавливает к работе очередной узел выходного каскада (см. рис. 4.32). Широкополосный усилитель сигнала рассогласования (рис. 4.34) имеет полосу пропускания сигнала до 5,5 МГц. Для повышения быстродействия в нем использованы диоды и транзисторы с барьером Шоттки.

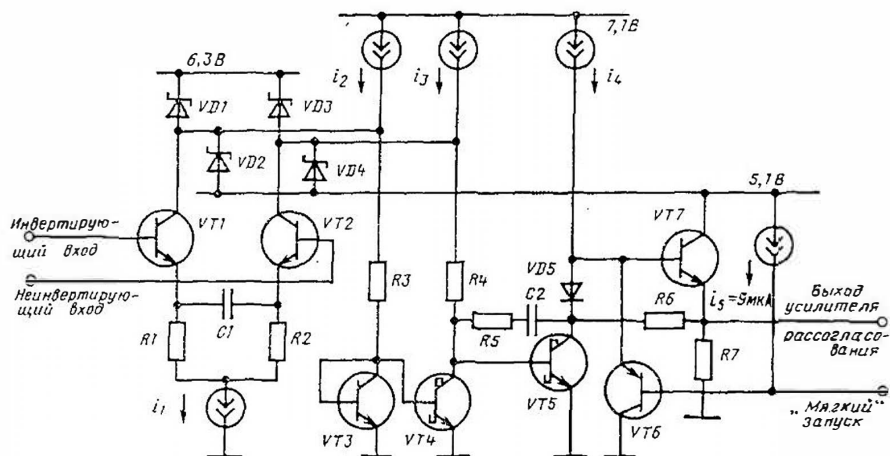


Рис. 4.34. Схема усилителя сигнала рассогласования

При подаче на вход высокочастотного преобразователя питающего напряжения происходит сравнение напряжения на входе $U_{с.с}$ устройства управления (см. рис. 4.31) с пороговым напряжением 9 В. До тех пор, пока $U_{с.с}$ не достигнет порогового значения, на выходе компаратора $DA5$ поддерживается сигнал «лог. 0», внутренний генератор запуска выключен, на выходе логической схемы $DD6$ типа И—НЕ действует сигнал «лог. 1», транзистор $VT2$ (см. рис. 4.31) открыт. Потенциал на выводе «мягкий запуск» низок, транзистор $VT1$ (на рис. 4.34 этот же транзистор обозначен $VT6$) отключает выход усилителя рассогласования. После того как $U_{с.с}$ достигнет порогового значения, компаратор $DA5$ срабатывает и схема управления включается в работу.

Генератор запуска синхронизирует работу схемы управления при сравнительно малых питающих напряжениях, пока вывод «мягкий запуск» продолжает оставаться под низким потенциалом. Когда уровень опорного напряжения по цепи 5,1 В превысит значение 4 В, срабатывает компаратор $DA6$, сигнал на выходе $DD6$ становится равным «лог. 0», транзисторы $VT1$ и $VT2$ (см. рис. 4.31) закрываются, начинается заряд внешнего конденсатора мягкого запуска от источника тока 9 мкА. По мере его заряда выходное напряжение усилителя рассогласования ограничено и повторяет закон изменения напряжения на выходе мягкого запуска до тех пор, пока в действие не вступит цепь ООС.

Рассматриваемое устройство управления высокочастотным инвертором с внешним возбуждением реагирует на токовые перегрузки. Когда пропорциональное току напряжение на входе «ограничение тока» превысит 1 В, срабатывает компаратор $DA3$, который запускает ШИМ-фиксатор и ограничивает длительность уп-

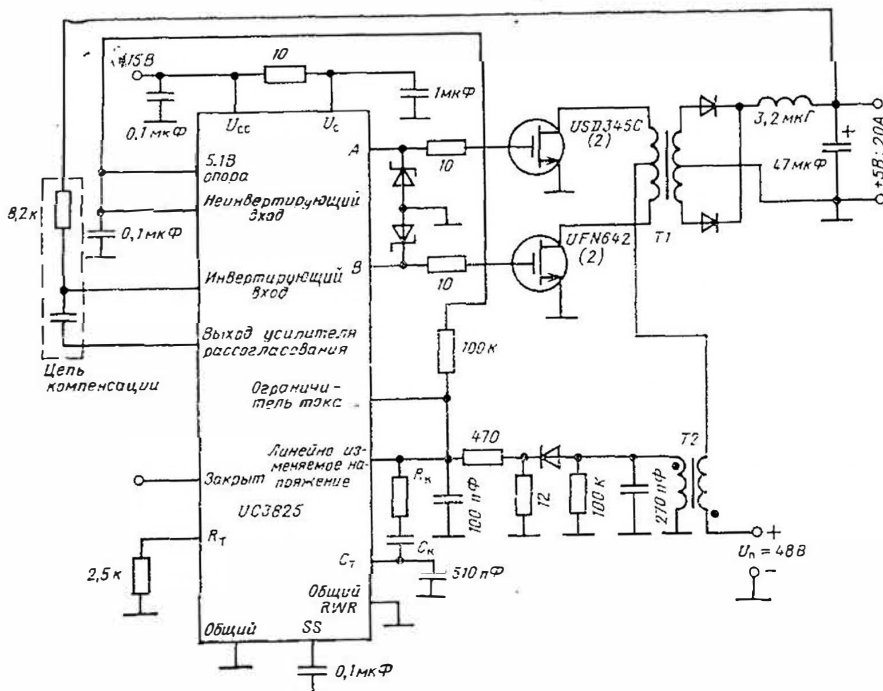


Рис. 4.35. Пример использования ИС управления для реализации высокочастотного преобразователя с частотой преобразования 1 МГц

равляющих импульсов на выходах *A* и *B* устройства управления (см. рис. 4.31). Если напряжение на этом входе превысит 1,4 В, происходит срабатывание компаратора *DA4*, сигнал с выхода которого открывает транзисторы *VT1* и *VT2*, включив цепь мягкого запуска и разрядив внешний конденсатор. После исчезновения токовой перегрузки нормальная работа устройства управления восстанавливается.

В качестве примера использования ИС управления UC3825 в [60] приведена схема высокочастотного транзисторного преобразователя постоянного напряжения, выполненного на базе регулируемого инвертора с внешним возбуждением. Выходная мощность преобразователя 100 Вт (5 В, 20 А), напряжение питания 48 В, частота коммутации мощных транзисторов типа MOSFET равна 1 МГц. Контур токового управления обеспечивает защиту от перегрузок по току свыше 23 А посредством уменьшения потребляемой мощности до 60 % ее номинального значения. Такая схема приведена на рис. 4.35. Принципиально вместо используемых мощных транзисторов MOSFET в регулируемом инверторе с внешним возбуждением могут быть применены любые МДП-или биполярные транзисторы, а также их комбинации.

4.4. ВОПРОСЫ СИММЕТРИРОВАНИЯ РЕЖИМА ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЯ МАГНИТОПРОВОДОВ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Как уже отмечалось выше (см. § 2.2), при работе высокочастотных мощных транзисторных преобразователей в силу целого ряда причин возникает несимметричный режим перемагничивания магнитопровода, вызывающий дополнительные потери энергии как в самом магнитопроводе, так и в мощных транзисторах преобразователя. Несимметрия для каждой конкретной схемы преобразователя определяется количественно в зависимости от неидентичности параметров элементов и может достигать значений, равных единицам — десяткам процентов. Известно, что для магнитопроводов, выполненных из материалов с прямоугольной петлей гистерезиса, наличие даже незначительной несимметрии питающих напряжений переменного тока (доли процента) может привести к одностороннему насыщению магнитопровода из-за эффекта «накопления» индукции. Для исключения такого режима необходимо выполнение условия

$$B_{\max} \leq B_{\text{гр}} + \Delta B_q, \quad (4.21)$$

где $B_{\max}$ — максимальное значение рабочей индукции, $B_{\max} = (0,7—0,9) B_{\text{гр}}$; $B_{\text{гр}}$ — значение индукции, соответствующее выходу магнитопровода на предельную петлю гистерезиса; ΔB_q — допустимое приращение индукции в результате воздействия несимметрии.

Одним из основных способов устранения несимметрии режима перемагничивания магнитопроводов силовых трансформаторов высокочастотных транзисторных преобразователей является способ реализации автоматического переключения мощных транзисторов в моменты насыщения магнитопровода. Схемные решения этого способа различаются в основном конструктивными особенностями измерительного органа, регистрирующего момент такого насыщения. Для получения информации о состоянии магнитопровода необходимо измерять индукцию в нем или его ток намагничивания. Такие измерения трудно осуществить в реальных преобразовательных устройствах. Проще удастся измерять мгновенный полный ток с помощью так называемого «магнитного пояса» [37], который представляет собой датчик полного тока. Его применение позволяет в инверторах с внешним возбуждением искусственно симметризовать процессы перемагничивания магнитопровода при достижении заданной индукции, а в преобразователях с самовозбуждением контролировать выбранную степень насыщения магнитопровода. Ограниченность области применения данного датчика связана с усложнением схемы управления мощными транзисторами преобразователя и более сложной конструкцией силового трансформатора.

К основным способам искусственного симметрирования режима перемагничивания трансформаторов можно также отнести способ увеличения размагничивающего действия сопротивления первичной цепи преобразовательного устройства. Его практическая реализация сопровождается уменьшением максимальной индукции $B_{\max}$ или связана с использованием в магнитопроводах материалов с непрямоугольной петлей гистерезиса или введением немагнитного зазора. При этом габариты трансформатора увеличиваются, а его эксплуатационные характеристики ухудшаются.

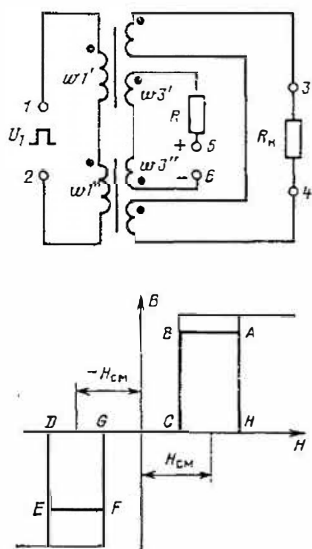


Рис. 4.36. Способ автоматического симметрирования режима перемагничивания силового трансформатора в инверторах с внешним возбуждением

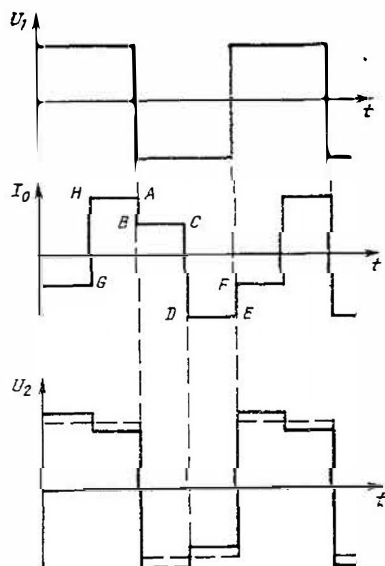


Рис. 4.37. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу схемы, изображенной на рис. 4.36

На практике нашли применение и другие методы симметрирования, позволяющие создавать силовые трансформаторы с более сложной характеристикой перемагничивания без существенного ухудшения их параметров [48—50]. Однако они не позволяют эффективно регулировать степень размагничивающего действия первичной цепи трансформатора. Кроме того, несимметрия питающего напряжения прямоугольной формы заранее неизвестна и характеристику трансформатора приходится рассчитывать из условия максимально возможной несимметрии, что приводит к нежелательному увеличению тока холостого хода трансформатора.

На рис. 4.36 приведена схема трансформатора с автоматическим симметрированием режима перемагничивания, а на рис. 4.37 — диаграммы токов и напряжений в обмотках, иллюстрирующие его работу. Подмагничивающая обмотка w_3 создает поле смещения $H_{см}$, направленное в каждом из магнитопроводов в противоположные стороны, поэтому магнитопровод перемагничивается по циклу $AB C D E F G H$. Намагничивающий ток I_0 имеет сложную форму (см. рис. 4.37), а падение напряжения на резисторе R от этого тока создает симметрирующую реакцию. Эффективное размагничивающее действие данного трансформатора регулируется напряженностью поля смещения $H_{см}$. Обмотка подмагничивания w_3 наматывается на каждый из магнитопроводов отдельно, а затем оба магнитопровода складываются вместе и производят намотку первичной и вторичной обмоток. Так как обмотка подмагничивания выполнена тонким проводом, она не занимает много места и габариты трансформатора практически не увеличиваются. Ток

в подмагничивающей обмотке выбирается достаточным для того, чтобы предотвратить одностороннее насыщение магнитопровода. Выбор оптимального значения этого тока производится по минимальной мощности, потребляемой преобразователем на холостом ходу.

На практике встречаются и другие способы искусственного симметрирования режима перемагничивания силового трансформатора в высокочастотных преобразовательных устройствах. Некоторые из них будут рассмотрены ниже.

ГЛАВА ПЯТАЯ. ОДНОТАКТНЫЕ И НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Под полупроводниковыми преобразователями постоянного напряжения в соответствии с ГОСТ 23414—79 «Преобразователи электроэнергии полупроводниковые. Термины и определения» понимаются преобразователи электроэнергии, осуществляющие изменение постоянного напряжения. Иными словами, к этой группе преобразователей относятся такие устройства, которые преобразуют постоянное напряжение одного номинала в постоянное напряжение другого номинала. Указанным выше нормативным документом для обозначения данного вида полупроводниковых преобразователей не допускается использование таких еще встречающихся на практике понятий, как «конвертор» или «трансформатор постоянного тока».

5.1. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ ОДНОТАКТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Основные силовые схемы одноктактных преобразователей и их принцип действия. Рассматриваемые в настоящем параграфе преобразовательные устройства относятся к классу простейших преобразователей постоянного напряжения и содержат в своем составе наименьшее число мощных элементов.

По принципу действия своей силовой схемы одноктактные преобразователи (ОПН) могут быть условно разбиты на две группы — ОПН с обратным включением выпрямительного диода (рис. 5.1,а) и ОПН с прямым включением данного диода (рис. 5.1,б). Принципиальное различие между обеими группами ОПН заключается в способе передачи электрической энергии от источника питания в нагрузку.

У ОПН с обратным включением диода открытому состоянию силового транзистора VT соответствует закрытое состояние выпрямительного диода VD , вследствие чего в данном состоянии силовой схемы забираемая от первичного источника энергия накапливается в индуктивности намагничивания силового трансформатора T (рис. 5.1,а). В закрытом состоянии VT происходит открывание VD .

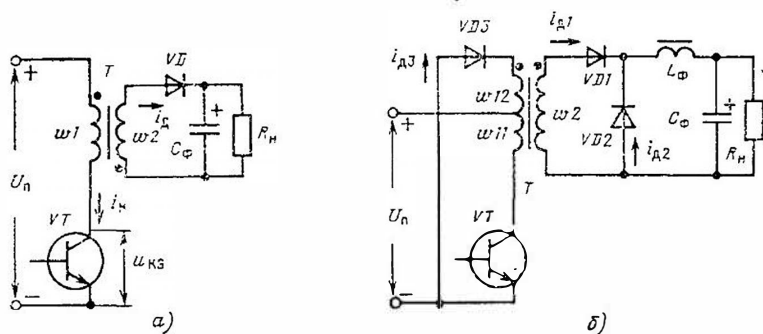


Рис. 5.1. Основные силовые схемы ОПН

через который накопленная ранее энергия поступает в нагрузку и конденсатор фильтра. Силовой трансформатор в рассматриваемой схеме выполняет функцию накопителя электрической энергии. Однотактные преобразователи напряжения с прямым включением диода (рис. 5.1,б) характеризуются непосредственной передачей электрической энергии от первичного источника в нагрузку в режиме открытого состояния одновременно обоих полупроводниковых приборов VT и VD ; в момент их одновременного закрытия передача энергии в нагрузку прекращается. Таким образом, силовой трансформатор T в данной схеме используется по своему традиционному назначению, а следовательно, в отличие от ОПН первой группы, должен характеризоваться минимальной энергией, накапливаемой в его индуктивности намагничивания.

По числу выходных цепей постоянного тока ОПН обеих групп, равно как и другие типы полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения, делятся на одноканальные и многоканальные. В первом случае преобразователь имеет одну выходную цепь постоянного тока, во втором — несколько электрически изолированных друг от друга и от первичного источника выходных цепей. Принцип действия одноканальных и многоканальных ОПН и способы управления мощным транзистором в основном идентичны. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу ОПН с обратным включением выпрямительного диода (см. рис. 5.1,а), приведены на рис. 5.2,а. Пусть в произвольно выбранный момент t_1 произошло открывание мощного транзистора VT и к началу первичной обмотки w_1 силового трансформатора T (показано точкой на рис. 5.1,а) оказался приложенным положительный потенциал от первичного источника U_n , а к ее концу — отрицательный. При этом напряжение на вторичной обмотке T , суммируясь с напряжением на конденсаторе фильтра C_Φ , закрывает ранее открытый выпрямительный диод VD и нагрузка от силового трансформатора отключается.

Коллекторный ток силового транзистора нарастает по линейному закону

$$i_k = I_{k \text{ нач}} + U_n t / L_1, \quad (5.1)$$

где L_1 — индуктивность намагничивания силового трансформатора, приведенная к его первичной обмотке; $I_{k \text{ нач}}$ — ток в коллекторе мощного транзистора в L_1 в момент открывания транзистора VT .

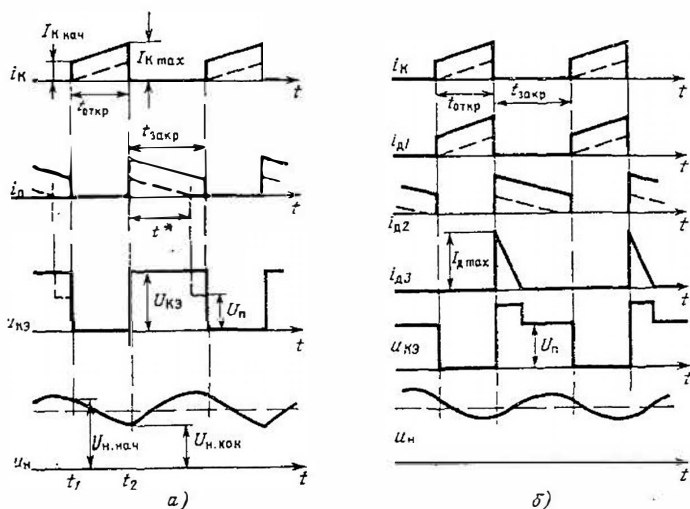


Рис. 5.2. Временные диаграммы, иллюстрирующие характер электромагнитных процессов в ОПН

К моменту закрывания мощного транзистора управляющим сигналом (t_2 на рис. 5.2,а) ток в его коллекторе и в индуктивности намагничивания силового трансформатора достигает своего максимального значения

$$I_{K\text{ max}} = I_{K\text{ нач}} + U_n t_{\text{откр}} / L_1, \quad (5.2)$$

где $t_{\text{откр}}$ — длительность открытого состояния транзистора VT.

В течение рассматриваемого интервала напряжение на нагрузке, отключенной от первичного источника закрытым диодом VD, уменьшается по закону

$$u_n = U_{н.нач} e^{-t/R_n C_\Phi}, \quad (5.3)$$

где $U_{н.нач}$ — напряжение на нагрузке в момент открывания транзистора VT; R_n — сопротивление нагрузки; C_Φ — емкость конденсатора фильтра. К концу рассматриваемого интервала напряжение на нагрузке достигает значения

$$U_{н.кон} = U_{н.нач} e^{-t_{\text{откр}}/R_n C_\Phi}. \quad (5.4)$$

После того как в момент t_2 закрывается мощный транзистор, полярности напряжений на обмотках силового трансформатора изменяются на противоположные исходным, выпрямительный диод VD открывается и в нагрузку начинает поступать энергия, накопленная в силовом трансформаторе в течение предыдущего интервала. Ток в индуктивности намагничивания трансформатора T и ток через диод VD уменьшаются по мере расходования в нагрузке накопленной энергии. Если принять, что пульсации напряжения на нагрузке невелики по сравнению с его номинальным значением, то уменьшение тока i_d через диод и через индуктивность намагничивания силового трансформатора T , приведенную

к его вторичной обмотке (i_{L2}), будет иметь линейный характер:

$$i_d = i_{L2} = I_{K \max} (\omega_1 / \omega_2) - (U_n t / L_2), \quad (5.5)$$

где ω_1 , ω_2 — соответственно числа витков первичной и вторичной обмоток силового трансформатора; L_2 — его индуктивность намагничивания, приведенная ко вторичной обмотке.

За время $t^* = I_{K \max} L_2 (\omega_1 / \omega_2) / U_n$ ток в диоде VD и индуктивности намагничивания T достигает своего нулевого значения.

Очевидно, что при работе ОПН рассматриваемого типа возможны два различных режима — режим непрерывного тока в индуктивности намагничивания силового трансформатора и режим прерывистого тока в той же индуктивности. В литературе встречается также другое толкование данных двух режимов ОПН — режим непрерывного магнитного потока в магнитопроводе T и режим прерывистого магнитного потока в том же магнитопроводе. В первом случае, когда длительность $t_{\text{закр}}$ закрытого состояния мощного транзистора соответствует неравенству $t_{\text{закр}} < t^*$, к моменту очередного открывания транзистора VT диод VD находится в открытом состоянии, а ток в индуктивности L_2 достигает своего минимального значения:

$$I_{L2 \min} = I_{d \min} = I_{K \max} (\omega_1 / \omega_2) - (U_n t_{\text{закр}} / L_2) > 0. \quad (5.6)$$

Во втором случае $t_{\text{закр}} \geq t^*$, к моменту очередного открывания транзистора VT диод VD успевает закрыться, так как энергия, ранее накопленная в индуктивности намагничивания T , полностью успела передаться в нагрузку. Вследствие этого нагрузка отключается от силового трансформатора раньше, чем произойдет открывание силового транзистора VT .

Временные диаграммы, иллюстрирующие работу ОПН с обратным включением диода в режиме прерывистого тока, показаны на рис. 5.2,а штриховыми линиями. Граница режимов непрерывного и прерывистого тока определяется неравенством

$$L_1 \geq U_n^2 t_{\text{откр}}^2 / 2 I_n U_n (t_{\text{откр}} + t_{\text{закр}})^2. \quad (5.7)$$

При его выполнении в схеме ОПН имеет место режим непрерывного тока, при нарушении — режим прерывистого тока. Режим непрерывного тока обеспечивает параметрическую стабилизацию выходного напряжения ОПН, а также более жесткую внешнюю характеристику преобразователя. Использование ОПН в режиме прерывистого тока дает возможность получать высокие выходные напряжения (сотни — тысячи вольт) при сравнительно малых коэффициентах трансформации силового трансформатора. К положительным свойствам ОПН с обратным включением диода следует отнести возможность регулирования напряжения, прикладываемого к мощному транзистору в его закрытом состоянии, и, как следствие этого, возможность более полного использования транзистора и диода по напряжению. Так, для мощного транзистора напряжение $U_{KЭ}$ в закрытом состоянии определяется для режима непрерывного тока выражением

$$U_{KЭ} = U_n (1 + t_{\text{откр}} / t_{\text{закр}}) \quad (5.8)$$

и может регулироваться изменением соотношения между длительностями открытого и закрытого состояний транзистора. Временные диаграммы, иллюстрирую-

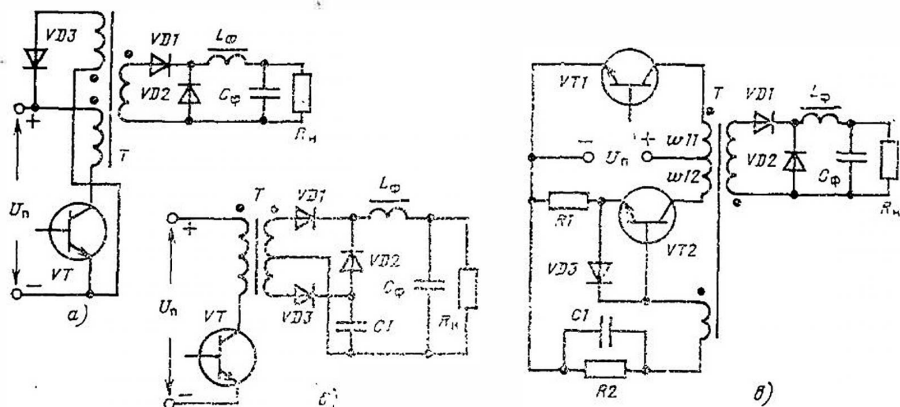


Рис. 5.3. Однотактные преобразователи напряжения с размагничивающими обмотками силового трансформатора

шие работу ОПН с прямым включением выпрямительного диода (см. рис. 5.1,б), показаны на рис. 5.2,б: сплошными линиями — для режима непрерывного тока в дросселе фильтра L_ϕ ; штриховыми — для режима прерывистого тока в том же дросселе. При открытом транзисторе VT его коллекторный ток определяется при $L_1 = L_\phi$ выражением (5.1): для режима прерывистого тока $I_{K \text{ нач}} = 0$. Через открытый диод $VD1$ и дроссель фильтра L_ϕ энергия первичного источника поступает в нагрузку и конденсатор C_ϕ .

В момент закрывания мощного транзистора происходит и закрывание диода $VD1$. При этом контур тока дросселя L_ϕ замыкается через вновь открывшийся дополнительный диод $VD2$, а через возвратный диод $VD3$ в источник питания возвращается энергия, накопленная в индуктивности намагничивания силового трансформатора T на предыдущем этапе. Для возвращения магнитного состояния магнитопровода T в исходное необходимо выполнение условия

$$t_{\text{откр}}(\omega_{12}/\omega_{11}) \leq t_{\text{закр.}}$$

Амплитуда тока через возвратный диод $VD3$ равна

$$I_{\Delta \text{ max}} = (U_{\text{н}} t_{\text{откр}} / L_{11}) (\omega_{11} / \omega_{12}), \quad (5.9)$$

где L_{11} — индуктивность намагничивания T , приведенная к секции ω_{11} его первичной обмотки; ω_{11} и ω_{12} — соответственно числа витков обеих секций первичной обмотки T .

Для уменьшения тока через $VD3$ следует увеличить число витков ω_{12} , однако это приводит к увеличению длительности интервала, в течение которого накопленная в T энергия возвращается в источник питания. Характер процесса передачи электрической энергии, накопленной в дросселе фильтра L_ϕ , в нагрузку и конденсатор C_ϕ при закрытом транзисторе VT полностью аналогичен характеру процессов в импульсных стабилизаторах постоянного напряжения при закрывании регулирующего транзистора (см. § 5.2).

Для размагничивания магнитопровода силового трансформатора T и возвращения его в исходное состояние в ОПН с прямым включением диода могут быть использованы также специальные размагничивающие обмотки, которые через возвратный диод $VD3$ подключаются параллельно входу ОПН (рис. 5.3,а). Различные разновидности таких ОПН описаны в [51]. В ОПН, схема которого приведена на рис. 5.3,б, энергия, запасенная в силовом трансформаторе при открытых мощном транзисторе VT и выпрямительном диоде $VD1$, в момент их закрывания через диоды $VD2$ и $VD3$ поступает в нагрузку и конденсатор $C1$ [52].

С целью лучшего использования силового трансформатора в ОПН с прямым включением диода, уменьшения его массы и габаритов в [53] рекомендуется заменить возвратный диод $VD3$ в схеме, изображенной на рис. 5.1,б, дополнительным транзистором $VT2$, как показано на рис. 5.3,в. В этом случае появляется возможность практической реализации режима перемагничивания магнитопровода силового трансформатора по некоторому частному циклу, охватывающему области как положительных, так и отрицательных значений рабочей индукции. Режим перемагничивания силового трансформатора в ОПН данного типа может приближаться к режиму симметричного перемагничивания трансформатора в схемах двухтактных преобразователей постоянного напряжения. В данном ОПН в момент закрывания силового транзистора $VT1$ под действием сигнала управления происходит открывание дополнительного транзистора $VT2$ и через секцию $\pi 12$ первичной обмотки силового трансформатора протекает ток, перемагничивающий магнитопровод трансформатора T до магнитного состояния, противоположного исходному. Известны также ОПН без размагничивающих обмоток [54], в которых параллельно первичной обмотке силового трансформатора включен дополнительный конденсатор, перезаряжаемый за счет энергии, накапливаемой в этом трансформаторе.

Эффективным средством улучшения энергетических характеристик ОПН является использование метода пропорционального токового управления мощным транзистором [55—56] посредством включения в цепи его коллектора и базы обмоток трансформатора тока $T2$ (рис. 5.4). В этом случае благодаря ПОС по току удастся существенно повысить КПД преобразователя за счет уменьшения потерь энергии в цепях его управления. Для управления мощным транзистором в данных преобразователях необходимы короткие импульсы токов, приводящие в действие механизм ПОС или прекращающие его действие. Диод $VD2$, подключенный параллельно переходу база — эмиттер мощного транзистора, защищает последний от перенапряжений, возникающих в моменты коммутации полупроводниковых приборов.

Способы управления мощным транзистором в ОПН. По способу формирования управляющих сигналов ОПН, как и другие типы полупроводниковых преобразователей, можно разделить на две группы — ОПН с самовозбуждением и

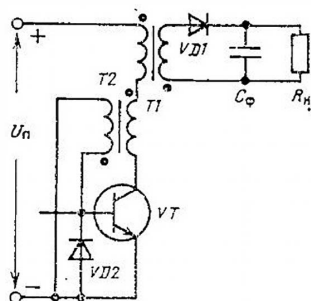


Рис. 5.4. Однотактный преобразователь напряжения с пропорциональным токовым управлением мощным транзистором

ОПН с внешним возбуждением. В преобразователях первой группы управляющие сигналы, воздействующие на цепь базы мощного транзистора, формируются самой схемой ОПН, который работает в режиме автоколебаний. В преобразователях второй группы управляющие сигналы формируются внешним задающим генератором.

Простейшие схемы ОПН с самовозбуждением приведены на рис. 5.5. В схеме, изображенной на рис. 5.5,а, ПОС обеспечивается дополнительной обмоткой w_6 , расположенной на магнитопроводе силового трансформатора T . При открывании силового транзистора VT его коллекторный ток, нарастая в соответствии с выражением (5.1), достигает значения $I_{K \max} = h_{21Э} I_{B \text{ ном}}$, после чего VT выходит из режима насыщения. Под действием ПОС происходят закрывание транзистора VT и открывание выпрямительного диода. Полярности напряжений на обмотках силового трансформатора изменяются на противоположные исходным. После того как накопленная в трансформаторе энергия будет полностью передана в нагрузку через диод VD , последний закрывается, исчезает запирающее смещение на базе мощного транзистора, который открывается благодаря току через запускающий резистор $R_{см}$. Большие коммутационные перегрузки мощного транзистора по току коллектора являются основным недостатком рассмотренной схемы.

В ОПН, схема которого приведена на рис. 5.5,б, для уменьшения коммутационных перегрузок мощного транзистора в цепь его эмиттера включен резистор R_T , играющий роль датчика тока. Когда напряжение на R_T достигнет значения, при котором откроется транзистор VT_2 , последний шунтирует вход мощного транзистора, вызывая его закрывание. Для уменьшения коммутационных перегрузок в ОПН с самовозбуждением используются также времязадающие RC -цепочки или нелинейные насыщающиеся трансформаторы и дроссели. Примеры выполнения схем ОПН с времязадающими RC -цепочками показаны на рис. 5.5,в, г.

В схеме ОПН с самовозбуждением и пропорциональным токовым управлением мощным транзистором VT_1 (рис. 5.5,д) сигнал ПОС снимается с трансформатора тока T_2 , первичная обмотка которого включена в коллекторную цепь силового транзистора. Резистор $R_{см}$ обеспечивает самовозбуждение ОПН посредством подачи начального запускающего тока в базу силового транзистора.

В открытом состоянии VT_1 , когда энергия первичного источника через открытый выпрямительный диод VD_1 поступает в нагрузку, происходит заряд времязадающего конденсатора C_1 . Этот конденсатор заряжается суммой токов, один из которых протекает через вспомогательную обмотку силового трансформатора T_1 , резистор R_4 и диод VD_4 , а другой — через коллектор транзистора VT_2 .

По мере увеличения тока в цепи первичной обмотки силового трансформатора увеличивается падение напряжения на резисторе R_T , что вызывает увеличение токов транзисторов VT_2 и VT_3 , а следовательно, более быстрый заряд времязадающего конденсатора C_1 . Как только напряжение на C_1 достигнет порога срабатывания переключающего устройства, выполненного на транзисто-

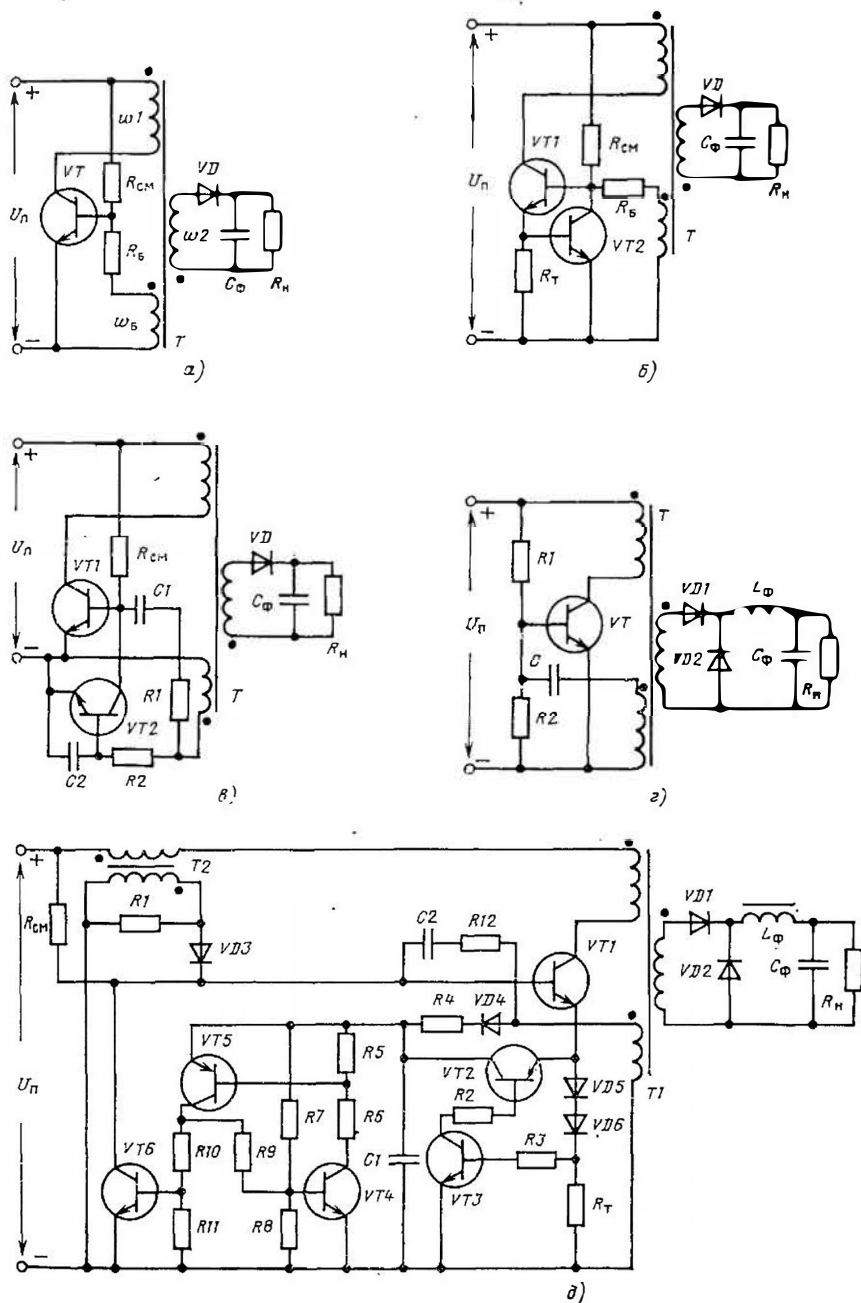


Рис. 5.5. Простейшие схемы ОПН с самовозбуждением

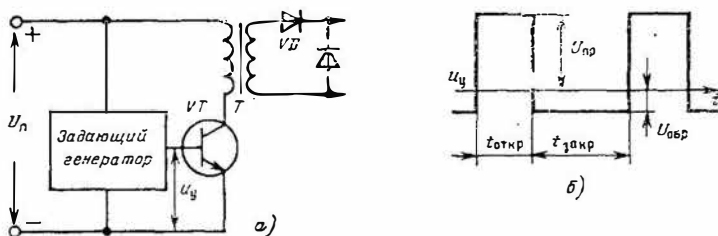


Рис. 5.6. Однотактный преобразователь напряжения с внешним возбуждением

рах $VT4$ и $VT5$, резисторах $R5 - R11$, последнее срабатывает, открывая транзистор $VT6$. В результате открывания $VT6$ вход силового транзистора $VT1$ оказывается зашунтированным и данный транзистор переключается в закрытое состояние. После разряда конденсатора $C1$ переключающее устройство на транзисторах $VT4$ и $VT5$ возвращается в противоположное состояние, транзистор $VT6$ выключается, а в схеме ОПН вновь открываются транзистор $VT1$ и выпрямительный диод $VD1$. Далее процессы открывания и закрывания мощного транзистора и выпрямительного диода повторяются периодически. Схема ОПН с самовозбуждением, изображенная на рис. 5.5, д, описана в [57].

Как отмечают различные авторы, область целесообразного использования ОПН с самовозбуждением ограничивается диапазоном малых мощностей при относительной неизменности нагрузочного тока. Такие преобразователи в основном применяются для преобразования низких напряжений постоянного тока в высокие.

В ОПН с внешним возбуждением (рис. 5.6, а) задающий генератор формирует импульсы, управляющие моментами открывания и закрывания мощного транзистора. При этом амплитуда отпирающих импульсов $U_{\text{нр}}$ (рис. 5.6, б) должна быть достаточной для обеспечения режима насыщения мощного транзистора, а амплитуда запирающих импульсов $U_{\text{обр}}$ — для форсированного рассасывания заряда избыточных носителей в его базе и для надежного закрывания этого транзистора.

На практике в качестве задающих генераторов в ОПН используются различные типы импульсных RC -генераторов, однотактных и двухтактных транзисторных преобразователей с самовозбуждением, а также спусковые транзисторные схемы с внутренней ПОС. Одна из эффективных схем управления мощным транзистором в ОПН с внешним возбуждением приведена на рис. 5.7 [58].

Пусть в исходном состоянии ОПН транзистор $VT1$ закрыт, а через диод $VD1$ в нагрузку передается ранее запасенная в силовом трансформаторе энергия. Данному состоянию схемы соответствует открытое состояние транзисторов $VT2$, $VT4$ и $VT5$; конденсаторы $C1$ и $C2$ разряжены. С поступлением запирающего им-

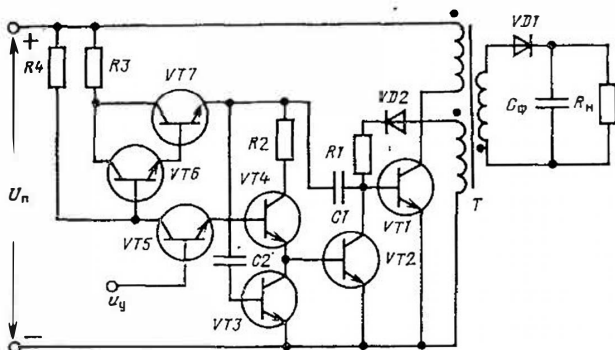


Рис. 5.7. Схема управления мощным транзистором ОПН с внешним возбуждением

пульса на вход транзистора $VT5$ он закрывается, что вызовет закрывание $VT2$ и $VT4$, открывание $VT6$ и $VT7$. Через два последних транзистора начинается заряд конденсаторов $C1$ и $C2$ — в результате происходит форсированное открывание мощного транзистора $VT1$ и вспомогательного транзистора $VT3$, шунтирующего вход транзистора $VT2$. При открывании $VT1$ в схеме начинает действовать механизм ПОС, удерживающий мощный транзистор в открытом состоянии. После окончания процесса заряда $C1$ и $C2$ токи через транзисторы $VT3$, $VT6$ и $VT7$ прекращаются, указанные транзисторы выключаются и в ОПН остается открытым только транзистор $VT1$. При открывании $VT5$ вновь произойдет открывание $VT2$ и $VT4$. Ранее заряженный конденсатор $C1$, разряжаясь через транзисторы $VT2$, $VT4$ и резистор $R2$, обеспечивает форсированное закрывание мощного транзистора и прекращение действия механизма ПОС.

В качестве примера исполнения схемы управления мощным транзистором в ОПН с токовой ОС и внешним возбуждением на рис. 5.8 приведена схема [59], позволяющая существенно уменьшить потери энергии в управляющих цепях и обеспечить высокую помехозащищенность ОПН по цепи управления. Пусть в исходном состоянии схемы мощный транзистор $VT1$ закрыт, а через диод $VD1$ в нагрузку передается энергия, запасенная ранее в силовом трансформаторе $T1$. В момент появления включающего импульса $U_{вкл}$ открывается транзистор $VT2$ и через полуобмотку ω_2' трансформатора тока $T2$ начинает протекать ток, ограниченный сопротивлением резистора $R1$. Этот ток вызывает появление тока в цепи ПОС (обмотки ω_6 и ω_1 трансформатора $T2$). Под ее воздействием мощный транзистор открывается полностью, и на обмотках силового трансформатора появляются напряжения. При этом полярность напряжения на вспомогательной обмотке $T1$ будет соответствовать указанной на рис. 5.8.

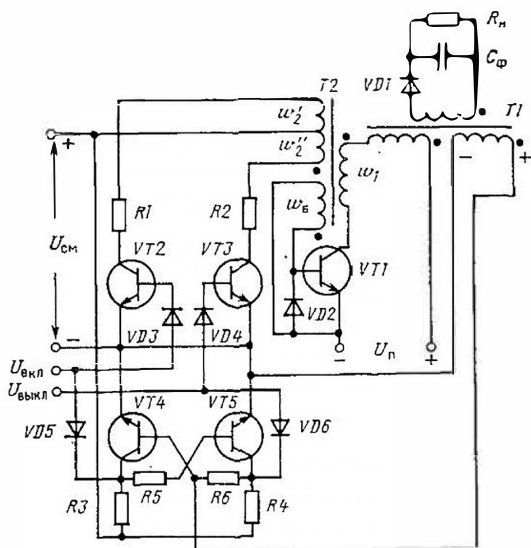


Рис. 5.8. Схема управления мощным транзистором ОПН

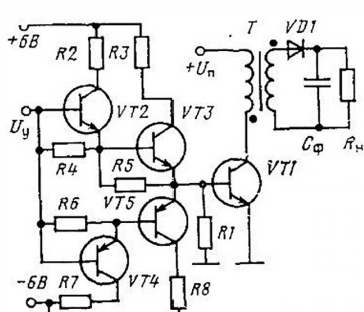


Рис. 5.9. Схема управления мощным транзистором в ОПН с токовой ОС и внешним возбуждением

В триггере, выполненном на транзисторах $VT4$ и $VT5$, под действием этого напряжения открывается транзистор $VT4$, который шунтирует вход транзистора $VT2$, не пропуская управляющий сигнал $U_{вкл}$ на его базу. Транзистор $VT2$ при этом закрывается. Состояние схемы ОПН изменится с приходом импульса $U_{выкл}$ на базу транзистора $VT3$, при открывании которого через полуобмотку w_2'' трансформатора $T2$ начинает протекать ток. Направление тока в базовой цепи мощного транзистора изменяется на противоположное, транзистор $VT1$ закрывается, и происходит смена полярности напряжений на обмотках силового трансформатора. Вследствие смены полярности напряжения на вспомогательной обмотке $T1$ выключается транзистор $VT4$ триггера и открывается транзистор $VT5$. Последний шунтирует вход транзистора $VT3$, не пропуская управляющий сигнал на его вход. С приходом очередного включающего импульса $U_{вкл}$ процессы в схеме ОПН полностью повторяются.

Типовая схема управления простого ОПН с внешним возбуждением, не содержащего цепи ПОС по току или по напряжению, приведена на рис. 5.9. Схема управления питается от двухполярного относительно общей точки (эмиттер мощного транзистора $VT1$) напряжения ± 6 В. При подаче на вход схемы импульса положительной полярности U_y относительно общего провода открываются транзисторы $VT2$ и $VT3$, ток коллектора последнего, протекая через базу мощного транзистора, открывает его. При подаче на вход управляющего импульса отрицательной полярности транзисторы $VT2$ и $VT3$ закрываются, открываются транзи-

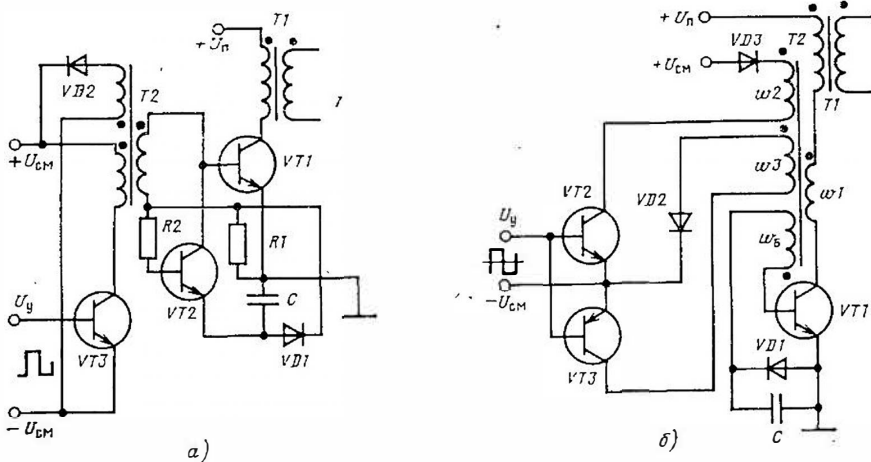


Рис. 5.10. Схемы управления мощным транзистором ОПН, обеспечивающие его форсированную коммутацию

зисторы $VT4$ и $VT5$, к базе транзистора $VT1$ через резистор $R8$ прикладывается отрицательный потенциал от источника -6 В, обеспечивающий форсированное выключение $VT1$.

На рис. 5.10 приведены две перспективные схемы управления мощным транзистором ОПН, обеспечивающие форсированное рассасывание избыточных носителей в полупроводниковой структуре биполярного транзистора и его форсированное переключение. В схеме, изображенной на рис. 5.10,а, при открывании транзистора $VT3$ под действием управляющего сигнала на вторичной обмотке импульсного трансформатора $T2$ появляется напряжение, которое открывает мощный транзистор $VT1$ и заряжает конденсатор C через диод $VD1$. При закрывании $VT3$ конденсатор C , разряжаясь через цепи баз $VT1$ и $VT2$, вызывает открывание транзистора $VT2$ и форсированное закрывание мощного транзистора $VT1$.

В схеме с пропорциональным токовым управлением (рис. 5.10,б) с приходом управляющего импульса U_y положительной полярности открывается транзистор $VT2$ и через диод $VD3$ и обмотку ω_2 трансформатора тока $T2$ от источника $U_{см}$ начинает протекать ток. Под действием ПОС (обмотка ω_6 трансформатора $T2$) происходит открывание мощного транзистора $VT1$, возрастание напряжения на обмотке ω_2 и закрывание диода $VD3$. Состояние $VT1$ изменится, когда поступит управляющий импульс отрицательной полярности, вызывающий открывание транзистора $VT3$ и закрывание $VT2$. Открытый транзистор $VT3$ через диод $VD2$ шунтирует обмотку ω_3 трансформатора тока и прескашивает действие токовой ПОС.

Стабилизация выходного напряжения ОПН. Стабилизация осуществляется посредством регулирования соотношения между длительностями открытого и закрытого состояний мощного транзистора в результате действия сигнала ООС с выхода ОПН. В процессе такого регулирования возможны следующие режимы ОПН:

1. Длительность открытого состояния мощного транзистора $t_{\text{откр}}$ остается неизменной, а изменяется длительность его закрытого состояния $t_{\text{закр}}$.

2. Наоборот, значение $t_{\text{закр}}$ поддерживается неизменным, а стабилизация осуществляется посредством изменения $t_{\text{откр}}$.

3. Одновременно изменяются $t_{\text{откр}}$ и $t_{\text{закр}}$, а их сумма $t_{\text{откр}} + t_{\text{закр}} = 1/f$ (где f — частота преобразования энергии) остается неизменной.

Схемная реализация каждого из указанных методов стабилизации выходного напряжения ОПН может быть различной, что определяет большое многообразие известных схем стабилизированных ОПН. Ниже рассматриваются некоторые из типовых примеров реализации стабилизированных преобразователей данного типа.

В ОПН с самовозбуждением, схема которого изображена на рис. 5.11, регулируется длительность интервала $t_{\text{закр}}$, в течение которого мощный транзистор $VT1$ выключен. В это время с помощью дополнительного транзистора осуществляется перемагничивание магнитопровода силового трансформатора, причем скорость перемагничивания и длительность интервала $t_{\text{закр}}$ определяются током в управляющей обмотке w_y силового трансформатора, шунтированной диодом $VD3$ и транзистором $VT3$. При увеличении выходного напряжения ОПН возрастает ток в цепи базы транзистора $VT4$, и в момент насыщения силового трансформато-

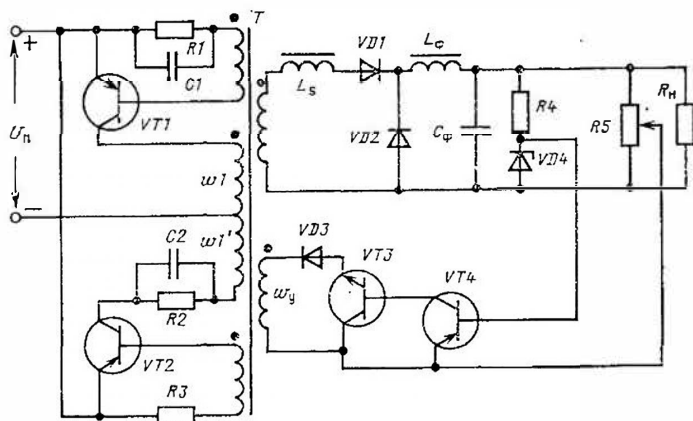


Рис. 5.11. Высокочастотный стабилизированный ОПН с самовозбуждением

ра и переключения транзисторов $VT1$ и $VT2$ через ω_y будет протекать большой ток, направленный встречно с перемещающимся током в обмотке $\omega I'$. Длительность интервала $t_{закр}$ увеличится, что приведет к уменьшению выходного напряжения ОПН. При уменьшении выходного напряжения, наоборот, ток базы $VT4$ уменьшится, ток через $VT3$ и $VD3$ в интервале $t_{закр}$ уменьшится, скорость перемещения T увеличится, длительность интервала закрытого состояния $VT1$ уменьшится, в результате напряжение на выходе ОПН восстановится до прежнего значения.

В ОПН с внешним возбуждением [61], схема которого изображена на рис. 5.12, стабилизация выходного напряжения осуществляется посредством изменения длительности открытого состояния мощного транзистора $VT1$. В данном устройстве конденсатор $C1$ заряжается через трансформатор тока $T2$ током, пропорциональным току нагрузки. Когда напряжение на $C1$ достигает напряжения стабилизации стабилитрона $VD4$, последний открывается, что вызывает открывание управляющего транзистора $VT2$, который при этом шунтирует вход мощного транзистора, вызывая его закрытие.

При увеличении напряжения на выходе ОПН увеличивается ток нагрузки, что приводит к более быстрому заряду $C1$ и соответствующему уменьшению длительности открытого состояния мощного транзистора. В результате возникает компенсирующая реакция и выходное напряжение восстанавливается до прежнего значения. При уменьшении выходного напряжения ОПН, наоборот, скорость заряда $C1$ уменьшится, а длительность открытого состояния силового транзистора увеличится.

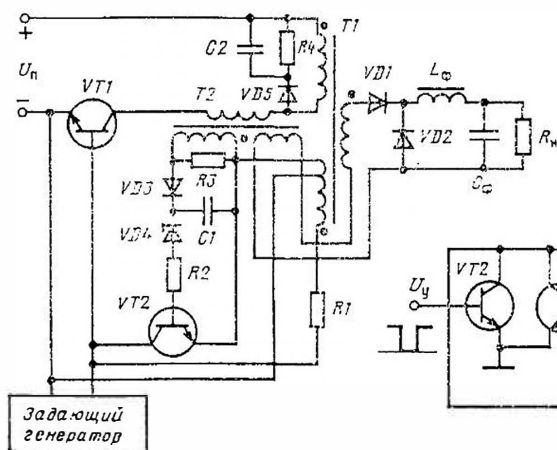


Рис. 5.12. Высокочастотный стабилизированный ОПН с внешним возбуждением

10*

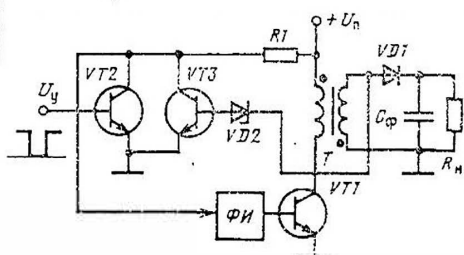


Рис. 5.13. Эффективная схема высокочастотного стабилизированного ОПН с внешним возбуждением

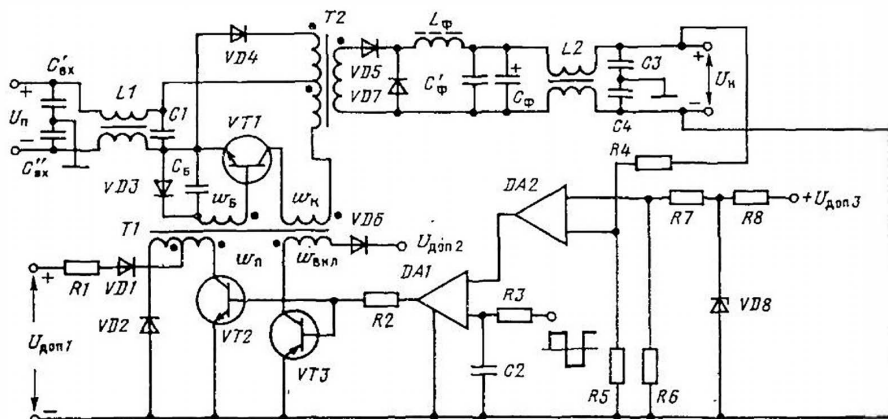


Рис. 5.14. Высокочастотный стабилизированный ОПН с прямым включением выпрямительного диода

Внешний задающий генератор, импульсы с выхода которого приводят в действие механизм ПОС по напряжению, обеспечивает постоянство частоты переключений мощного транзистора ОПН. Цепочка $VD5, R4, C2$ служит для уменьшения коммутационных выбросов напряжения на первичной обмотке силового трансформатора и коллекторе мощного транзистора в моменты его закрытия.

На рис. 5.13 приведена схема стабилизированного ОПН с внешним возбуждением [62]. В отсутствие сигнала на выходе задающего генератора мощный транзистор $VT1$ открывается схемой формирования управляющих импульсов $\Phi И$. Транзисторы $VT2$ и $VT3$ при этом закрыты. С поступлением импульса от задающего генератора открывается транзистор $VT2$, шунтирующий вход мощного транзистора. Накопленная в трансформаторе T энергия поступает в нагрузку, увеличивая на ней напряжение. При некотором выходном напряжении ОПН открываются стабилитрон $VD2$ и транзистор $VT3$, после чего импульс от задающего генератора заканчивается. Регулирующий транзистор будет закрыт до тех пор, пока уменьшающееся напряжение на нагрузке не достигнет порога закрытия $VD2$, что вызовет закрытие $VT3$ и открытие $VT1$. Частота преобразования электроэнергии в данном стабилизированном ОПН также будет постоянной и определяться частотой следования импульсов на выходе задающего генератора.

На рис. 5.14 изображена схема стабилизированного ОПН с прямым включением выпрямительного диода. При подаче импульса отрицательной полярности с выхода усилителя $DA1$ открывается транзистор $VT3$ и в обмотке $w_{вкл}$ трансформатора тока

Т1 появляется ток от вспомогательного источника питания с напряжением $U_{\text{доп2}}$. Под действием механизма ПОС начинается лавинообразное нарастание токов в базовой w_6 и коллекторной w_k обмотках этого трансформатора, которое заканчивается моментом полного открывания мощного транзистора VT1. При этом на вторичной обмотке силового трансформатора T2 появляется напряжение, заряжающее конденсатор фильтра C_6 и питающее нагрузку. После того как полярность напряжения на выходе DA1 сменится на обратную, транзистор VT3 закрывается, а транзистор VT2 открывается, в результате последний через диод VD2 закорачивает обмотку w_n трансформатора тока. По окончании форсированного процесса рассасывания зарядов избыточных носителей в области базы мощного транзистора под действием напряжения на конденсаторе C_6 мощный транзистор VT1 закрывается. В этом состоянии он будет находиться до тех пор, пока полярность напряжения на выходе DA1 вновь не сменит свою полярность на исходную. Подключение дополнительного источника питания $U_{\text{доп1}}$ к отпайке обмотки w_n обеспечивает оптимальный режим перемagnetизации магнитопровода трансформатора тока T1.

Периодическое изменение полярности напряжений на выходе усилителя DA1 происходит в результате сравнения двух сигналов, один из которых имеет пилообразную форму и снимается с выхода интегрирующей цепочки R3 C2, а второй подается с выхода усилителя DA2 и пропорционален сигналу рассогласования между уровнем выходного напряжения ОПН и его уставкой. Для выделения сигнала рассогласования на один из входов DA2 поступает неизменный по уровню опорный сигнал со стабилитрона VD8, а на другой — постоянное напряжение, пропорциональное уровню выходного напряжения ОПН. Дополнительный источник питания с напряжением $U_{\text{доп3}}$ служит для обеспечения заданного тока стабилизации VD8.

При увеличении выходного напряжения ОПН напряжение на выходе DA2 изменится таким образом, что вызовет уменьшение длительности открытого состояния транзистора VT3 и увеличение длительности открытого состояния VT2, и наоборот. При этом относительная длительность открытого состояния мощного транзистора будет соответственно либо уменьшаться, либо увеличиваться и компенсировать изменение выходного напряжения ОПН относительно его заданной уставки.

В [63] приведены сведения о параметрах разработанного ОПН: мощность нагрузки 30 Вт, напряжение питания 27 В, частота преобразования электроэнергии 80 кГц, КПД 75 % (при использовании в выпрямителе диода Шотки), выходное напряжение 5 В.

В [67] приведена схема стабилизированного многоканального высокочастотного ОПН, который при питании от сети постоянного тока с напряжением от 23 до 31 В обеспечивает на выходе три

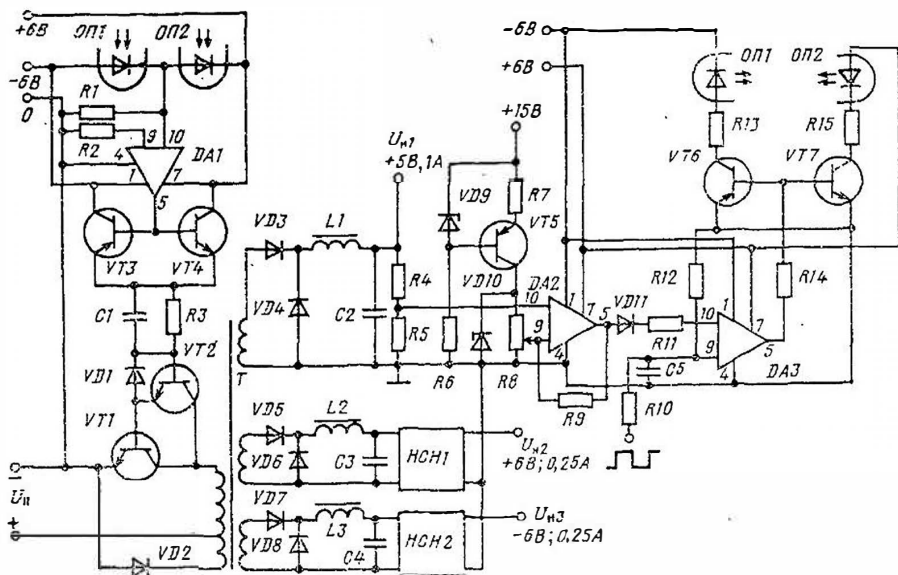


Рис. 5.15. Трехканальный высокочастотный стабилизированный ОПН

независимые цепи постоянного тока со следующими параметрами: $U_{н1} = +(5 \pm 0,25)$ В при $P_{н1} = 5$ Вт и $U_{н\sim} = 50$ мВ; $U_{н2} = +(6 \pm 0,3)$ В при $P_{н2} = 1,5$ Вт и $U_{н\sim} = 10$ мВ; $U_{н3} = -(6 \pm 0,3)$ В при $P_{н3} = 1,5$ Вт и $U_{н\sim} = 10$ мВ.

Коэффициент полезного действия разработанного преобразователя при температуре окружающей среды от -60 до $+70^\circ\text{C}$ и частоте преобразования электроэнергии от 36 до 50 кГц составил 55—58 %. Схема данного ОПН приведена на рис. 5.15. Непосредственно ОПН выполнен по схеме с прямым включением выпрямительного диода и дополнительной размагничивающей обмоткой, подключенной ко входу преобразователя через диод VD2. Через эту обмотку накопленная в силовом трансформаторе электромагнитная энергия при закрывании мощного транзистора будет возвращена в источник питания.

Мощный транзистор выполнен составным из транзисторов VT1 и VT2 и управляется через транзисторы VT3 и VT4, включаемые в противофазе друг с другом в зависимости от полярности напряжения на выходе операционного усилителя DA1. В качестве усилителей DA1—DA3 используются интегральные полупроводниковые микросхемы типа К1УТ401А. Полярность напряжения на выходе DA1 определяется тем, какой из оптронов — ОП1 или ОП2 — проводит ток. Конденсатор C1 обеспечивает форсированное закрывание и открывание мощного транзистора VT1, VT2 ОПН.

Из двух оптронов — ОП1 и ОП2, — управляющих моментами открывания и закрывания мощного транзистора и обеспечивающих электрическую изоляцию выходных цепей ОПН от питающей цепи, ток будет проводить именно тот, который в данный момент оказывается в коллекторной цепи открытого транзистора VT6 или VT7. Последнее определяется полярностью напряжения на выходе операционного усилителя DA3. На один из его входов подается через интегрирующее звено R10 C5 прямоугольный сигнал от внешнего задающего генератора, в результате на этом входе DA3 имеет место линейно изменяющийся сигнал треугольной формы. На другой вход DA3 с выхода DA2 поступает сигнал, пропорциональный разности выходного напряжения $U_{н1}$ и заданной его уставки. Уставка задается стабилитроном VD10 и резистором R8. Для повышения стабильности выходного напряжения ОПН ток стабилизации стабилитрона VD10 стабилизирован с помощью непрерывного стабилизатора постоянного напряжения на транзисторе VT5, между базой и эмиттером которого через резистор R7 включен стабилитрон VD9.

При увеличении выходного напряжения $U_{н1}$ выше заданного предела увеличивается уровень постоянного напряжения на выходе DA2, что приводит к увеличению длительности открытого состояния транзисторов VT3, VT6 и к уменьшению длительности открытого состояния транзисторов VT4, VT7. При уменьшении $U_{н1}$ ниже заданного уровня, наоборот, уменьшается длительность открытого состояния VT3, VT6 и увеличивается длительность открытого состояния VT4, VT7. Непрерывные интегральные стабилизаторы HCH 1 и HCH 2 в выходных цепях +6 и —6 В (микросхемы типа K142ЕН1Б) служат для дополнительной стабилизации и сглаживания пульсаций данных выходных напряжений постоянного тока.

Как и для предыдущей схемы высокочастотного стабилизированного ОПН, для подавления высокочастотных помех, излучаемых преобразователем вследствие коммутаций мощных полупроводниковых приборов, во входных и выходных цепях могут быть включены дополнительные высокочастотные помехоподавляющие фильтры ($C'_{вх} — C''_{вх} — L_1$ и $C3 — C4 — L2$ на рис. 5.14).

На рис. 5.16 изображена схема высокочастотного стабилизированного ОПН, выполненного на МДП-транзисторах [12]. Основные параметры разработанного по данной схеме устройства:

Напряжение питания	19—34 В
Выходные напряжения	$\pm (15 \pm 0,45)$ В
Выходная мощность	25 Вт
Частота преобразования	300 кГц
КПД при номинальном питающем напряжении	82 %

В рассматриваемом ОПН мощный транзистор VT8, транзисторы VT4 и VT5, используемые в качестве выпрямительных диодов, управляются от идентичных устройств управления УУ1 —

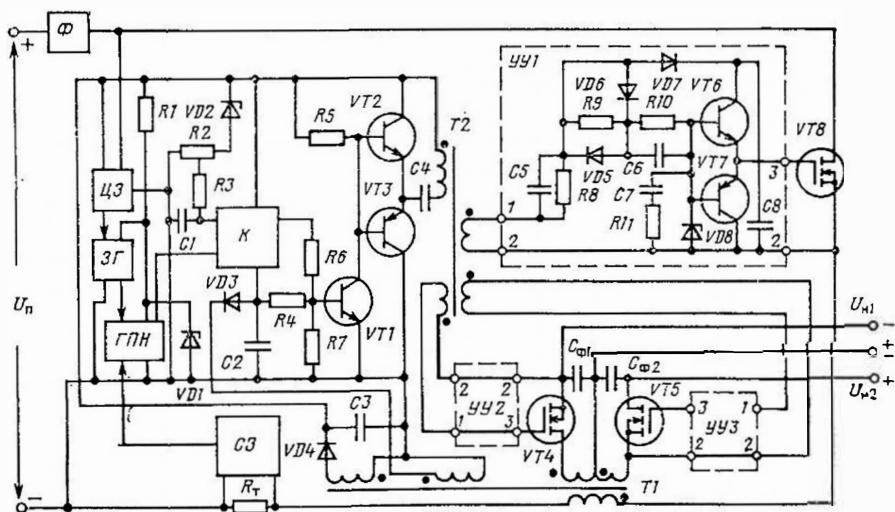


Рис. 5.16. Высоочастотный стабилизированный ОПН на МДП-транзисторах

УУЗ. Каждое из них содержит резисторы, конденсаторы и диоды, обеспечивающие форсированное нарастание и спад напряжений на затворах МДП-транзисторов при их открывании и закрывании, а также временную задержку нарастания напряжения на затворе открываемого транзистора с целью существенного уменьшения или полного исключения «сквозных» токов через мощные МДП-транзисторы в моменты их коммутации.

Синхронное управление мощным транзистором $VT8$ и транзисторами $VT4$ и $VT5$, используемыми в выпрямителе, осуществляется с помощью импульсного усилителя на транзисторах $VT1$ — $VT3$ и трансформаторе $T2$. При открывании $VT1$ сигналом, подаваемым с выхода компаратора K , открывается $VT3$ и первичная обмотка $T2$ через конденсатор $C4$ подключается к источнику питания схемы управления $VD4$ — $C3$. На всех началах обмоток $T2$, обозначенных на рис. 5.16 точками, появляются положительные потенциалы относительно концов соответствующих обмоток. После закрывания $VT1$ (и $VT3$) сигналом с выхода K заряженный конденсатор $C4$ открывает $VT2$, вследствие чего напряжения на обмотках $T2$ изменяют свою полярность на противоположную исходной. Таким образом, на выходных обмотках $T2$ появляются двухполярные импульсы напряжения, которые периодически открывают и закрывают мощные МДП-транзисторы. При открытом состоянии $VT8$ транзисторы выпрямителя $VT4$ и $VT5$ закрыты и в силовом трансформаторе $T1$ запасается электромагнитная энергия. После закрывания $VT8$ эта энергия поступает в обе последо-

вательно соединенные нагрузки и в конденсаторы сглаживающих фильтров $C_{\Phi 1}$ и $C_{\Phi 2}$.

На один из входов компаратора K подается линейно изменяющийся сигнал с выхода генератора пилообразного напряжения $ГПН$, на другой — напряжение, пропорциональное сигналу рассогласования между выходным напряжением ОПН и его уставкой. Для выделения этого сигнала из напряжения на конденсаторе $C3$, пропорционального выходному напряжению ОПН, вычитается стабилизированное напряжение со стабилитрона $VD2$; уставка выходного напряжения ОПН задается с помощью переменного резистора $R2$. Компаратор выполняет функцию широтно-импульсного модулятора, изменяя параметры высокочастотной последовательности импульсов на входе мощных транзисторов $VT8$, $VT4$, $VT5$ посредством изменения ширины импульсов на входе транзистора $VT1$.

Генератор пилообразного напряжения управляется задающим генератором $ЗГ$, который подает тактовые импульсы на его вход. Для повышения стабильности частоты следования этих импульсов и повышения помехоустойчивости ОПН его $ЗГ$ и $ГПН$ питаются от отдельного параметрического стабилизатора (стабилитрон $VD1$ и резистор $R1$). При перегрузках ОПН сигнал с датчика тока R_T через схему защиты $C3$ прерывает действие $ГПН$, в результате прекращаются периодические открывание и закрывание мощного транзистора $VT8$ и он закрывается, обесточивая нагрузку преобразователя.

В начальный момент времени, когда на вход ОПН поступает напряжение питания, и до тех пор, пока напряжение на конденсаторе $C3$ не достигнет установившегося значения, $ЗГ$ управляется от цепи запуска $ЦЗ$, подключенной непосредственно ко входу ОПН. После достижения напряжением на $C3$ заданного уровня $ЦЗ$ отключается от входа ОПН и подключается к конденсатору $C3$. Входной сглаживающий фильтр Φ уменьшает пульсации тока, потребляемого ОПН от источника электроэнергии, и уменьшает наводки в питающей линии, вызванные действием данного преобразовательного устройства.

Схема трехканального высокочастотного стабилизированного ОПН, питающегося от однофазной сети переменного тока с напряжением 220 В ($U_n=195-390$ В) через входной выпрямитель с емкостным сглаживающим фильтром, приведена на рис. 5.17 [68]. Его выходные параметры:

Суммарная мощность нагрузки в номинальном режиме	50
Частота преобразования	60 кГц
Выходные напряжения и мощности нагрузок	$U_{n1}=+(5,1 \pm 0,1)$ В при $P_{n1}=5-40$ Вт и $U_{n1}=50$ мВ, $U_{n2}=+(12,6 \pm 0,38)$ В при $P_{n2}=2,5-15$ Вт и $U_{n2}=30$ мВ, $U_{n3}=-(12,6 \pm 0,38)$ В при $P_{n3}=2,5-15$ Вт и $U_{n3}=30$ мВ
КПД, более	75 %
Масса (с учетом входного сглаживающего фильтра)	0,42 кг

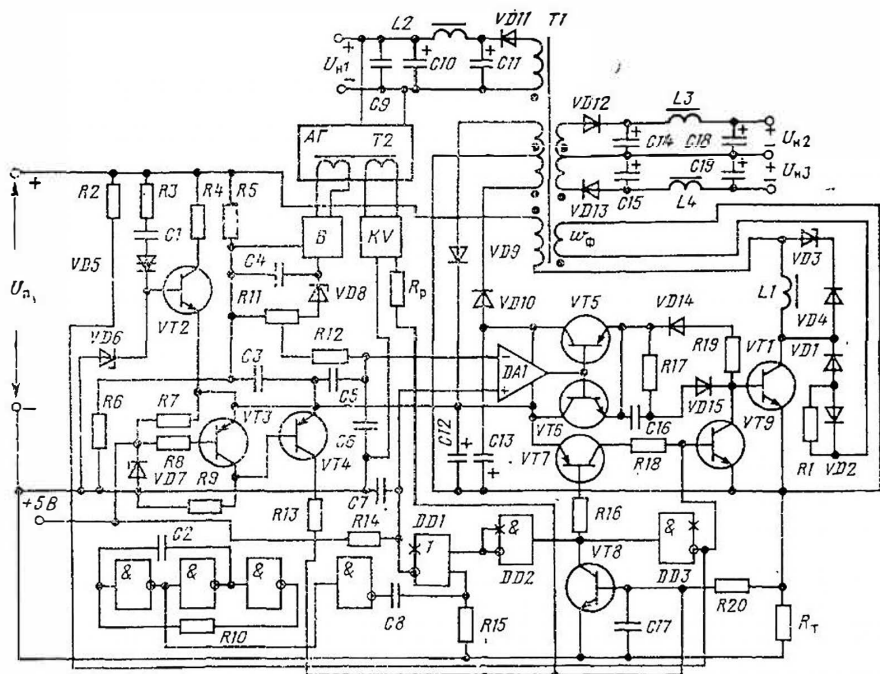


Рис. 5.17. Высокочастотный многоканальный стабилизированный ОПН на повышенные напряжения питания с обратным включением мощных диодов

Однотактный преобразователь напряжения выполнен по силовой схеме с обратным включением выпрямительного диода. Высоковольтный высокочастотный биполярный транзистор $VT1$ типа КТ704А (или КТ824А) периодически подключает первичную обмотку силового трансформатора $T1$ к источнику электроэнергии постоянного тока. Учитывая повышенное напряжение на коллекторе закрывающегося транзистора $VT1$ и большие уровни мгновенных значений коммутируемой им мощности, в данном ОПН используется цепь формирования безопасной траектории переключения этого транзистора. Дроссель $L1$ задерживает нарастание тока в момент открывания $VT1$. В открытом состоянии $VT1$ через резистор $R1$ и низкочастотный выпрямительный диод $VD1$ протекает ток от вспомогательной обмотки ω_f трансформатора $T1$. В момент закрывания $VT1$ рассеивание избыточных носителей заряда в базовой области $VD1$ задерживает нарастание коллекторного напряжения $VT1$, в результате ток его коллектора успевает уменьшиться до весьма малых значений. В тех случаях, когда введенной задержки нарастания напряжения на коллекторе $VT1$ оказывается недостаточно, в [68] рекомендуется вводить дополнительные коммутации источника, насыщающего диод $VD1$.

Стабилитрон $VD3$ и диод $VD4$ обеспечивают контур расхода энергии, накопленной в дросселе $L1$ в открытом состоянии транзистора $VT1$, в тех временных интервалах, когда этот транзистор закрыт.

При подаче на вход преобразователя постоянного напряжения открывается диодистор $VD5$, подавая на вход транзистора $VT2$ открывающее напряжение смещения. Открывание $VT2$ обеспечивает подачу начального напряжения на схему управления и вызывает открывание мощного транзистора. В дальнейшем запускающая цепь после заряда конденсатора $C1$ отключается и не участвует в работе преобразователя. Начальные выключения $VT1$ производит схема токовой защиты $R_T - VT8$ через $VT7$ и $VT9$; последующие выключения $VT1$ происходят в соответствии с сигналом, поступающим от генератора линейно изменяющегося напряжения ($R14, C7, DD1$). Таким образом, запуск $ОПН$ производится в режиме ограничения пускового тока через мощный транзистор до тех пор, пока сигнал ОС с выхода автогенератора $АГ$ через трансформатор $T2$ не обеспечит выхода $ОПН$ в установившийся режим работы. На второй вход широтно-импульсного модулятора $DA1$, в качестве которого был использован операционный усилитель типа $K740UD1A$, поступает сигнал рассогласования между выходным напряжением и его уставкой, суммирующийся с сигналом, пропорциональным питающему напряжению (делитель $R5 R6$). Сигнал ОС, пропорциональный выходному напряжению $U_{н1}$, снимается с выхода автогенератора $АГ$ через его выходной трансформатор. В данном преобразовательном устройстве в качестве $АТ$ принципиально может быть использован любой из малоомощных высокочастотных транзисторных инверторов с самовозбуждением, рассмотренных в § 4.2. Трансформатор $АГ$ осуществляет электрическую изоляцию выходной цепи с напряжением $U_{н1}$ от источника электроэнергии.

Для выделения сигнала рассогласования между выходным напряжением $U_{н1}$ и его уставкой использован прецизионный стабилитрон $VD8$ (типа $KC191T$); уставка выходного напряжения $U_{н1}$ задается с помощью переменного резистора $R11$. Через диоды $VD9$ и $VD10$ обеспечивается питание схемы управления напряжением, пропорциональным выходному напряжению $ОПН$, что позволяет получить дополнительную параметрическую стабилизацию выходных напряжений и повысить качество динамических процессов стабилизации.

Схема токовой защиты ограничивает ток силового транзистора в моменты действия перегрузок посредством уменьшения длительности открытого состояния $VT1$. При больших перегрузках и коротких замыканиях на выходе $ОПН$, когда выходные напряжения преобразователя уменьшаются более чем на 10 %, а длительность перегрузок составляет 1—1,5 мс и более, срабатывает реле KV , которое открывает транзисторы $VT7 - VT9$. После отключения $ОПН$ последний из данных транзисторов удерживается в от-

крытом состоянии сигналом, подаваемым со входа ОПН через резистор R_2 . Кроме реле KV в схеме ОПН предусмотрено электронное реле на транзисторах $VT3$ и $VT4$ и стабилитроне $VD7$, выполняющее ту же функцию, что и KV . При значительных уменьшениях выходных напряжений ОПН напряжение на конденсаторе $C12$, подаваемое на схему управления через резистор R_7 , становится меньше напряжения стабилизации стабилитрона $VD7$. Его закрывание вызывает закрывание $VT3$, открывание $VT4$, $VT7$ — $VT9$ и закрывание $VT1$.

Схема высокочастотного транзисторного ОПН, питающегося напряжением постоянного тока 450—600 В с выхода трехфазного мостового выпрямителя с емкостным сглаживающим фильтром, приведена на рис. 5.18 [69]. Мощные транзисторы $VT1$ — $VT3$ переключаются синхронно сигналами, подаваемыми с выхода схемы управления. Выпрямительный диод $VD1$ проводит ток, когда все мощные транзисторы открыты, и не проводит ток, когда эти транзисторы закрыты. Диод $VD2$ замыкает электрическую цепь тока дросселя выходного сглаживающего фильтра $L2$ при выключенном состоянии транзисторов $VT1$ — $VT3$ и диоды $VD1$.

В момент подачи питающего напряжения через высокоомные резисторы $R1$, $R2$ начинается заряд конденсатора $C1$ — при этом мощные транзисторы ОПН закрыты. Когда напряжение на $C1$ достигнет напряжения стабилизации стабилитрона $VD3$, происходит открывание транзистора $VT4$ и заряд конденсатора $C2$ напряжением со вторичной обмотки вспомогательного трансформатора $T2$ через диод $VD4$. Разряд $C1$ через $VT4$, трансформатор $T2$, диод $VD4$ приводит к выключению транзистора $VT4$ и закорачиванию в цепи его коллектора первичной обмотки $T2$ открывающимся диодом $VD5$. При этом конденсатор $C2$ отключается от вторичной обмотки $T2$ закрывающимся диодом $VD4$. После нескольких циклов автоколебаний напряжение на $C2$ достигнет значения, при котором произойдет открывание транзисторного ключа $VT5$, $VT6$. Эти транзисторы включены по схеме с ПОС (так называемый транзисторный эквивалент тиристора) и будут удерживаться в открытом состоянии все время последующей работы ОПН.

При открывании $VT5$, $VT6$ происходит подача опорного напряжения на интегральный полупроводниковый непрерывный стабилизатор (микросхема типа К142ЕН1Б) и на его выходе устанавливается стабильное напряжение постоянного тока. Генератор модулированных по ширине импульсов управления мощными транзисторами, выполненный на интегральной полупроводниковой микросхеме $У1$ (ЛБ-8), начинает подавать управляющие сигналы на вход мощных транзисторов $VT1$ — $VT3$ через усилительные каскады, обеспечивая таким образом запуск ОПН. После окончания переходного процесса начального запуска схема управления ОПН питается от обмотки ω_y силового трансформатора $T1$ через диод $VD6$.

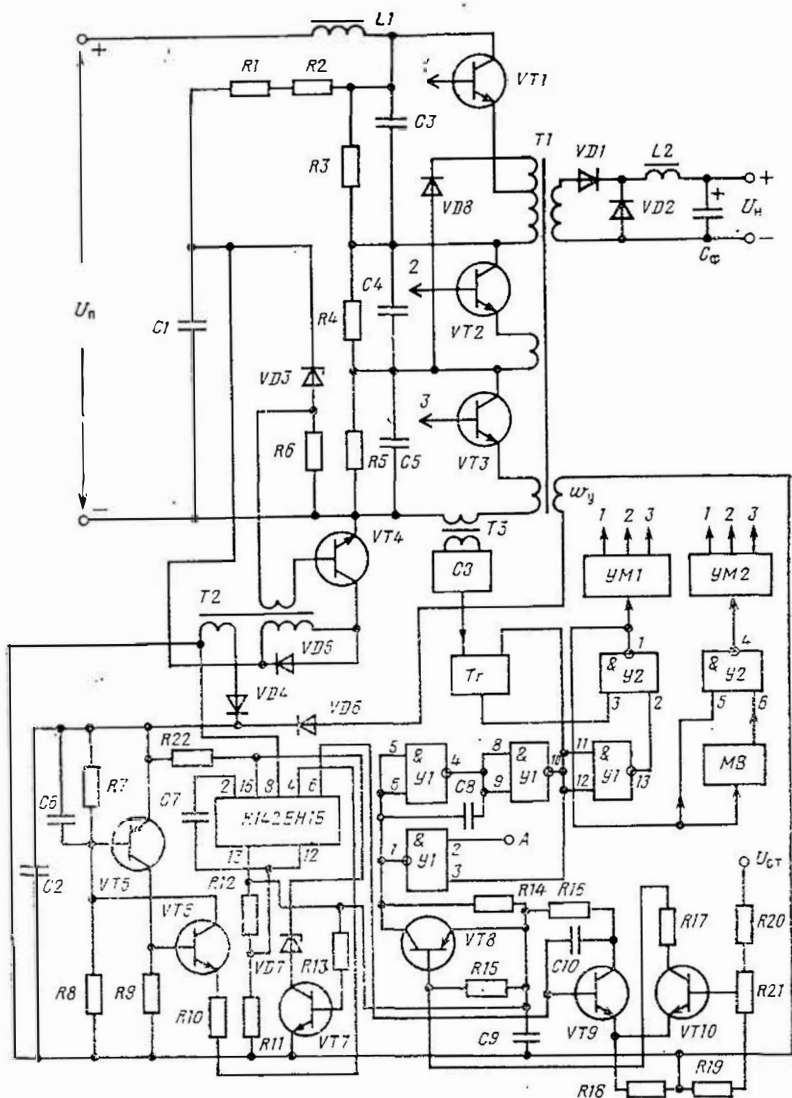


Рис. 5.18. Высокочастотный стабилизированный ОПН на повышенные напряжения питания с прямым включением выпрямительного диода

При открывании $VT1—VT3$ последовательно соединенные первичные обмотки силового трансформатора подключаются к емкостному делителю входного напряжения $C3—C5$. Каждый из конденсаторов этого делителя шунтирован резистором ($R3—R5$) для выравнивания напряжений на конденсаторах и мощных тран-

зисторах ОПН в их закрытом состоянии. Оптимальный режим перематывания магнитопровода силового трансформатора $T1$ обеспечивается диодом $VD8$, через который происходит передача энергии, накопленной в силовом трансформаторе, в конденсатор $C4$, когда транзисторы $VT1—VT3$ переключаются в закрытое состояние.

Регулирование ширины управляющих импульсов осуществляется транзистором $VT8$, который подключен к дифференциальному усилителю постоянного тока ($VT9, VT10$). На один из входов последнего подается сигнал $U_{ст}$ с выхода ОПН. Так как мощные транзисторы ОПН не имеют общей точки эмиттеров, то управление ими должно производиться от буферных трансформаторных усилителей мощности $УМ1$ и $УМ2$. Сигналы с трех выходов $УМ1$ открывают мощные транзисторы $VT1—VT3$, сигналы с трех выходов $УМ2$ их закрывают. На вход $УМ1$ подается сигнал с выхода 1 микросхемы $У2$ (ЛБ-8), который одновременно синхронизирует мультивибратор $МВ$ (частота собственных автоколебаний $МВ$ должна быть ниже частоты тактовых управляющих сигналов).

При каждом пропадании сигнала на выходе 1 микросхемы $У2$ происходят переключение $МВ$, подача сигнала на вход $УМ2$ и форсированное закрывание мощных транзисторов $VT1—VT3$. Триггер $T2$ под действием сигнала от схемы защиты срабатывает и прекращает сигналы на выходе 1 микросхемы $У2$, когда ток в первичной цепи ОПН превышает установленное значение. Таким образом реализуется токовая защита ОПН от перегрузок и коротких замыканий в нагрузках — датчиком тока является трансформатор тока $T3$. При срабатывании $T2$ мультивибратор $МВ$ работает на собственной частоте, периодически подавая запирающие импульсы на входы мощных транзисторов. Работа ОПН может быть синхронизирована внешним задающим генератором (на рис. 5.18 не показан). Тактовые сигналы такого генератора должны быть поданы на вход внутреннего генератора (точка А).

Входной выпрямитель с емкостным сглаживающим фильтром на рис. 5.18 не показан, чтобы не усложнять схему ОПН.

В [69] приведены следующие параметры разработанного по описанной схеме стабилизированного ОПН:

Напряжение питания	трехфазная промышленная сеть 380 В, 50 Гц
Напряжение на нагрузке	5 В
Ток нагрузки	20 А
Двойная амплитуда пульсаций на нагрузке	30 мВ
Рабочая частота	50 кГц
Суммарная нестабильность напряжения при изменении сети на $\pm 15\%$, тока нагрузки на 80 % (сброс) и температуры от $+60$ до -20°C	$\pm 2\%$

Приведенные выше схемы ОПН являются наиболее типичными представителями схем преобразовательных устройств данного ви-

да, хотя они далеко не исчерпывают всех возможных разновидностей. Наблюдаемый в последнее время бурный рост интенсивности потока патентной информации свидетельствует о перспективности ОПН как эффективного средства вторичного электропитания. В [102] описана схема оригинального ОПН, обеспечивающего на выходе стабильное напряжение $5 \pm 0,05$ В при частоте преобразования, равной 100 кГц, изменении тока нагрузки практически от 0 до 4 А, изменении питающего напряжения от 22 до 36 В и имеющего КПД 70 %.

5.2. НЕПОСРЕДСТВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

К непосредственным преобразователям постоянного напряжения в соответствии с ГОСТ 23414—79 относятся те полупроводниковые преобразователи, которые выполняют свои функции при однократном преобразовании электроэнергии.

Основные схемы и принцип действия. Простейший способ непосредственного преобразования постоянного напряжения заключается в периодической коммутации тока нагрузки, подключенной к источнику постоянного напряжения (см. рис. 1.4,а и 2.8,а) с помощью ключевого элемента — силового транзистора. В мощных низкочастотных преобразователях данного типа коммутация тока нагрузки осуществляется с помощью тириستоров, однако тиристорные преобразователи в настоящей книге не рассматриваются, так как они выходят за пределы ее тематики.

Для сглаживания пульсаций выходного напряжения между ключевым элементом и нагрузкой включается сглаживающий фильтр LC-типа, вход которого шунтируется блокирующим диодом VD. Диод обеспечивает обмен электроэнергией между дросселем фильтра и нагрузкой, когда нагрузка отключена от источника энергии в результате очередного закрывания силового транзистора.

Изменив с помощью управляющего сигнала соотношение между длительностями открытого и закрытого состояний транзистора в силовой схеме непосредственного преобразователя, можно осуществить регулирование или стабилизацию напряжения на нагрузке. В таком режиме использования данные преобразовательные устройства на практике часто называют импульсными стабилизаторами. Регулировочные характеристики простейших регулируемых непосредственных преобразователей постоянного напряжения приведены на рис. 2.24, временные диаграммы, иллюстрирующие характер протекающих в них процессов, — на рис. 2.4 и 2.8,б. Анализ регулировочных характеристик показывает, что для режима прерывистого тока в дросселе фильтра (кривые 2, 3 на рис. 2.24) при неизменном значении $\gamma_{\text{ф}}$ коэффициент передачи напряжения $K = U_{\text{н}}/U_{\text{п}}$ может быть больше, чем в режиме непре-

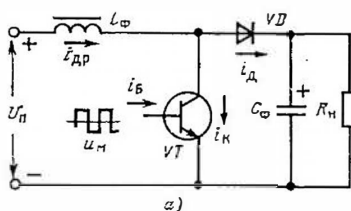
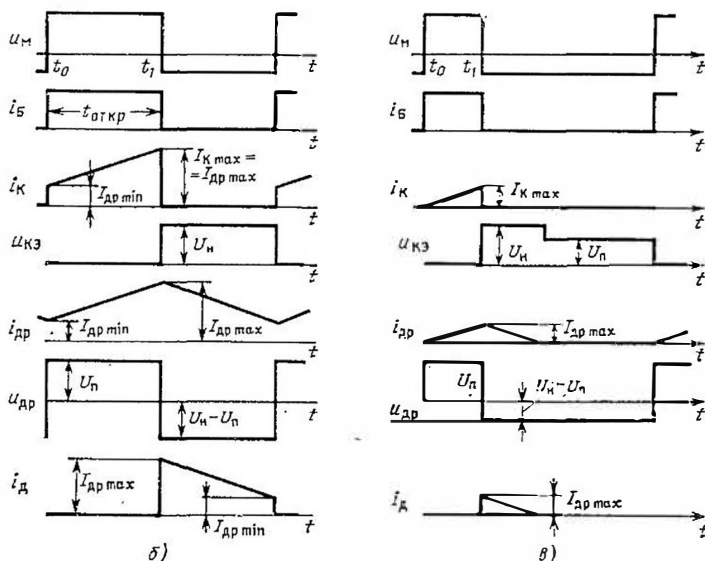


Рис. 5.19. Повышающий непосредственный преобразователь постоянного напряжения (а) и временные диаграммы, иллюстрирующие процессы в его схеме для режима непрерывного (б) и прерывистого (в) токов в дросселе



рывного тока (кривая 1), и зависит от сопротивления нагрузки.

Наряду с рассмотренным выше непосредственным преобразователем с последовательным включением мощного транзистора, дросселя фильтра и нагрузки (см. рис. 1.4,а и 2.8,а) на практике применяются (хотя и существенно реже) также и другие типы непосредственных преобразователей, отличающихся друг от друга конфигурацией силовых схем.

На рис. 5.19,а приведена простейшая силовая схема повышающего непосредственного преобразователя постоянного напряжения с параллельным включением мощного транзистора и нагрузки и последовательным по отношению к ним включением дросселя фильтра. Временные диаграммы токов и напряжений в данной схеме для режима непрерывного тока в дросселе фильтра приведены на рис. 5.19,б, для режима прерывистого тока — на рис. 5.19,в. Для рассмотрения электромагнитных процессов временные диаграммы изображены для идеализированного случая, когда длительность коммутационных процессов открывания и закрывания

мощного транзистора и блокирующего диода пренебрежимо мала по отношению к длительности рабочего периода.

При открытом состоянии транзистора $t_0 - t_1$ дроссель L_Φ подключен к источнику энергии, диод VD закрыт под действием напряжения на конденсаторе C_Φ , нагрузка от источника энергии отключена и конденсатор поддерживает уровень выходного напряжения. Напряжение на дросселе L_Φ равно U_n , а ток в его обмотке, нарастая по линейному закону, достигает к моменту t_1 своего максимального значения, определяемого (5.2) при подстановке в него $L_1 = L_\Phi$ ($\gamma_\Phi \approx t_{откр}/T$ — относительная длительность открытого состояния мощного транзистора). В момент t_1 транзистор закрывается, а энергия, накопленная в дросселе L_Φ , передается в конденсатор C_Φ и нагрузку через открывшийся диод VD . Ток в дросселе спадает по линейному закону, достигая в конце данного интервала своего минимального значения:

$$I_{дp\min} = I_{дp\max} - \frac{U_n - U_n}{L_\Phi} (1 - \gamma_\Phi) T. \quad (5.10)$$

Для режима непрерывного тока в дросселе коэффициент передачи напряжения

$$K = U_n / U_n = 1 / (1 - \gamma_\Phi), \quad (5.11)$$

а регулировочная характеристика имеет вид, показанный на рис. 5.20 (кривая 1).

В режиме прерывистого тока в дросселе фильтра L_Φ (см. рис. 5.19, в) ток в дросселе уменьшается до нуля раньше, чем происходит очередное открывание мощного транзистора. Максимальный ток в дросселе $I_{дp\max} = U_n \gamma_\Phi T / L_\Phi$, коэффициент передачи напряжения [64]

$$K = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \gamma_\Phi^2 / d_{пр}}, \quad (5.12)$$

где $d_{пр} = 2L_\Phi / R_n T$.

Регулировочные характеристики повышающего непосредственного преобразователя (см. рис. 5.19, а) в режиме прерывистого тока в дросселе фильтра изображены на рис. 5.20 в виде кривых 2 ($d_{пр} = 0,1$) и 3 ($d_{пр} = 0,01$).

Как и для предыдущей силовой схемы, регулировочная характеристика данного преобразователя зависит от сопротивления нагрузки, а выходное напряжение в режиме прерывистого тока в дросселе фильтра будет превышать выходное напряжение в режиме непрерывного тока. Однако, в отличие от предыдущей схемы непосредственного преобразователя (см. рис. 1.4, а и 2.8, а), в данной схеме выходное напряжение может оказаться в несколько раз большим по сравнению с питающим напряжением $U_n (K > 1)$.

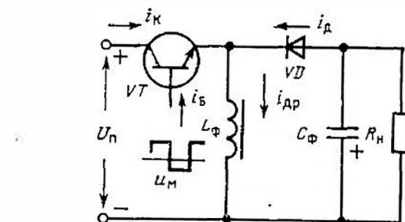
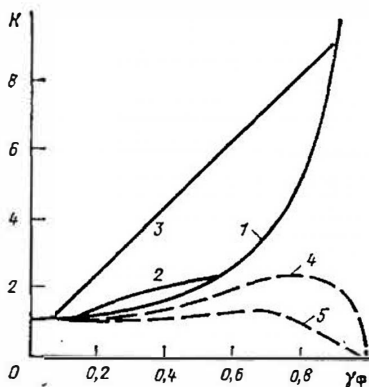


Рис. 5.21. Реверсирующий непосредственный преобразователь постоянного напряжения

Рис. 5.20. Регулировочные характеристики повышающего непосредственного преобразователя постоянного напряжения

Граница между режимами непрерывного и прерывистого токов в дросселе фильтра определяется выражением

$$2L_{\Phi}/R_n T \geq \gamma_{\Phi} (1 - \gamma_{\Phi})^2. \quad (5.13)$$

При выполнении неравенства (5.13) в преобразователе имеет место режим непрерывного тока в дросселе фильтра, при выполнении равенства — режим прерывистого тока.

В реверсирующем непосредственном преобразователе постоянного напряжения (рис. 5.21) дроссель фильтра включен параллельно нагрузке, а последовательно с ними в цепь источника питания включен мощный транзистор. Временные диаграммы, иллюстрирующие характер электромагнитных процессов в реверсирующем преобразователе, в целом идентичны приведенным на рис. 5.19,б для режима непрерывного тока в дросселе L_{Φ} и приведенным на рис. 5.19,в для режима прерывистого тока в том же дросселе. Отличия заключаются в следующем: напряжение на коллекторе закрытого транзистора при $i_{др} > 0$ равно $U_n + U_n$; напряжение на обмотке дросселя при закрытом транзисторе составляет $-U_n$.

Для режима непрерывного тока в дросселе фильтра реверсирующего преобразователя (см. рис. 5.19,б) при открытом состоянии транзистора в интервале $t_0 - t_1$ диод VD закрыт под действием суммы напряжений питания и нагрузки, приложенных к нему в обратном направлении, вследствие чего нагрузка от источника электроэнергии отключена. При этом параллельно данному источнику подключен дроссель L_{Φ} , в котором и происходит накопление энергии.

В момент закрытия VT энергия, накопленная в дросселе, поступает в конденсатор C_{Φ} и нагрузку через открывшийся диод VD , а полярность выходного напряжения преобразователя будет противоположной полярности питающего напряжения. В режиме прерывистого тока в L_{Φ} (см. рис. 5.19,в) ток в дросселе становится

равным нулю и диод VD закрывается до момента очередного открывания силового транзистора VT . Коэффициент передачи напряжения для данного преобразователя равен [64]

$$K = \left. \begin{array}{l} \gamma_{\phi}/(1 - \gamma_{\phi}) \text{ — в режиме непрерывного} \\ \text{тока в дросселе } L_{\phi}; \\ \gamma_{\phi}/\sqrt{d_{\text{пр}}} \text{ — в режиме прерывистого} \\ \text{тока в дросселе } L_{\phi}. \end{array} \right\} \quad (5.14)$$

Вид регулировочных характеристик показан на рис. 5.22, где кривая 1 соответствует режиму непрерывного тока в дросселе фильтра, кривые 2—4 — режиму прерывистого тока в том же дросселе при $d_{\text{пр}}=0,1$ (кривая 2), $d_{\text{пр}}=0,02$ (кривая 3) и $d_{\text{пр}}=0,01$ (кривая 4). Как и для двух ранее рассмотренных силовых схем непосредственных преобразователей постоянного напряжения, в реверсирующем преобразователе в режиме прерывистого тока в дросселе фильтра выходное напряжение при неизменном значении γ_{ϕ} увеличивается по сравнению с режимом непрерывного тока в L_{ϕ} . Для данного преобразователя граница между обоими указанными режимами определяется неравенством

$$2L_{\phi}/R_{\text{н}}T \geq (1 - \gamma_{\phi})^2. \quad (5.15)$$

При выполнении неравенства (5.15) преобразователь будет работать в режиме непрерывного тока в L_{ϕ} (см. рис. 5.19,б), при выполнении равенства — в режиме прерывистого тока (рис. 5.19,в).

Как и для преобразователя, схема которого изображена на рис. 5.19,а, в реверсирующем преобразователе возможно значительное повышение уровня выходного напряжения по отношению к уровню напряжения питания ($K > 1$). Кроме того, как уже было отмечено, реверсирующий преобразователь позволяет изменить на противоположную полярность напряжения на нагрузке относительно полярности питающего напряжения.

По сравнению с непосредственным преобразователем, в котором мощный транзистор, дроссель фильтра и нагрузка включены последовательно (см. рис. 1.4,а и 2.8,а), два последних преобразователя (см. рис. 5.19,а и 5.21) характеризуются существенно худшим использованием элементов сглаживающего фильтра, значительно большими габаритами и массой, большим внутренним сопротивлением, худшим использованием по току регулирующего

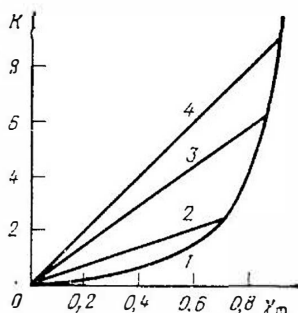


Рис. 5.22. Регулировочные характеристики реверсирующего преобразователя постоянного напряжения

транзистора и блокирующего диода. Для этих преобразователей пульсации выходного напряжения $\Delta U_{н\sim}$ при заданном токе нагрузки I_n и частоте преобразования f пропорциональны току нагрузки и не зависят от индуктивности дросселя фильтра. Они могут быть уменьшены лишь посредством увеличения емкости, а следовательно массы и габаритов, конденсатора фильтра:

$$\Delta U_{н\sim} = I_n \gamma_{\Phi} / C_{\Phi} f. \quad (5.16)$$

В преобразователе, схема которого изображена на рис. 1.4,а и 2.8,а, для достижения того же уровня пульсаций выходного напряжения требуется конденсатор значительно меньшей емкости. Более резкая зависимость от частоты преобразования требуемых параметров элементов сглаживающего фильтра и определяет в основном преимущества последнего в части миниатюризации посредством перехода к более высоким частотам преобразования электроэнергии.

Характер коммутационных процессов при открывании и закрывании мощных транзистора и диода во всех трех силовых схемах рассмотренных непосредственных преобразователей, а также в одноконтурных преобразователях с обратным включением выпрямительного диода полностью идентичен. Поэтому для анализа коммутационных процессов во всех указанных силовых схемах преобразователей постоянного напряжения можно использовать приведенные в § 2.1 результаты.

Для устранения коммутационных перегрузок мощных транзистора и диода посредством исключения контура короткого замыкания, образующегося в момент открывания мощного транзистора, во всех рассмотренных схемах непосредственных преобразователей постоянного напряжения могут использоваться дроссели, обмотки которых имеют отпайки (рис. 5.23,а—в). В данных схемах дополнительные секции обмоток дросселей сглаживающих фильтров выполняют те же функции, что и дополнительные дроссели, включенные в цепь коллектора мощного транзистора, как показано на рис. 2.12,а,б. Кроме того, известны также и другие способы уменьшения коммутационных перегрузок за счет еще большего усложнения силовых схем преобразователей (рис. 5.23,г,д).

Наряду с биполярными мощными транзисторами в высокочастотных непосредственных преобразователях постоянного напряжения (см. рис. 5.19,а; 5.21) принципиально могут также использоваться мощные высоковольтные МДП-транзисторы. При этом характер рабочих процессов в данных силовых схемах не изменится, а рабочая частота преобразования может быть существенно повышена. Отметим, что преимущества повышающих преобразователей (см. рис. 5.19,а; 5.21) в части повышения уровня выходного напряжения относительно уровня входного в значительной степени ослабляются вследствие потерь энергии в их силовых схе-

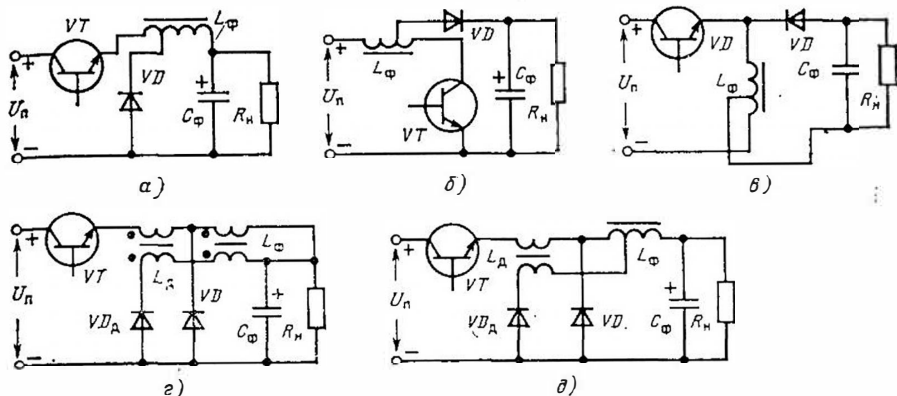


Рис. 5.23. Усовершенствованные силовые схемы непосредственных преобразователей постоянного напряжения

мах. В качестве примера на рис. 5.20 для преобразователя (см. рис. 5.19,а) штриховыми линиями приведены регулировочные характеристики при разных значениях параметра $\rho = r_\phi / (r_\phi + R_n)$, где r_ϕ — сопротивление обмотки дросселя сглаживающего фильтра. Кривая 4 соответствует режиму непрерывного тока в L_ϕ при $\rho = 0,05$, кривая 5 — тому же режиму при $\rho = 0,1$.

К непосредственным преобразователям относятся также преобразователи, силовые схемы которых приведены на рис. 5.24. В преобразователе с дросселем (рис. 5.24,а) при одновременном открывании обоих мощных транзисторов $VT1$ и $VT2$ (интервал $t_0 - t_1$ на рис. 5.24,б) обмотка дросселя подключается параллельно источнику питания и в дросселе накапливается соответствующее количество энергии. При закрывании $VT1$ (момент t_1) эта энергия поступает в нагрузку $R_{н1}$ через открывшийся диод $VD1$ и открытый транзистор $VT2$, как и в случае реверсирующего преобразователя (см. рис. 5.21). После закрывания $VT2$ (момент t_2) энергия, накопленная в дросселе, через диоды $VD1$ и $VD2$ поступает в обе нагрузки $R_{н1}$ и $R_{н2}$, соединенные последовательно (интервал $t_2 - t_3$ на рис. 5.24,б). Затем снова открывается транзистор $VT2$ (момент t_3), закрывая диод $VD2$ и отключая нагрузку $R_{н2}$. При последующем открывании транзистора $VT1$ (момент t_4) закрывается диод $VD1$, нагрузка $R_{н1}$ от источника питания отключается, а обмотка дросселя через $VT1$ и $VT2$ вновь подключается параллельно выходу источника питания. Далее процессы повторяются.

Напряжения на нагрузках $R_{н1}$ и $R_{н2}$ будут иметь противоположные полярности. В [65] приведена схема подобного преобразователя, который при питании от источника с напряжением 5 В при частоте коммутации транзисторов $VT1$ и $VT2$, равной 4 кГц,

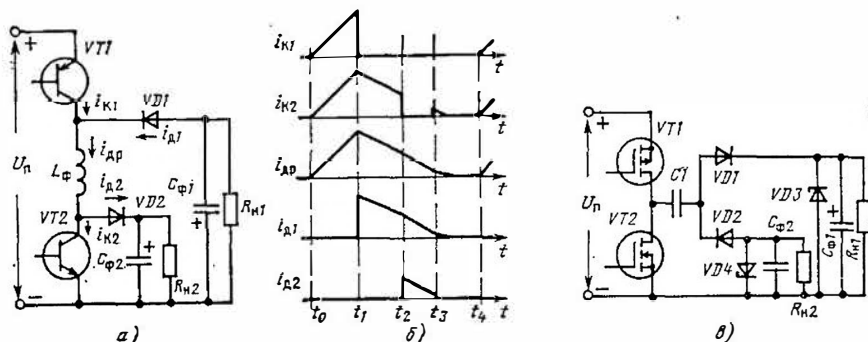


Рис. 5.24. Непосредственные преобразователи постоянного напряжения, обеспечивающие на выходе два напряжения разной полярности

обеспечивает на нагрузках $R_{н1}$ и $R_{н2}$ напряжения ± 12 В при токах соответственно 5 и 10 мА.

В [66] описана силовая схема подобного непосредственного преобразователя, в котором отсутствует дроссель: данная схема приведена на рис. 5.24, в. Мощные МДП-транзисторы переключаются поочередно с частотой 20 кГц. При открытом транзисторе $VT1$ и закрытом $VT2$ происходит заряд конденсатора $C1$ через $VT1$, $VD1$ и нагрузку $R_{н1}$. Стабилитрон (стабистор, лавинный диод) $VD3$ ограничивает уровень напряжения на нагрузке $R_{н1}$ и определяет верхнее напряжение на $C1$. При открывании транзистора $VT2$ и закрывании $VT1$ напряжение заряженного конденсатора $C1$ открывает диод $VD2$ и стабилитрон $VD4$. При этом энергия конденсатора $C1$ передается в нагрузку $R_{н2}$ и конденсатор фильтра $C_{ф2}$. После очередного открывания $VT1$ и закрывания $VT2$ процессы в схеме преобразователя повторяются.

В тех случаях, когда источник питания имеет отвод, позволяющий получить два различных уровня питающего напряжения, или когда в распоряжении разработчика имеются два источника питания, целесообразным оказывается использование непосредственного преобразователя, схема которого приведена на рис. 5.25, а. В таком преобразователе силовой транзистор коммутирует только часть мощности нагрузки, а сглаживающий фильтр сглаживает пульсации значительно меньшей амплитуды (рис. 5.25, б). Вследствие этого масса и габариты его силовой части могут быть существенно уменьшены по сравнению с ранее рассмотренными преобразователями.

Основные недостатки высокочастотных непосредственных преобразователей, заключающиеся в наличии электрической связи между источником электроэнергии и нагрузкой преобразователя, в невозможности получения большого числа электрически изолированных друг от друга выходных цепей постоянного тока с на-

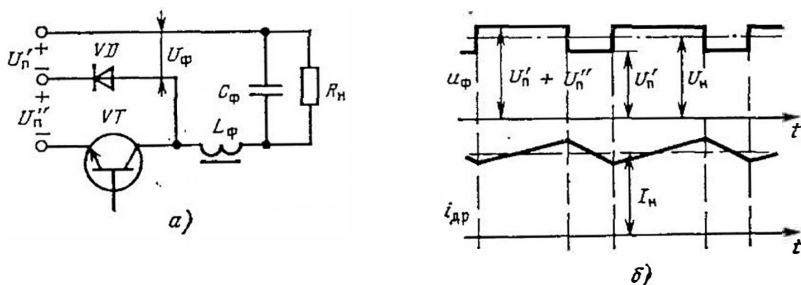


Рис. 5.25. Непосредственный преобразователь с неполной импульсной модуляцией напряжения на входе сглаживающего фильтра (а) и временные диаграммы, иллюстрирующие его работу (б)

пряжениями различных уровней, существенно ограничивают область их практического применения как самостоятельных средств вторичного электропитания РЭА. Такие устройства в настоящее время наиболее широко используются как один из основных функциональных узлов этих средств — импульсные стабилизаторы постоянного напряжения.

Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения. По способу импульсного регулирования непосредственные преобразователи можно условно разделить на стабилизаторы релейного типа, в которых квантование импульсного сигнала в процессе регулирования происходит по уровню, и импульсные стабилизаторы, в которых квантование импульсного сигнала происходит по времени.

В стабилизаторах релейного типа имеет место режим устойчивых автоколебаний с переменной частотой, когда открывание мощного транзистора происходит каждый раз при уменьшении выходного напряжения ниже заданного нижнего уровня, а его закрывание — при превышении выходным напряжением стабилизатора заданного верхнего уровня. В импульсных стабилизаторах преимущественно реализуются широтно-импульсная модуляция, когда в зависимости от уровня выходного напряжения в процессе регулирования изменяется длительность импульсов на входе непрерывной части — сглаживающего фильтра, а частота импульсов остается неизменной, и частотно-импульсная модуляция, когда в процессе регулирования изменяется частота следования импульсов на входе непрерывной части.

В свою очередь, различают импульсную (широтно- или частотно-импульсную) модуляцию 1-го рода, когда параметры импульсной последовательности на входе непрерывной части изменяются в зависимости от управляющего сигнала в фиксированные и равноотстоящие друг от друга моменты, и модуляцию 2-го рода, когда параметры указанной импульсной последовательности определяются текущими (мгновенными) значениями управляющего сигнала. Известны и другие виды модуляции, но они в стабилизаторах постоянного напряжения практически не используются.

Из перечисленных выше видов импульсной модуляции наибольшее практическое применение в рассматриваемых преобразовательных устройствах получила

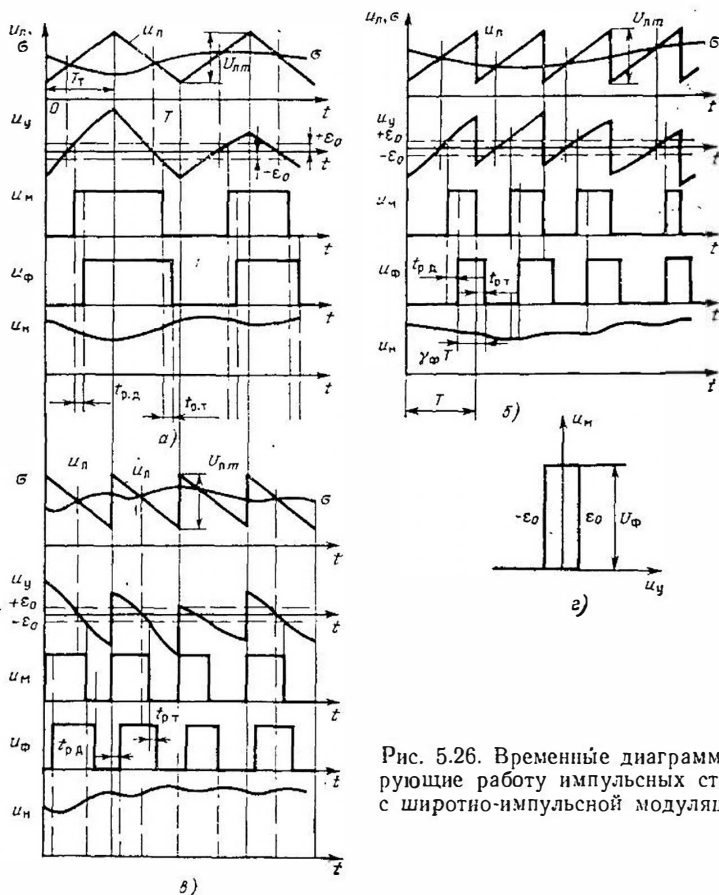
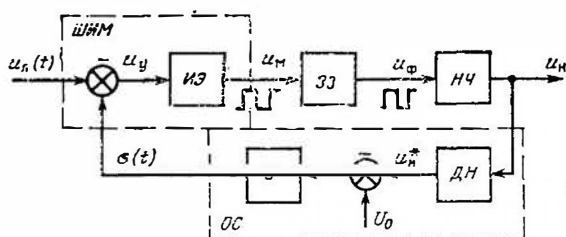


Рис. 5.26. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу импульсных стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией

широтно-импульсная модуляция 2-го рода, так как при ее реализации обеспечиваются сравнительно высокая стабильность выходного напряжения при постоянстве частоты и спектра пульсаций, возможность одновременной синхронизации нескольких импульсных стабилизаторов общим сигналом тактовой частоты. Существенно меньшее распространение получили другие виды модуляции, в том числе модуляция релейного типа.

В качестве устройств, непосредственно осуществляющих модуляцию параметров высокочастотной импульсной последовательности, наиболее широко используются полупроводниковые модуляторы, которые сравнивают аналоговый сигнал $\sigma(t)$, пропорциональный ошибке регулирования, с внешним периодическим сигналом $u_n(t)$ пилообразной формы, а длительность каждого из импульсов на входе непрерывной части определяется моментами совпадения обоих сигналов. В качестве примера на рис. 5.26 приведены временные диаграммы, иллюстрирующие работу модулятора при различной форме внешнего периодического сигнала. В модуляторе, управляемом внешним сигналом треугольной формы (рис. 5.26, а),

Рис. 5.27. Эквивалентная схема импульсного стабилизатора с широтно-импульсной модуляцией



фронт и спад каждого импульса формируются в моменты равенства обоих сигналов. При этом в схеме импульсного стабилизатора одновременно реализуются и широтная, и частотная модуляции.

При управлении пилообразным периодическим сигналом, форма которого приведена на рис. 5.26,б, в моменты равенства $\sigma(t)$ и $u_n(t)$ происходит формирование фронта импульса, а момент его спада однозначно определяется концом очередного периода $u_n(t)$. Для внешнего периодического модулирующего сигнала, форма которого соответствует рис. 5.26,в, формирование фронта каждого из импульсов на входе непрерывной части происходит в начале очередного периода $u_n(t)$, а формирование спада — в моменты равенства сигналов $u_n(t)$ и $\sigma(t)$. Во всех трех случаях, отличающихся на рис. 5.26 формой модулирующего сигнала $u_n(t)$, e_0 — зона гистерезиса модулятора, характеристика которого имеет вид, показанный на рис. 5.26,г.

Импульсные стабилизаторы постоянного напряжения являются нелинейными системами автоматического регулирования. Их нелинейность определяется нелинейной зависимостью сигнала рассогласования $\sigma(t)$ от относительной длительности угла регулирования γ_ϕ , нелинейностью типа «насыщение» самого модулятора ($0 \leq \gamma_\phi \leq 1$), нелинейными зависимостями параметров элементов непрерывной части от режима их работы. При высоких частотах преобразования электроэнергии на динамические характеристики импульсных стабилизаторов постоянного напряжения существенное влияние может оказывать дополнительное эквивалентное звено с запаздыванием (см. рис. 2.25), появление которого в контуре регулирования вызвано инерционными свойствами используемых полупроводниковых приборов.

Обобщенная эквивалентная схема импульсного стабилизатора с широтно-импульсной модуляцией 2-го рода приведена на рис. 5.27. Здесь ИЭ — ключевой импульсный элемент, ЗЗ — звено с запаздыванием, НЧ — непрерывная часть (сглаживающий фильтр или демодулятор), ОС — безынерционная цепь ООС. Сигнал, равный выходному напряжению стабилизатора, через делитель ДН поступает в узел сравнения, где сравнивается с опорным сигналом U_0 . Сигнал их рассогласования, равный разности u_n^* и U_0 , усиливается усилителем У в цепи ООС и поступает на второй узел сравнения, где сравнивается с внешним периодическим линейно изменяющимся сигналом. Их разностный сигнал поступает на вход ИЭ, который представляет собой совокупность собственно модулятора ширины импульсов и импульсного усилителя мощности. На выходе ИЭ имеет место последовательность прямоугольных однополярных импульсов, промодулированных по ширине в соответствии с уровнем сигнала $\sigma(t)$, пропорционального выходному напряжению стабилизатора. После прохождения через ЗЗ фронт и спад каждого

импульса смещаются, как показано в § 2.3, а затем с помощью НЧ происходит демодуляция импульсов, т. е. выделение из их последовательности постоянной составляющей напряжения, которая и питает нагрузку постоянного тока на выходе стабилизатора.

Принципиально не только мощные полупроводниковые приборы, но и мало-мощный модулятор смещает импульсы относительно моментов равенства сигналов $\sigma(t)$ и $u_a(t)$ вследствие использования в нем полупроводниковых приборов. Однако, учитывая, что импульсные свойства маломощных полупроводниковых приборов, используемых в модуляторе, значительно лучше, чем у мощных полупроводниковых приборов, соответствующее смещение импульсов модулятором целесообразно учитывать посредством некоторого увеличения $t_{p,т}$ и $t_{p,д}$ (см. рис. 2.26,б).

Динамические свойства импульсных стабилизаторов постоянного напряжения с безынерционной ОС (см. рис. 5.27) определяются параметрами реактивных элементов непрерывной части, частотой преобразования, инерционными свойствами используемых полупроводниковых приборов, зоной нечувствительности модулятора, коэффициентом передачи цепи ОС. Так как частота преобразования и параметры элементов сглаживающего фильтра, выбор типов используемых полупроводниковых приборов и ИС, обеспечение их оптимальных режимов обычно обусловлены достижением минимальных габаритов и массы стабилизаторов при их возможно более высоком КПД и высокой эксплуатационной надежности, то в данных устройствах основным средством улучшения стабильности их выходного напряжения является повышение коэффициента передачи цепи ООС. Верхнее значение указанного параметра ограничено условиями устойчивой работы стабилизатора как системы автоматического регулирования и поэтому не может быть выбрано произвольно сколь угодно большим. В этом заключается одна из основных причин невысокой стабильности выходного напряжения у стабилизаторов рассматриваемого типа.

Как показано в [6], области устойчивой работы импульсных стабилизаторов постоянного напряжения (см. рис. 5.27) при $U_n = \text{const}$ и $R_n = \text{const}$ математически определяются следующими системами неравенств:

при модуляции фронта (см. рис. 5.26, б):

$$\left. \begin{aligned} 1 - 2t_{p,д}^* + 2f(1 - \gamma_{\phi})(L_{\phi}/R_n + r_n C_{\phi}) - \\ - 4\gamma_{\phi}(0,5 - 0,5\gamma_{\phi} - t_{p,д}^*) < 4L_{\phi}C_{\phi}f^2/K_{\psi}U_{\phi}; \\ t_{p,д}^* < fr_n C_{\phi} + L_{\phi}f/R_n + L_{\phi}f/K_{\psi}U_{\phi}R_n + \\ + (1 - \gamma_{\phi} - 2t_{p,д}^*)\gamma_{\phi}/2fR_n C_{\phi}; \end{aligned} \right\} \quad (5.17)$$

при модуляции спада импульса (см. рис. 5.26, в):

$$\left. \begin{aligned} 1 - 2t_{p,т}^* + 2f(2\gamma_{\phi} - 1)(L_{\phi}/R_n + r_n C_{\phi}) + \\ + 2(\gamma_{\phi} - 1)(\gamma_{\phi} - 2t_{p,т}^*) < 4L_{\phi}C_{\phi}f^2/K_{\psi}U_{\phi}; \\ t_{p,т}^* < r_n C_{\phi}f + L_{\phi}f/R_n + L_{\phi}f/K_{\psi}U_{\phi}R_n + \\ + (1 - \gamma_{\phi})(\gamma_{\phi} - 2t_{p,т}^*)/2fR_n C_{\phi}. \end{aligned} \right\} \quad (5.18)$$

где $t_{p.d}^* = t_{p.d}/T$; γ_Φ — относительная длительность импульса на входе непрерывной части; L_Φ — индуктивность дросселя фильтра; R_n — сопротивление потерь в сердечнике дросселя L_Φ ; r_n — эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора фильтра C_Φ ; $K_w = K_{o.c}/U_{am}$ — коэффициент усиления широтно-импульсного модулятора (U_{am} — амплитуда линейно изменяющегося напряжения, $K_{o.c} = K_{a.u}K_y$ — коэффициент усиления цепи ООС, $K_{a.u}$ — коэффициент деления напряжения делителем ДН, K_y — коэффициент усиления усилителя U); U_Φ — амплитуда импульсов на входе НЧ; f — частота преобразования электроэнергии;

$$t_{p.T}^* = t_{p.T}/T.$$

Анализ приведенных выражений позволил сделать вывод [6] о том, что повышение частоты преобразования является эффективным средством повышения устойчивости импульсных стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией. Этому же способствует наличие сопротивлений потерь в конденсаторе и дросселе фильтра.

Для более сложного случая модулирующего сигнала треугольной формы (см. рис. 5.26,а) в [6] получены расчетные границы областей устойчивой работы стабилизаторов с широтно-импульсной модуляцией 2-го рода. Семейства этих расчетных кривых приведены на рис. 5.28. В качестве обобщенных параметров v_1 , v_2 , μ_1 , μ_2 при построении упомянутых кривых выбраны:

$$\left. \begin{aligned} v_1 &= \frac{1}{f} \{ 1 - (\gamma_{p1}^* - t_{p.d}^*) [a_1^* + (\omega^*)^2 (1 - \gamma_{p1}^{**})] - \\ &\quad - [a_1^* + (\omega^*)^2 \gamma_{p2}^*] (1 - \gamma_{p2}^{**} - t_{p.T}^*) \}; \\ 1/v_2 &= f [1 + (\omega^*)^2 (\sigma_1^* + \sigma_2^*)]; \\ \mu_1 &= \sigma_1^* [a_1^* + (\omega^*)^2 (1 - \gamma_{p1}^{**})] + \sigma_2^* [a_1^* + (\omega^*)^2 \gamma_{p2}^{**}]; \\ \mu_2 &= (\omega^*)^2 [\sigma_1^* (\gamma_{p1}^{**} - t_{p.d}^*) + \sigma_2^* (1 - \gamma_{p2}^{**} - t_{p.T}^*)], \end{aligned} \right\} \quad (5.19)$$

где r_Φ — сопротивление обмотки дросселя; T_τ — длительность интервала нарастания модулирующего сигнала (см. рис. 5.26, а);

$$\begin{aligned} a_1^* &= \frac{T}{R_n C_\Phi} + T \frac{r_n}{L_\Phi}; \quad (\omega^*)^2 = \frac{T^2}{L_\Phi C_\Phi} - \frac{T^2}{4} \left(\frac{1}{R_n C_\Phi} + \frac{1}{R_n C_\Phi} + \frac{r_n + r_\Phi}{L_\Phi} \right)^2; \\ \sigma_1^* &= U_\Phi / \{ T / (K_w T_\tau) + U_\Phi \gamma_\Phi [a_1^* + (\omega^*)^2 (0,5 - 0,5 \gamma_\Phi - t_{p.d}^*)] \}; \\ \sigma_2^* &= U_\Phi / \{ T / [K_w (T - T_\tau)] + U_\Phi (1 - \gamma_\Phi) [a_1^* - (\omega^*)^2 t_{p.T}^*] \}; \\ \gamma_{p1}^{**} &= 1 - \gamma_\Phi - \gamma_{p2}^{**}; \quad \gamma_{p2}^{**} \approx (2\epsilon_0 / U_{am}) (1 - T_\tau / T) + \\ &\quad + (1 - \gamma_\Phi - t_{p.T}^* + t_{p.d}^*) (1 / T_\tau - 1 / T) + t_{p.d}^*. \end{aligned}$$

Области, соответствующие устойчивому процессу стабилизации, лежат над осью абсцисс и ограничены сверху соответствующими кривыми, приведенными на рис. 5.28. Выше этих кривых лежат области неустойчивой работы стабилизатора, в которых возможно возникновение автоколебаний.

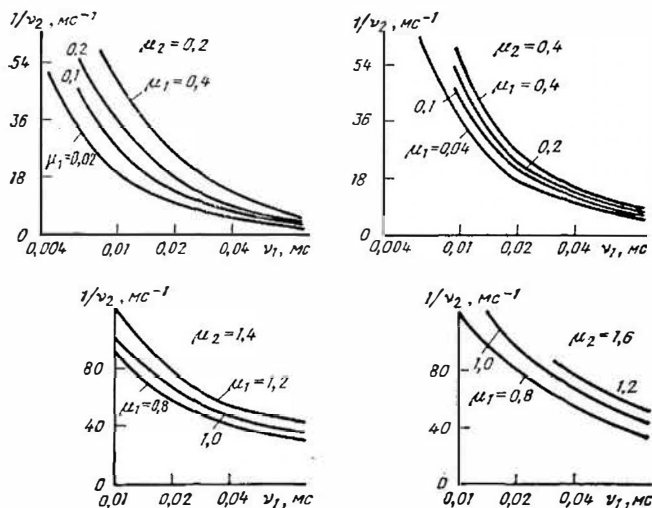


Рис. 5.28. Расчетные границы областей устойчивой работы импульсного стабилизатора в случае модулирующего напряжения треугольной формы (см. рис. 5.26,а)

Коэффициент стабилизации стабилизатора, показывающий, во сколько раз относительное изменение входного напряжения $\Delta U_{\phi}/U_{\phi}$ превышает вызванное им относительное изменение напряжения на нагрузке $\Delta U_{\text{н}}/U_{\text{н}}$, определяется выражением [6]

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\phi}}{U_{\phi}} / \frac{\Delta U_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} = 1 + K_{\text{о.с}} \frac{U_{\phi}}{U_{\text{пт}}} \left(1 \pm \frac{\Delta U_{\phi}}{U_{\phi}} \right). \quad (5.20)$$

Относительное выходное сопротивление стабилизатора равно

$$R_{\text{вых}}^* = \frac{\Delta U_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} / \frac{\Delta I_{\text{н}}}{I_{\text{н}}} \approx \frac{I_{\text{н}}}{U_{\phi}} \frac{\sum r_i}{1 + K_{\text{ш}} U_{\phi}}, \quad (5.21)$$

где $I_{\text{н}}$, $\Delta I_{\text{н}}$ — соответственно ток нагрузки и его изменения, приводящие к изменению $U_{\text{н}}$ (т. е. $\Delta U_{\text{н}}$); $\sum r_i$ — сумма сопротивлений источника питания и питающей линии, дросселей входного и выходного сглаживающих фильтров, насыщенного мощного транзистора и т. п.

В качестве усилителей U в цепи основной ООС стабилизатора (см. рис. 5.27) наиболее часто в последнее время используются операционные усилители, охваченные местной емкостной ООС. Операционные усилители также широко используются и в качестве модуляторов ширины импульсов на входе непрерывной части высокочастотных импульсных стабилизаторов постоянного напряжения.

При разработке таких стабилизаторов наряду с необходимостью обеспечения их высокой экономичности, малых габаритов и массы важнейшее значение приобретает решение проблемы их безотказ-

ного запуска в момент подачи на вход питающего напряжения. При этом под безотказным запуском данных преобразовательных устройств следует понимать отсутствие сверх допустимых значений пусковых перегрузок элементов, способных привести к выходу из строя как самих этих элементов и функциональных узлов стабилизаторов, так и потребителей электроэнергии, подключенных к их выходу.

В качестве примера рассмотрим процесс начального запуска высокочастотного импульсного стабилизатора постоянного напряжения, схема которого приведена на рис. 1.4,а и 2.8,а, при условии, что внутренние потери в его силовой схеме отсутствуют. Наличие этих потерь не приводит к качественному изменению характера процессов начального запуска, но ускоряет процессы затухания колебательных режимов и уменьшает их амплитуду.

В момент подачи питающего напряжения мощный транзистор VT_p замыкает электрическую цепь, подключая фильтр и нагрузку к источнику питания. В процессе накопления электроэнергии в реактивных элементах сглаживающего фильтра напряжение на выходе стабилизатора и ток в дросселе фильтра увеличиваются в соответствии с выражениями:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 u_n}{dt^2} + \frac{1}{R_n C_\phi} \frac{du_n}{dt} + \frac{u_n}{L_\phi C_\phi} &= \frac{U_\phi}{L_\phi C_\phi}; \\ i_{дp} &= C_\phi \frac{du_n}{dt} + u_n / R_n. \end{aligned} \right\} \quad (5.22)$$

После того как напряжение на нагрузке достигает своего номинального значения, мощный транзистор под действием сигнала ОС отключает нагрузку и сглаживающий фильтр от источника электроэнергии. Напряжение на выходе стабилизатора при этом продолжает увеличиваться вследствие колебательного характера процесса обмена электроэнергией между реактивными элементами сглаживающего фильтра. Дифференциальное уравнение для u_n на данном интервале может быть записано в виде

$$\frac{d^2 u_n}{dt^2} + \frac{1}{R_n C_\phi} \frac{du_n}{dt} + \frac{u_n}{L_\phi C_\phi} = 0. \quad (5.23)$$

В процессе начального запуска стабилизаторов характерным является такой режим, когда ток в дросселе фильтра поддерживается равным нулевому значению в течение сравнительно большого интервала времени, равного нескольким (часто многим) периодам установившихся коммутаций регулирующего транзистора. В таком режиме конденсатор фильтра разряжается на нагрузку, фильтр от источника электроэнергии отключен, а напряжение на выходе стабилизатора спадает по экспоненциальному закону

$$u_n = U_{n \max} e^{-t/R_n C_\phi}, \quad (5.24)$$

где $U_{н\max}$ — амплитуда выходного напряжения стабилизатора в переходном процессе начального запуска.

После того как уменьшающееся напряжение на выходе стабилизатора вновь достигнет своего номинального значения, регулирующий транзистор VT_p опять подключает сглаживающий фильтр и нагрузку стабилизатора к источнику электроэнергии. В дальнейшем процессы включения и выключения мощного транзистора повторяются периодически, сопровождаясь замыканиями и размыканиями электрической цепи между источником питания и нагрузкой. Характер рассматриваемого процесса иллюстрирован временными диаграммами на рис. 5.29. Очевидно, что в начальной стадии переходного процесса своего включения импульсные стабилизаторы с широтно-импульсной модуляцией ведут себя подобно релейным импульсным системам автоматического регулирования.

Переходный процесс начального запуска импульсного стабилизатора характеризуется следующими параметрами: временем установления выходного напряжения до своего номинального значения $t_{уст}$; амплитудой пускового тока, потребляемого стабилизатором от источника питания; амплитудой выходного напряжения или уровнем динамического перерегулирования; амплитудой пускового тока через регулирующий транзистор.

Воспользовавшись возможностью замены реальной широтно-импульсной системы автоматического регулирования релейной, получим для наиболее широко используемого на практике стабилизатора (см. рис. 1.4,а и 2.8,а) в случае безынерционной ООС достаточно простые аналитические выражения, определяющие указанные выше параметры. Так, время установления стабилизируемого напряжения до номинального значения $U_{н.ном}$ при $r_\phi \ll R_n$ определяется из трансцендентного уравнения

$$e^{-\alpha_\phi t_{уст}} \left(\cos \omega_\phi t_{уст} + \frac{\alpha_\phi}{\omega_\phi} \sin \omega_\phi t_{уст} \right) = 1 - \frac{U_{н.ном}}{U_n}, \quad (5.25)$$

$$\text{где } \alpha_\phi = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{R_n C_\phi} - \frac{r_\phi}{L_\phi} \right); \quad \omega_\phi = \sqrt{\frac{1}{L_\phi C_\phi} - \alpha_\phi^2}.$$

Решение последнего уравнения приведено в виде графиков на рис. 5.30.

Для того же стабилизатора амплитудное значение пускового тока $I_{п\max}$, равное также максимальным значениям токов через регулирующий мощный транзистор $I_{к\max}^*$ и дроссель фильтра $I_{др\max}^*$, может быть определено из выражения

$$I_{п\max} = I_{др\max}^* = I_{к\max}^* \approx \frac{U_n}{R_n} \left\{ 1 - e^{-\alpha_\phi t_{эк}} \times \right. \\ \left. \times \left[\cos \omega_\phi t_{эк} + \frac{1}{\omega_\phi} \left(\frac{1}{2R_n C_\phi} - \frac{R_n}{L_\phi} \right) \sin \omega_\phi t_{эк} \right] \right\}, \quad (5.26)$$

$$\text{где } t_{эк} = \frac{1}{\omega_\phi} \operatorname{arctg} \left[2\omega_\phi / \left(\frac{r_\phi}{L_\phi} - \frac{1}{R_n C_\phi} \right) \right].$$

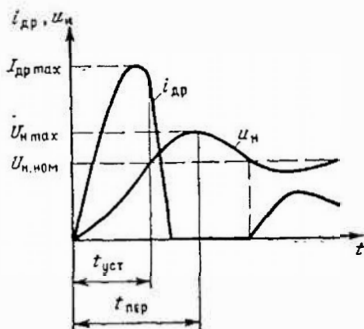


Рис. 5.29. Временные диаграммы, иллюстрирующие переходный процесс начального запуска высокочастотного импульсного стабилизатора

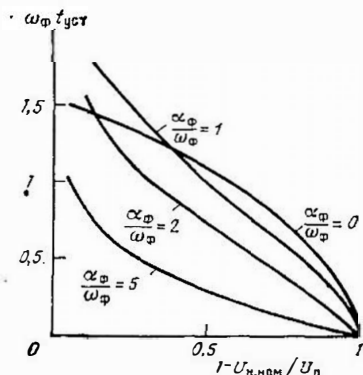


Рис. 5.30. Решение уравнения (5.25)

Амплитуда напряжения на выходе стабилизатора

$$\frac{U_{н \max}}{U_{н.ном}} = e^{-\alpha_{\phi} t_{пер}} \left[\cos \omega_{\phi} t_{пер} + \left(\frac{I_{др}^*}{U_{н.ном} C_{\phi}} + \frac{r_{\phi}}{2L_{\phi}} - \frac{1}{2R_{н} C_{\phi}} \right) \frac{1}{\omega_{\phi}} \sin \omega_{\phi} t_{пер} \right], \quad (5.27)$$

где $I_{др}^*$ — ток в дросселе фильтра в момент первого после подачи напряжения питания закрывания регулирующего транзистора, равный

$$I_{др}^* = \frac{U_{п}}{R_{н}} \left\{ 1 - e^{-\alpha_{\phi} t_{уст}} \left[\cos \omega_{\phi} t_{уст} + \left(\frac{\alpha_{\phi}}{\omega_{\phi}} - \frac{R_{н}}{\omega_{\phi} L_{\phi}} \right) \sin \omega_{\phi} t_{уст} \right] \right\};$$

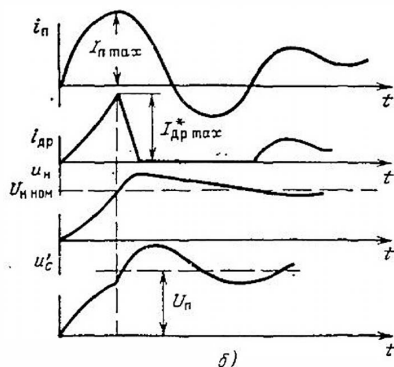
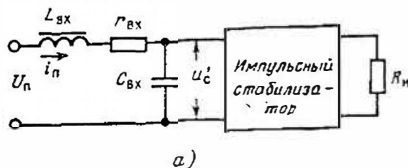
$$t_{пер} \approx \frac{1}{\omega_{\phi}} \arctg \omega_{\phi} / \left[\alpha_{\phi} + \frac{R_{н}}{L_{\phi}} / \left(\frac{I_{др}^* R_{н}}{U_{н.ном}} - 1 \right) \right].$$

Выражение (5.27) справедливо для случая, когда ток в дросселе фильтра превышает нулевое значение к моменту достижения стабилизируемым напряжением своего номинального значения $U_{н.ном}$. Данный режим, как правило, выполняется на практике — ему соответствует выполнение условия

$$\omega_{\phi} t_{пер} \leq \arctg \left[\omega_{\phi} / \left(\frac{r_{\phi}}{2L_{\phi}} - \frac{1}{2R_{н} C_{\phi}} - \frac{R_{н}}{L_{\phi}} / \left(\frac{I_{др}^* R_{н}}{U_{н.ном}} \right) \right) \right].$$

В современной технике электропитания РЭА и систем автоматики на вход импульсных стабилизаторов обычно включаются дополнительные сглаживающие фильтры, состоящие из дросселя с индуктивностью $L_{вх}$ и активным сопротивлением обмотки $r_{вх}$ и кон-

Рис. 5.31. Высокочастотный импульсный стабилизатор со входным сглаживающим фильтром LC-типа и временные диаграммы, иллюстрирующие переходный процесс его начального запуска



денсатора с емкостью $C_{вх}$ (рис. 5.31,а). Такой фильтр представляет собой колебательное динамическое звено 2-го порядка и служит для уменьшения пульсации входного напряжения, обусловленной работой самого преобразователя, а также для подавления помех, наводимых по цепи его питания другими потребителями электроэнергии, подключенными на зажимы источника питания.

При открывании мощного транзистора в реактивных элементах входного и выходного сглаживающих фильтров начинает накапливаться электроэнергия. Для рассматриваемого стабилизатора (см. рис. 1.4,а и 2.8,а) со входным сглаживающим фильтром данные процессы характеризуются системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} du_n/dt &= (i_{др} - u_n/R_n)/C_{\phi}; \\ du_c'/dt &= (i_n - i_{др})/C_{вх}; \\ di_{др}/dt &= (u_c' - u_n - i_{др}r_{\phi})/L_{\phi}; \\ di_n/dt &= (U_n - u_c' - i_nr_{вх})/L_{вх}, \end{aligned} \right\} \quad (5.28)$$

где u_c' — напряжение на конденсаторе входного сглаживающего фильтра; i_n и $i_{др}$ — соответственно токи через обмотки дросселей входного и выходного сглаживающих фильтров.

После того как стабилизируемое напряжение на выходе стабилизатора достигнет своего номинального значения $U_{н.ном}$, мощный транзистор под действием сигнала ООС отключает нагрузку и выходной фильтр от входного фильтра и источника питания. При этом процессы в стабилизаторе будут описываться системой дифференциальных уравнений 1-го порядка:

$$\left. \begin{aligned} du_n/dt &= (i_{др} - u_n/R_n)/C_{\phi}; \\ du_c'/dt &= i_n/C_{вх}; \\ di_{др}/dt &= -(u_n + i_{др}r_{\phi})/L_{\phi}; \\ di_n/dt &= (U_n - u_c' - i_nr_{вх})/L_{вх}. \end{aligned} \right\} \quad (5.29)$$

Избыточная электромагнитная энергия, накопленная в реактивных элементах выходного сглаживающего фильтра, расходуется в нагрузке, причем процесс обмена энергией между дросселем L_{Φ} и конденсатором C_{Φ} , параллельно которому подключена нагрузка, имеет колебательный характер, т. е., несмотря на отключение данного контура от источника электроэнергии, напряжение на его выходе продолжает вначале увеличиваться, а затем, достигнув своего максимума, — уменьшаться. Ток в дросселе выходного фильтра спадает по линейному закону, так как на практике перерегулирование в момент запуска обычно не превышает 10—20%.

Отключение нагрузки от входного сглаживающего фильтра приводит к резкому увеличению его добротности, вследствие чего он может отдавать избыточную энергию, накопленную в его реактивных элементах на предыдущем этапе, непосредственно в источник питания. Это сопровождается резким возрастанием напряжения на конденсаторе входного фильтра и сменой полярности потребляемого тока i_{Π} .

Данный этап переходного процесса начального запуска высокочастотного импульсного стабилизатора постоянного напряжения заканчивается в тот момент, когда ток в дросселе выходного фильтра становится равным нулю и диод VD (см. рис. 1.4,а и 2.8,а) закрывается. При этом напряжение на выходе стабилизатора, как правило, превышает свое номинальное значение. На последнем этапе переходного процесса изменение токов и напряжений в силовой схеме стабилизатора описывается следующей системой обыкновенных дифференциальных уравнений 1-го порядка:

$$\left. \begin{aligned} du_n/dt &= -u_n/R_n C_{\Phi}; \\ du_c'/dt &= i_{\Pi}/C_{\Phi}; \\ di_{\Pi}/dt &= (U_n - u_c' - i_{\Pi} r_{\text{вх}})/L_{\text{вх}}; \\ i_{\text{лр}} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (5.30)$$

В то время, когда уменьшающееся напряжение на выходе высокочастотного импульсного стабилизатора вновь достигает своего номинального значения, происходит повторное подключение нагрузки и выходного сглаживающего фильтра к выходу входного фильтра. При этом процессы в силовой схеме стабилизатора вновь будут описываться системой дифференциальных уравнений (5.28). Временные диаграммы, иллюстрирующие переходные процессы начального запуска высокочастотного импульсного стабилизатора постоянного напряжения со входным сглаживающим фильтром, приведены на рис. 5.31,б.

Как было отмечено выше, характерной особенностью данного процесса является рекуперация (возврат) избыточной электромагнитной энергии, накопленной в реактивных элементах входного сглаживающего фильтра, когда мощный транзистор производит

первоначальные отключения цепи нагрузки от источника питания. Резкое увеличение добротности входного фильтра, обусловленное отключением его нагрузки, является причиной значительных перенапряжений на конденсаторе $C_{вх}$ по сравнению с установившимся значением этого напряжения, равным напряжению питания стабилизатора.

При рассмотрении идеализированного переходного процесса начального запуска на примере высокочастотного импульсного стабилизатора, выполненного по схемам, изображенным на рис. 1.4,а или 2.8,а, предполагалось, что индуктивности обоих дросселей — входного и выходного сглаживающих фильтров — остаются инвариантными по отношению к изменениям токов, протекающих через их обмотки, а регулирующий мощный транзистор способен пропустить через себя полный пусковой ток, не ограничив его амплитуды. В то же время большие пусковые токи через мощный транзистор, во много раз превышающие установившееся значение тока через него в установившемся режиме работы стабилизатора, могут быть причиной выхода транзистора из режима насыщения в режим активного усиления. Характер переходного процесса начального запуска в этом случае существенно изменяется — в несколько раз уменьшаются амплитуда коммутационного тока через транзистор и всплеск напряжения на конденсаторе входного сглаживающего фильтра, увеличивается время выхода стабилизатора в номинальный режим работы, резко возрастает мгновенное значение мощности, рассеиваемой на транзисторе в режиме ограничения пускового тока.

Большие пусковые токи через обмотки дросселей обоих сглаживающих фильтров, также во много раз превышающие их номинальные значения, могут приводить к насыщению магнитопроводов и к резкому уменьшению индуктивности используемых дросселей. При этом в процессе начального запуска высокочастотных импульсных стабилизаторов постоянного напряжения резко возрастает амплитуда потребляемого тока и несколько уменьшается время их выхода в номинальный режим работы.

Любое уменьшение пусковых перегрузок силовых элементов импульсных стабилизаторов постоянного напряжения достигается уменьшением их быстродействия, т. е. увеличением времени их выхода в номинальный режим стабилизации. В то же время единственным средством повышения быстродействия данных преобразовательных устройств является увеличение частоты преобразования в них электроэнергии. Основные способы уменьшения пусковых перегрузок мощных элементов импульсных стабилизаторов могут быть условно отнесены к трем группам: обеспечению плавного нарастания опорного напряжения U_0 в момент запуска стабилизатора; ограничению пускового тока на некотором заранее заданном фиксированном уровне с помощью дополнительного релейного элемента — схемы токовой защиты; уменьшению скорости нараста-

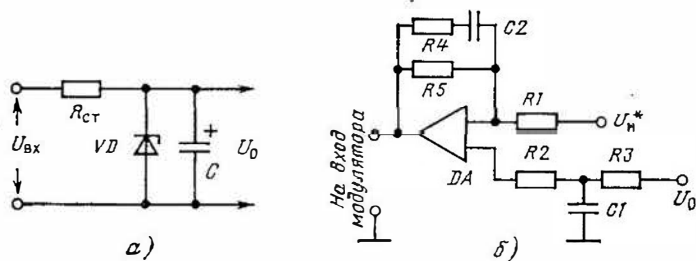


Рис. 5.32. Уменьшение пусковых перегрузок за счет медленного нарастания опорного напряжения в момент запуска высокочастотного импульсного стабилизатора

ния питающего напряжения или потребляемого стабилизатором тока.

В первой группе способов уменьшения пусковых перегрузок мгновенное значение U_o (см. рис. 5.27) в момент подачи питающего напряжения нарастает по экспоненциальному закону (рис. 5.32, а и б), что вызывает более частые переключения мощного транзистора в начальный момент запуска и уменьшает скорость нарастания напряжения на входе сглаживающего фильтра $L_{\phi}C_{\phi}$. Во второй группе способов уменьшения пусковых перегрузок при достижении током дросселя L_{ϕ} (и коллекторным током мощного транзистора) заранее заданного значения $I_{\text{др.уст}}$ срабатывает дополнительный релейный элемент KV (рис. 5.33), который отключает мощный транзистор или дополнительный транзистор токовой защиты. При уменьшении тока дросселя до значения $I_{\text{др.уст}}^*$ релейный элемент KV вновь включает ранее закрытый мощный или дополнительный транзистор токовой защиты. В третьей группе способов уменьшения пусковых перегрузок на вход высокочастотного импульсного стабилизатора включается дополнительное апериодическое звено, состоящее из мощного транзистора и интегрирующей цепи RC -типа, включенной на его вход (рис. 5.34). В момент

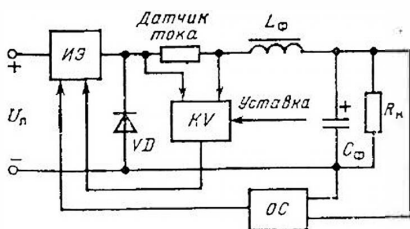


Рис. 5.33. Уменьшение пусковых перегрузок за счет введения дополнительного релейного элемента, управляемого датчиком тока регулирующего транзистора

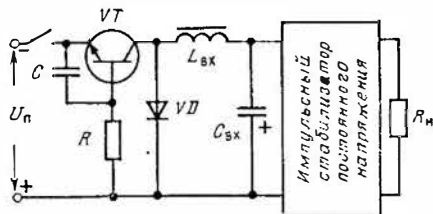


Рис. 5.34. Уменьшение пусковых перегрузок за счет введения в силовую цепь высокочастотного импульсного стабилизатора дополнительного интегрирующего звена

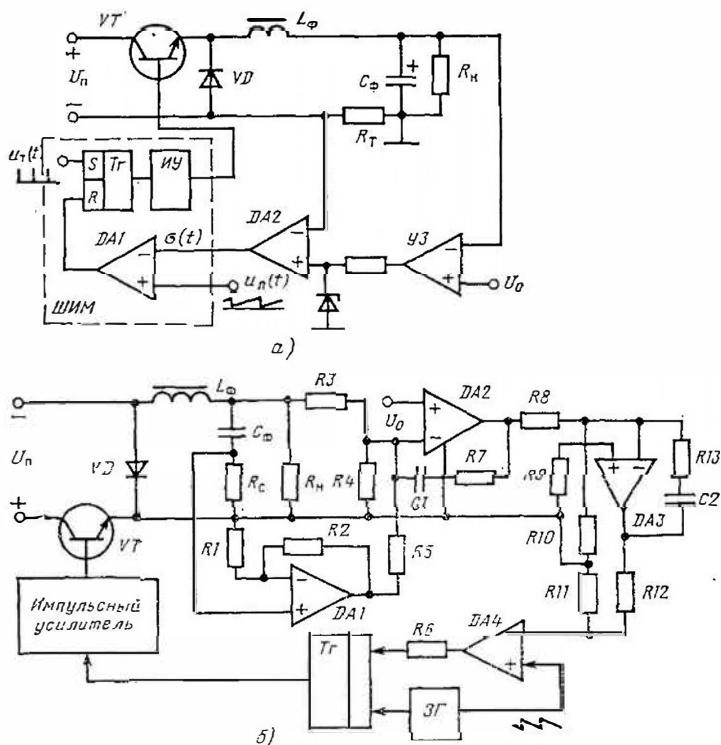
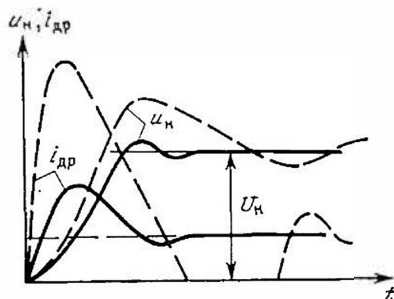


Рис. 5.35. Улучшение динамических характеристик высокочастотных импульсных стабилизаторов введением дополнительных корректирующих цепей ООС

включения напряжение на входе импульсного стабилизатора нарастает по экспоненциальному закону с постоянной времени RC -цепи, что приводит к уменьшению пусковых перегрузок мощных элементов стабилизатора.

Заметного улучшения динамических характеристик высокочастотных импульсных стабилизаторов удается достигнуть при помощи дополнительных корректирующих цепей ООС, которые воздействуют на мощный транзистор стабилизатора в виде реакции на одно из следующих возмущений: изменение тока дросселя фильтра L_F (рис. 5.35,а), изменение тока конденсатора фильтра C_F (рис. 5.35,б) или изменение уровня среднего значения напряжения на входе сглаживающего фильтра. Такие корректирующие цепи ОС наряду с улучшением динамических характеристик высокочастотных импульсных стабилизаторов повышают устойчивость их работы, позволяя существенно повысить коэффициент стабилизации выходного напряжения посредством увеличения коэффициента передачи сигнала по основной цепи. При этом наилучшие практиче-

Рис. 5.36. Временные диаграммы, иллюстрирующие уменьшение пусковых перегрузок за счет действия дополнительной корректирующей цепи ООС по рис. 5.35,б



ские результаты в части уменьшения пусковых перегрузок обеспечивают корректирующие цепи ООС, изображенные на рис. 5.35,а, б. В качестве примера на рис. 5.36 приведены временные диаграммы токов и напряжений в переходном процессе начального запуска высокочастотного импульсного стабилизатора (см. рис. 1.4,а и 2.8,а) при отсутствии (штриховые кривые) и при наличии (сплошные кривые) дополнительной корректирующей цепи ОС (рис. 5.35,б).

В [70] для высокочастотных импульсных стабилизаторов, выполненных по схеме, изображенной на рис. 5.35,а, получено аналитическое выражение коэффициента стабилизации напряжения

$$(k_{cн})_U = 1 + \frac{K_0 + K_{от} + (K_{от}/q_n)(1 - \gamma_\phi)T/2\sqrt{L_\phi C_\phi}}{1 + K_0[\gamma_\phi(1 - \gamma_\phi)/2](T/\sqrt{L_\phi C_\phi})^2 - (K_{от}\gamma_\phi/2q_n)(T/\sqrt{L_\phi C_\phi})}, \quad (5.31)$$

где $K_0 = K_1 K_2 K_d K_\phi U_n / U_{лм}$ — коэффициент передачи сигнала в контуре регулирования напряжения; $K_{от} = K_1 K_\phi (U_n / U_{лм}) (R_\tau / R_n)$ — коэффициент передачи сигнала в контуре регулирования тока; K_d — коэффициент передачи делителя выходного напряжения; K_1 и K_2 — соответственно коэффициенты усиления операционных усилителей ДА2 и ДА3; $K_\phi = R_n / (R_n + r_\phi)$ — коэффициент передачи фильтра (R_n — сопротивление нагрузки стабилизатора, r_ϕ — сопротивление обмотки дросселя фильтра L_ϕ); U_n — питающее напряжение; $U_{лм}$ — амплитуда пилообразного напряжения; R_τ — сопротивление датчика тока в силовой цепи импульсного стабилизатора; γ_ϕ — относительная длительность импульса напряжения на входе сглаживающего фильтра; T — длительность рабочего периода; $q_n = (1/R_n)\sqrt{L_\phi C_\phi}$.

Временные диаграммы, характеризующие установившуюся работу высокочастотного импульсного стабилизатора (см. рис. 5.35,а) и переходный процесс его начального запуска, приведены на рис. 5.37. На вход широтно-импульсного модулятора ШИМ подаются линейно изменяющийся сигнал $u_n(t)$ и сигнал $\sigma(t)$, пропорциональный разности сигналов рассогласования выходного на-

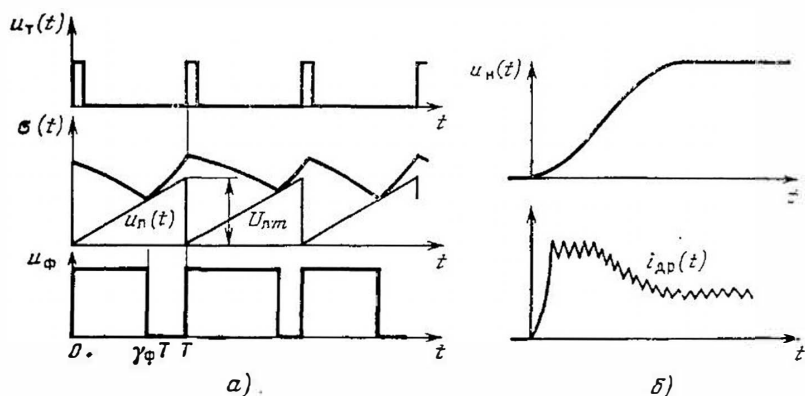


Рис. 5.37. Временные диаграммы, характеризующие установившийся режим (а) высокочастотного импульсного стабилизатора с дополнительным контуром ООС по току дросселя (см. рис. 5.35,а) и его начальный запуск (б)

пряжения стабилизатора и его уставки, тока дросселя фильтра и его уставки. На вход S триггера T_2 подаются тактовые импульсы, устанавливающие его в состояние, соответствующее появлению на выходе сигнала логической единицы, что соответствует открыванию регулирующего мощного транзистора в начале очередного рабочего периода. Триггер T_2 возвращается в исходное состояние, и управляющий сигнал на входе мощного транзистора прекращается, когда мгновенное значение сигнала $\sigma(t)$, уменьшающееся во времени, становится равным увеличивающемуся сигналу $u_n(t)$. Этот момент отмечен $\gamma_F T$ на рис. 5.37,а. Наличие триггера T_2 , как справедливо отмечено в [70], исключает формирование ШИМ нескольких импульсов в течение рабочего периода, когда мгновенные значения $\sigma(t)$ станут меньше мгновенных значений $u_n(t)$. С выхода T_2 управляющий сигнал через импульсный усилитель ИУ управляет мощным транзистором.

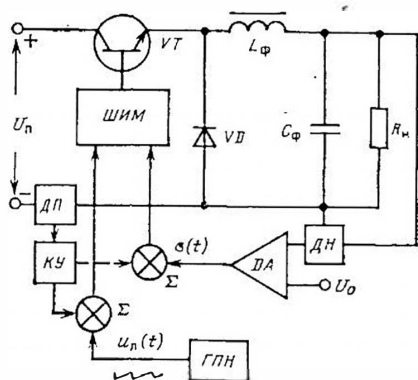


Рис. 5.38. Импульсный стабилизатор с дополнительным контуром ООС по входному возмущению

В рассматриваемом стабилизаторе (см. рис. 5.35,а) имеются два контура регулирования—выходной сигнал контура регулирования по напряжению (выход операционного усилителя ДАЗ) является входным сигналом для контура регулирования по току дросселя (операционный усилитель

тель $DA2$). Вводя ограничения сигнала на входе $DA2$, можно ограничить максимальный ток дросселя и регулирующего транзистора при любом режиме работы стабилизатора. При перегрузках данный стабилизатор автоматически переходит в импульсный режим ограничения тока, поэтому дополнительные цепи токовой защиты от перегрузок, здесь не требуются. Как следует из рис. 5.37,б, введение дополнительного контура регулирования по току дросселя сглаживающего фильтра существенно улучшает качество переходного процесса начального запуска высокочастотного импульсного стабилизатора постоянного напряжения. Анализ, проведенный в [70], показал, что введение дополнительного контура регулирования увеличивает коэффициент стабилизации выходного напряжения стабилизатора и при $\gamma_f < 0,5$ расширяет область его устойчивой работы. Однако при $\gamma_f > 0,5$ область работы данного устройства сужается по сравнению со случаем отсутствия дополнительного контура регулирования.

В тех простейших случаях, когда импульсный стабилизатор питается от сети постоянного тока с большим уровнем пульсаций питающего напряжения, в схему стабилизатора вводят дополнительный контур регулирования по уровню входного возмущающего воздействия [71] с целью повышения коэффициента сглаживания низкочастотных составляющих напряжения питания. На рис. 5.38 приведена структурная схема такого импульсного стабилизатора, содержащая делитель напряжения $ДН$, усилитель сигнала рассогласования $ДА$, генератор пилообразного напряжения $ГПН$, широтно-импульсный модулятор $ШИМ$ и дополнительный контур регулирования, в который входят датчик пульсаций $ДП$ (резистор или двухобмоточный дроссель) и корректирующее устройство $КУ$. Последнее обеспечивает на выходе требуемые амплитуду и фазу дополнительного управляющего сигнала, при которых достигается инвариантность стабилизатора по отношению к пульсациям питающего напряжения.

ГЛАВА ШЕСТАЯ.

ДВУХЗВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

6.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Для устранения недостатков, присущих непосредственным преобразователям постоянного напряжения и отмеченных в § 5.2, в более сложных по структуре силовой части преобразователях подобного назначения производится последовательное преобразование постоянного тока в переменный с напряжением прямоугольной или непрямоугольной формы, а последний затем вновь преобразуется

в постоянный ток. Для выполнения такого двукратного преобразования электроэнергии силовая часть рассматриваемых преобразовательных устройств должна содержать два последовательно соединенных силовых элемента — высокочастотный транзисторный инвертор (регулируемый или нерегулируемый) и высокочастотный выпрямитель со сглаживающим фильтром (см. рис. 2.18). При этом электрическая изоляция выходных цепей преобразователя друг от друга и от источника электроэнергии, а также обеспечение требуемых номинальных значений выходных напряжений осуществляются с помощью высокочастотного силового трансформатора. Многоканальные преобразователи постоянного напряжения имеют два или более (на практике не более 15—20) электрически изолированных цепей постоянного тока с разными уровнями выходных напряжений, одноканальные — одну выходную цепь постоянного тока, электрически изолированную от источника электроэнергии.

Как было отмечено в § 2.1 на примере классического транзисторного инвертора с внешним возбуждением, нагруженного на выпрямитель с фильтром, обратная реакция со стороны выпрямителя на высокочастотный транзисторный инвертор проявляется в основном только на этапах коммутации полупроводниковых приборов (см. рис. 2.19, 2.20). Причем характер такой реакции выпрямителя для различных схем транзисторных инверторов во многом идентичен.

Рассмотрим подробнее процессы коммутации полупроводниковых приборов в схемах наиболее простых двухзвенных преобразователей постоянного напряжения, выполненных на базе высокочастотных транзисторных инверторов с самовозбуждением. Временные диаграммы токов и напряжений, изображенные на рис. 6.1, соответствуют одному и тому же типу выходного сглаживающего фильтра — емкостному и разным схемам высокочастотных транзисторных инверторов. Временные диаграммы на рис. 6.1,а относятся к преобразователю постоянного напряжения, в котором использован инвертор с самовозбуждением и насыщающимся силовым трансформатором (см. рис. 4.2), на рис. 6.1,б — инвертор с маломощным переключающим трансформатором (см. рис. 4.9), на рис. 6.1,в — инвертор с нелинейным дросселем в базовых цепях мощных транзисторов (см. рис. 4.10). Очевидно, что до начала коммутации мощных полупроводниковых приборов характер рабочих электромагнитных процессов во всех рассматриваемых преобразователях полностью идентичен и практически соответствует случаю активной нагрузки.

Для выходного сглаживающего фильтра С-типа после выхода открытого транзистора (или группы открытых транзисторов) из режима насыщения в режим активного усиления начинается разряд конденсатора фильтра через закрывающиеся диоды выпрямителя и ток во вторичной цепи инвертора спадает по практически линейному закону

$$i_2 \approx I_n(1 - K_i t), \quad (6.1)$$

где I_n — установившийся ток нагрузки инвертора; K_i — скорость его изменения в интервале коммутации. Скорость K_i определяется конфигурацией силовой схемы инвертора и способом управления его мощными транзисторами, их инерцион-

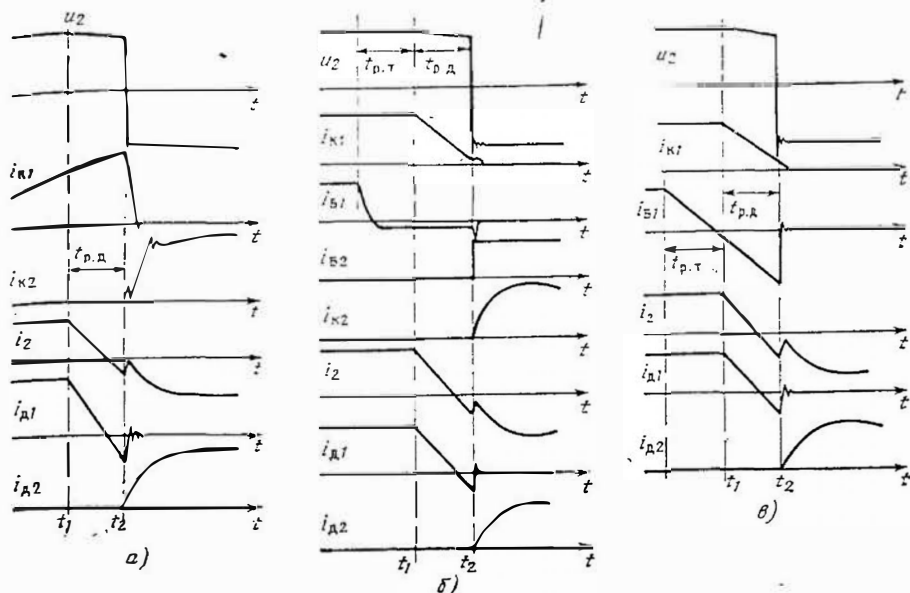


Рис. 6.1. Временные диаграммы, иллюстрирующие характер коммутационных процессов в высокочастотных двухтранзисторных преобразователях постоянного напряжения при использовании в них инверторов с самовозбуждением

ными свойствами и электрическими режимами, параметрами реактивных элементов силовой схемы, паразитными параметрами монтажа и т. п.

С учетом внутреннего последовательного сопротивления конденсатора выходного сглаживающего фильтра r_n напряжение на нагрузке преобразователя в рассматриваемом интервале будет изменяться в соответствии с выражением

$$u_H \approx U_H \left[1 - K_i t \left(\frac{t}{2R_H C_\Phi} + \frac{r_n}{R_H} \right) \right]. \quad (6.2)$$

Интервал разряда конденсатора фильтра ($t_1 - t_2$ на рис. 6.1 и $t_2 - t_3$ на рис. 2.19) заканчивается в момент окончания процесса рассасывания избыточных носителей в полупроводниковой структуре закрываемых выпрямительных диодов. Его длительность будет тем большей, чем хуже инерционные свойства используемых в выпрямителе диодов и чем меньше скорость изменения тока во вторичной цепи инвертора K_i . С другой стороны, увеличение K_i приводит к увеличению коммутационных перегрузок выпрямительных диодов и мгновенных значений мощности, рассеиваемой в них в интервалах коммутации.

Для выпрямительных диодов с широкой базой решение уравнения диффузии для избыточных носителей в базовой области дает следующий результат:

$$\int_0^{t_{р.д.}} \operatorname{erf} \sqrt{\theta / \tau_d} d\theta = 1 / K_i, \quad (6.3)$$

где erf — табличная функция, называемая функцией ошибок; $t_{p.d}$ — длительность интервала рассасывания избыточных носителей в базовой области закрываемого диода. Решение уравнения (6.3) приведено в виде графика на рис. 2.3,а, где по оси абсцисс для данного случая следует подставить $2/K_{it}$. Подставив $t_{p.d}$, найденное из (6.3) или графика на рис. 2.3,а, в (6.1) и (6.2), получим соответственно амплитуду обратного тока через выпрямительный диод в интервале коммутации и амплитуду пульсаций выходного напряжения:

$$I_{обр\ max} \approx I_n(1 - K_{it_{p.d}}); \quad (6.4)$$

$$\Delta U_{m\sim} \approx U_n K_{it_{p.d}} \left(\frac{t_{p.d}}{2R_n C_\Phi} + \frac{r_n}{R_n} \right). \quad (6.5)$$

Из последнего выражения нетрудно получить аналитическую формулу для расчета требуемой емкости конденсатора сглаживающего фильтра исходя из заданного уровня пульсаций на нагрузке преобразователя:

$$C_\Phi \approx t_{p.d}/2R_n \left(\frac{\Delta U_{m\sim}}{U_n} \frac{1}{K_{it_{p.d}}} - \frac{r_n}{R_n} \right). \quad (6.6)$$

После скачкообразной смены полярности напряжения на вторичной обмотке силового трансформатора (момент t_2 на рис. 6.1) происходит открывание очередных диодов выпрямителя, ток через которые нарастает в соответствии с выражением

$$i_2 = I_n + e^{-\frac{r_B}{2L_2} t} \left(-I_n \text{ch } a_\tau t + \frac{I_n r_B + 2\Delta U_{m\sim}}{2a_\tau L_2} \text{sh } a_\tau t \right), \quad (6.7)$$

где $a_\tau = \sqrt{(r_B/2L_2)^2 - (1/L_2 C_\Phi)}$ — положительное вещественное число, или в соответствии с выражением

$$i_2 = I_n + e^{-\frac{r_B}{2L_2} t} \left(-I_n \cos \omega_\tau t + \frac{I_n r_B + 2\Delta U_{m\sim}}{2\omega_\tau L_2} \sin \omega_\tau t \right), \quad (6.8)$$

где $\omega_\tau = \sqrt{(1/L_2 C_\Phi) - (r_B/2L_2)^2}$ — положительное вещественное число; r_B — сумма активного сопротивления вторичной обмотки трансформатора и дифференциальных сопротивлений открытых диодов одного плеча выпрямителя; L_2 — индуктивность рассеяния вторичной обмотки силового трансформатора.

При относительно невысоких частотах преобразователя ($f \leq 0,1(r_B/L_2) - 0,2a_\tau$) средний ток через каждый выпрямительный диод с учетом (6.7) и (6.8) равен

$$I_{д.ср} \approx 0,5I_n + \Delta U_{m\sim} C_\Phi f. \quad (6.9)$$

Среднее значение потребляемого от источника энергии тока

$$I_{п.ср} \approx 2n_2 I_{д.ср}, \quad (6.10)$$

где n_2 — коэффициент трансформации из первичной цепи трансформатора во вторичную.

Действующее значение тока через каждый диод выпрямителя:
при $C_{\Phi} \geq 4L_2/r_{\text{в}}^2$

$$I_{\text{д.эфф}} \approx I_{\text{н}} \sqrt{0,5 + r_{\text{в}} C_{\Phi} f \left[\frac{1 - \epsilon_{\text{д}}}{8} + 2\delta_{\text{д}}^2 + \left(3 + \frac{4}{\sqrt{1 - \epsilon_{\text{д}}}} \right) \right]}; \quad (6.11)$$

при $C_{\Phi} \geq 4L_2/r_{\text{в}}^2$

$$I_{\text{д.эфф}} \approx I_{\text{н}} \sqrt{0,5 + r_{\text{в}} C_{\Phi} f (1,2 + 0,75\delta_{\text{д}} + 0,06\epsilon_{\text{д}} + 0,25\delta_{\text{д}}^2)}, \quad (6.12)$$

где $\epsilon_{\text{д}} = 4L_2/r_{\text{в}}^2 C_{\Phi}$; $\delta_{\text{д}} = 1 + 2\Delta U_{\text{м}} \sim r_{\text{в}}/I_{\text{н}}$.

Мощность, рассеиваемая в виде тепла в каждом из мощных транзисторов нерегулируемого высокочастотного двухзвенного преобразователя постоянного напряжения, составляет

$$P_{\text{т}} \approx I_{\text{д.эфф}}^2 r_{\text{тк}} + P_{\text{т.дин}} + \frac{1}{2} (U_{\text{ЭБ}} I_{\text{Бном}} + U_{\text{КЭ}} I_{\text{К0}}), \quad (6.13)$$

где $r_{\text{тк}}$ — дифференциальное сопротивление транзистора в режиме его насыщения; $P_{\text{т.дин}}$ — динамические потери, т. е. средняя за период мощность, выделяемая в транзисторе в интервалах его открывания и закрывания; $U_{\text{ЭБ}}$ и $I_{\text{Бном}}$ — напряжение между эмиттером и базой открытого транзистора и ток базы; $U_{\text{КЭ}}$ и $I_{\text{К0}}$ — напряжение между эмиттером и коллектором закрытого транзистора и ток утечки через этот транзистор.

Для низковольтных маломощных преобразователей постоянного напряжения ($U_{\text{н}} \leq 50$ В) последними двумя слагаемыми в (6.13) можно пренебречь. Уменьшению $I_{\text{Бном}}$ способствует использование мощных транзисторов с возможно более высокими коэффициентами передачи управляющего сигнала, уменьшению $I_{\text{К0}}$ — активное запирающее транзистора посредством подачи запирающего смещения на вход транзистора. При использовании в высокочастотных преобразователях данного типа мощных МДП-транзисторов в (6.13) под $U_{\text{ЭБ}}$, $I_{\text{Бном}}$, $U_{\text{КЭ}}$ следует соответственно понимать $U_{\text{зи}}$, $I_{\text{з}}$, $U_{\text{си}}$.

Мощность, рассеиваемая в каждом из выпрямительных диодов, с учетом динамических потерь $P_{\text{д.дин}}$ на коммутацию в нем равна

$$P_{\text{д}} \approx I_{\text{д.эфф}}^2 r_{\text{пр.д}} + I_{\text{д.ср}} U_{\text{пр.о}} + P_{\text{д.дин}} + 0,5 U_{\text{обр}} I_{\text{д.о}}. \quad (6.14)$$

где $r_{\text{пр.д}}$ — динамическое сопротивление открытого диода; $U_{\text{пр.о}}$ — пороговое напряжение его вольт-амперной характеристики; $U_{\text{обр}}$ и $I_{\text{д.о}}$ — обратное напряжение, прикладываемое к закрытому диоду, и его ток утечки. Последним слагаемым в (6.14) для сравнительно высоковольтных диодов ($U_{\text{обр}} \ll U_{\text{обр.доп}}$) можно пренебречь ввиду его малости.

Необходимость учета длительности процессов рассасывания избыточных носителей заряда (неосновных для биполярных транзисторов и диодов с p - n переходом; основных для МДП-транзисторов и диодов Шоттки) в полупроводниковых структурах мощных транзисторов и диодов, которая занимает значительную часть рабочего полупериода для высокочастотных преобразователей постоянного напряжения (см. рис. 2.23), приводит к значительному усложнению расчетных формул, связывающих частоту преобразования электроэнергии с параметрами используемых элементов. В отличие от низкочастотных преобразователей, для рассматриваемых в настоящем разделе устройств эти формулы содержат кроме

параметров собственно нелинейного магнитного элемента, определяющего рабочую частоту в инверторах с самовозбуждением, также параметры силовых транзисторов, диодов и других элементов силовой части. Так, например, для случая использования в двухзвенном преобразователе постоянного напряжения высоко-частотного транзисторного инвертора с ненасыщающимся силовым трансформатором и маломощным переключающим трансформатором в базовых цепях мощных транзисторов (см. рис. 4.9) аналитическая формула для расчета частоты преобразования будет иметь вид

$$\frac{1}{f} \approx \frac{4\omega_1 \Phi_s 10^{-4} (1 + n_0^2 R_3 / R_6)}{n'_{\text{тр}} U_{\text{п}} + n_0 U_{\text{ЭБ}} R_3 / R_6} + 2(t_{\text{р.т}} + t_{\text{р.д}}). \quad (6.15)$$

где ω_1 , Φ_s , n_0 — число витков первичной обмотки переключающего трансформатора $T2$, поток насыщения его магнитопровода и коэффициент трансформации в базовую цепь мощных транзисторов; $n'_{\text{тр}}$ — коэффициент трансформации силового трансформатора из цепи его первичной обмотки в цепь вспомогательной обмотки ω'_1 ; $R_6 = R1 = R2$ (см. рис. 4.9,а).

Для случая использования высокочастотного инвертора с самовозбуждением и нелинейным дросселем в базовых цепях мощных транзисторов (см. рис. 4.10) формула для частоты преобразования электроэнергии имеет вид

$$1/f \approx (4\omega_{\text{н.д}} \Phi_s \cdot 10^{-4} / U_{\text{н.д}}) + 2(t_{\text{р.т}} + t_{\text{р.д}}), \quad (6.16)$$

где $\omega_{\text{н.д}}$, Φ_s — число витков обмотки нелинейного дросселя $L_{\text{нас}}$ (рис. 4.10,а) и поток насыщения его магнитопровода; $U_{\text{н.д}}$ — напряжение на его обмотке.

В обоих случаях при заданной рабочей частоте преобразования электроэнергии расчет требуемых параметров нелинейного магнитного элемента должен производиться по формуле

$$(4B_s S_c K_c \omega_{\text{н.э}} / U_{\text{н.э}}) \cdot 10^{-4} = [1 - 2f(t_{\text{р.т}} + t_{\text{р.д}})] / f, \quad (6.17)$$

где B_s , S_c , K_c — индукция насыщения материала магнитопровода, нелинейного магнитного элемента, площадь сечения магнитопровода и коэффициент его заполнения ферромагнитным материалом; $\omega_{\text{н.э}}$ и $U_{\text{н.э}}$ — число витков первичной обмотки нелинейного магнитного элемента и приложенное к ней напряжение.

Инерционные свойства используемых полупроводниковых приборов и режимы их работы определяют верхнюю границу возможного диапазона частот преобразования электроэнергии в высокочастотных транзисторных двухзвенных преобразователях постоянного напряжения. Например, для преобразователей, выполненных на базе нерегулируемого высокочастотного инвертора с самовозбуждением (см. рис. 4.2, 4.9, 4.10), предельная частота

$$f_{\text{пред}} \approx 1/2(t_{\text{э мин}} + t_{\text{р.т}} + t_{\text{р.д}}), \quad (6.18)$$

где $t_{\text{р.т}}$ и $t_{\text{р.д}}$ — соответственно значения времен рассасывания избыточных носителей в полупроводниковых структурах мощных транзисторов и выпрямительных диодов; $t_{\text{э мин}}$ — минимальный интервал электромагнитных процессов накопления избыточных носителей и перевода транзисторов в режим насыщения.

Расчеты показали, что для современной элементной базы предельные частоты преобразования электроэнергии для нестабилизированных двухзвенных преобразователей постоянного напряжения могут превышать 300—500 кГц. Однако на практике в настоящее время еще не удастся реализовать столь высокие частоты из-за дополнительных ограничений, накладываемых конструктивным исполнением маломощных многообмоточных силовых трансформаторов, ограничений по допустимому уровню пульсаций напряжений на конденсаторах сглаживающих фильтров и токов, через них протекающих, а также из-за условных ограничений верхней границы рабочих частот, вносимых в технические условия на мощные полупроводниковые приборы и другие электрорадиоэлементы, используемые в современных высокочастотных преобразователях электроэнергии. Известно, например, что по мере увеличения частоты преобразования электроэнергии чрезвычайно усложняется решение задачи размещения на уменьшающемся магнитопроводе силового трансформатора нужного числа обмоток, увеличивается число вольт напряжения, приходящихся на каждый виток обмоток, вследствие чего затрудняется получение требуемых номиналов выходных напряжений рассматриваемых преобразовательных устройств.

Для высокочастотных двухзвенных преобразователей постоянного напряжения, содержащих в своем составе транзисторный инвертор с внешним возбуждением, частота преобразования определяется внешним задающим генератором. В этом случае инерционные свойства используемых полупроводниковых приборов приводят к появлению заметного фазового сдвига между управляющим сигналом и напряжением на входе выпрямителя.

На рис. 6.2 приведены временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие характер процессов в высокочастотных преобразователях такого типа, когда используемый в них транзисторный инвертор с внешним возбуждением содержит дополнительные цепи ПОС, автоматически исключающие режимы нежелательных «сквозных» токов в моменты коммутации мощных транзисторов, обусловленные их инерционностью (см. рис. 2.15). Приведенные на рис. 6.2 временные диаграммы соответствуют случаю работы упомянутого инвертора на выпрямитель с емкостным сглаживающим фильтром.

Пусть в момент t_1 управляющий сигнал на входе высокочастотного инвертора $U_{упр}$ изменил свою полярность. Открытый ранее мощный транзистор VT_2 в течение интервала рассасывания $t_{p.t2}$ будет оставаться открытым, а его ток коллектора i_{K2} не будет изменяться во времени. После окончания процесса рассасывания избыточных носителей в полупроводниковой структуре данного транзистора (момент t_2) он выходит из режима насыщения в режим активного усиления и закрывается под действием внешнего управляющего сигнала $U_{упр}$. Некоторое уменьшение напряжения u_2 на

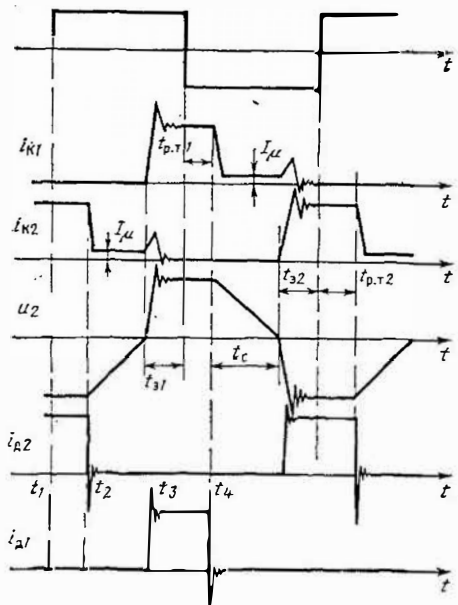


Рис. 6.2. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу на выпрямитель с емкостным фильтром высокочастотного транзисторного нерегулируемого инвертора с внешним возбуждением и дополнительными ПОС, исключающими режим «сквозных токов»

входе выпрямителя вызывает разряд конденсатора фильтра через ранее открытый диод, а его ток $i_{д2}$ изменяет полярность, в результате этот диод закрывается и нагрузка вместе со сглаживающим фильтром от инвертора отключается.

В интервале t_2-t_3 происходит сравнительно медленный перезаряд емкости коллекторного $p-n$ перехода закрывшегося транзистора $VT2$ малым током, обусловленным расходом энергии, накопленной в индуктивности намагничивания силового трансформатора. Напряжения на обмотках силового трансформатора u_2 медленно изменяются во времени вплоть до момента, пока будет действовать ПОС с дополнительными обмотками силового трансформатора через диоды подключенных к переходам база — эмиттер мощных биполярных транзисторов (см. рис. 4.23); все транзисторы высокочастотного инвертора будут находиться в закрытом состоянии. В момент t_3 , когда напряжения на обмотках трансформатора

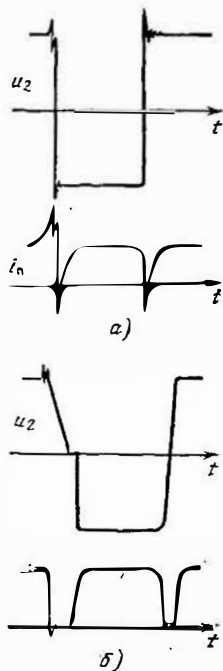


Рис. 6.3. Осциллограммы выходного напряжения инвертора и тока, потребляемого инвертором

будут малы, открываются ранее закрытые транзистор $VT1$ и выпрямительный диод $VD1$, полярность напряжений на обмотках силового трансформатора устанавливается практически скачкообразно и нагрузка вместе со сглаживающим фильтром вновь подключается через $VD1$ к выходу высокочастотного инвертора (см. рис. 6.2).

Технологический разброс емкости коллекторного p - n перехода мощных биполярных транзисторов, используемых в высокочастотном инверторе с внешним возбуждением и дополнительными обмотками ПОС, автоматически исключающими режим «сквозных» токов в интервалах коммутации транзисторов, является одной из основных причин появления несимметрии силовой схемы такого преобразовательного устройства в смежных полупериодах его работы и подмагничивания силового трансформатора постоянным током из-за этой несимметрии. Как отмечено в [72], включение дополнительных конденсаторов емкостью 100—400 пФ параллельно электродам коллектора и базы мощных транзисторов способствует уменьшению несимметрии режима перемагничивания силового трансформатора и уменьшению коммутационных перегрузок мощных транзисторов, вызванных его односторонним насыщением. Сказанное, однако, справедливо, если технологические разбросы емкостей дополнительных конденсаторов, подключаемых параллельно электродам базы и коллектора каждого из мощных транзисторов, относительно невелики и не усиливают общей несимметрии схемы высокочастотного инвертора. В качестве примера на рис. 6.3 приведены осциллограммы напряжения на выходе инвертора $u_2(t)$ и тока, потребляемого этим инвертором от источника электроэнергии $i_{\pi}(t)$ при введении сильной несимметрии управляющего сигнала для двух случаев — отсутствия упомянутых выше конденсаторов (осциллограммы на рис. 6.3,а) и при их наличии (осциллограммы на рис. 6.3,б).

Из осциллограмм, приведенных на рис. 6.2, 6.3, очевидно, что для рассматриваемого высокочастотного преобразователя постоянного напряжения характерна работа транзисторного инвертора в режиме холостого хода в течение сравнительно большей части рабочего периода, когда нагрузка от инвертора отключена, а конденсатор фильтра разряжается на ее сопротивление. Следствием этого являются повышенные пульсации выходного напряжения преобразователя и большие значения требуемой емкости конденсатора фильтра. Включение дополнительных конденсаторов, симметрирующих режим перемагничивания силового трансформатора, вызывает соответствующее увеличение уровня пульсаций напряжения на нагрузке и уменьшение предельной частоты преобразования электроэнергии, которое для данного преобразователя может быть определено с помощью выражения

$$f_{\text{пред}} = 1/2(t_{\text{э min}} + t_{\text{р-т}} + t_{\text{с}}), \quad (6.19)$$

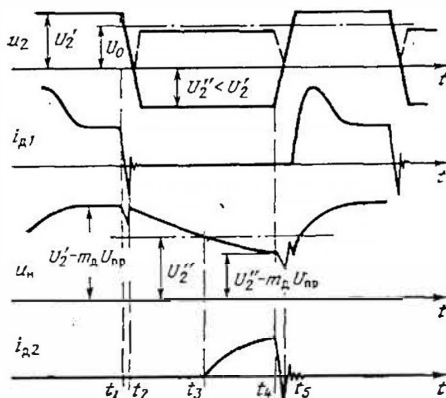


Рис. 6.4. Временные диаграммы, характеризующие работу выходного выпрямителя с емкостным фильтром при сильном различии амплитуд импульсов выпрямляемого напряжения в смежных полупериодах

где t_c — длительность интервала спада импульса выходного напряжения u_2 высокочастотного инвертора (интервал t_2 — t_3 на рис. 6.2).

В нерегулируемых двухзвенных высокочастотных транзисторных преобразователях постоянного напряжения, для которых характерна близкая к прямоугольной форма напряжения на входе выпрямителя (см. рис. 6.1—6.3), емкость конденсатора выходного сглаживающего фильтра оказывается весьма эффективным источником ЭДС, облегчающим коммутацию мощных транзисторов инвертора. При этом конденсатор фильтра находится большую часть рабочего периода под напряжением, снимаемым с выхода инвертора, и разряжается только в течение сравнительно малого времени, когда происходит переключение выпрямительных диодов. При использовании такого фильтра, как правило, удается обеспечить достаточно малый уровень пульсаций напряжения на нагрузке при малых габаритах фильтра.

Эффективность использования емкостного сглаживающего фильтра на выходе высокочастотного транзисторного преобразователя постоянного напряжения резко ухудшается при значительных технологических разбросах значений прямых напряжений выпрямительных диодов и мощных транзисторов, большой несимметрии выходных полуобмоток силового трансформатора, т. е. усилении действия именно тех факторов, которые вызывают увеличение разбросов амплитудных значений напряжения u_2 на входе выпрямителя в обоих смежных полупериодах [1]. В качестве примера на рис. 6.4 приведены идеализированные временные диаграммы, характеризующие режим работы выходного выпрямителя с емкостным сглаживающим фильтром, когда амплитудные значения U'_2 и U''_2 не равны друг другу ($U'_2 > U''_2$).

В момент t_1 напряжение на входе выпрямителя начало уменьшаться. Ток i_{D1} , протекающий через открытый диод (или группу диодов) выпрямителя, уменьшается до нулевого значения, а затем

изменяет свое направление. После окончания рассасывания (момент t_2) этот ток резко падает и ранее открытые диоды выпрямителя полностью закрываются. Конденсатор фильтра, первоначально заряженный до напряжения $U'_2 - m_d U_{пр}$ (где m_d — число открытых диодов в каждом плече выпрямителя), начинает разряжаться на сопротивление нагрузки, а в интервале $t_1 - t_2$ — и на внутреннее сопротивление высокочастотного инвертора, приведенное ко вторичной обмотке его силового трансформатора. До тех пор пока уменьшающееся напряжение на конденсаторе фильтра u_n не достигает значения U''_2 , ток через все диоды выпрямителя не протекает.

В момент t_3 , когда это условие начало выполняться, происходит открывание диодов другого плеча выпрямителя, ток через которые обеспечивает питание нагрузки. Уменьшение напряжения на входе выпрямителя в момент t_4 вызывает дополнительный разряд конденсатора фильтра через закрывающиеся диоды выпрямителя до своего минимального напряжения (момент t_5), после чего вновь открываются открытые первоначально выпрямительные диоды и током i_{d1} конденсатор фильтра подзарядается до исходного напряжения $U'_2 - m_d U_{пр}$.

Из приведенных временных диаграмм видно, что емкостный сглаживающий фильтр в условиях заметного различия U'_2 и U''_2 характеризуется плохим сглаживанием пульсаций напряжения на нагрузке, причем последние содержат при этом две составляющие. Высокочастотная составляющая пульсаций выходного напряжения обусловлена ненулевой длительностью фронтов выпрямляемого напряжения и разрядом конденсатора фильтра через выпрямительные диоды в интервалах их коммутации. Низкочастотная составляющая пульсаций с частотой, равной частоте преобразования электроэнергии, обусловлена различием амплитуд импульсов выпрямляемого напряжения в смежных полупериодах работы преобразователя постоянного напряжения. При этом токи через оба плеча выпрямителя могут протекать в течение разных по длительности интервалов времени.

Увеличение емкости конденсатора фильтра с целью уменьшения уровня пульсаций напряжения на нагрузке приводит к усилению отмеченной несимметрии в токах. При достаточно большой емкости может наступить режим однополупериодного выпрямления, когда ток через одно из плеч выпрямителя протекать не будет. В этом случае силовой трансформатор высокочастотного транзисторного инвертора окажется в режиме резко несимметричной нагрузки и возникнет режим несимметричного перемагничивания его магнитопровода, при котором возможны его одностороннее насыщение и коммутационные перегрузки мощных транзисторов.

Тем не менее использование емкостного сглаживающего фильтра с конденсатором малой емкости (1,5—3 мкФ) при отношении 13—6310

тельно малой мощности нагрузки (10—20 Вт) позволяет реализовать весьма высокие частоты преобразования электроэнергии в рассматриваемых двухзвенных преобразователях постоянного напряжения. Так, для преобразователей, выполненных на базе высокочастотных транзисторных инверторов с внешним возбуждением и дополнительными обмотками ПОС, которые автоматически исключают режим «сквозных» токов, имеются данные, показывающие, что при выходной мощности 10—15 Вт удастся повысить частоту преобразования до 100 кГц и более при использовании в их силовой части весьма распространенных на практике мощных дрейфовых транзисторов типа КТ908А, высокочастотных выпрямительных диодов типов КД212А, КД907Г, а в качестве конденсатора сглаживающего фильтра — конденсаторов типа К10-17 емкостью 1,5 мкФ. Очевидно, что практическое использование мощных МДП-транзисторов в рассматриваемых преобразовательных устройствах даст возможность повысить в 5—10 раз максимальную частоту преобразования, однако в настоящее время опыт использования мощных МДП-транзисторов в двухзвенных высокочастотных преобразователях постоянного напряжения явно недостаточен.

Включение сглаживающего фильтра LC -типа на выход нерегулируемых двухзвенных высокочастотных преобразователей постоянного напряжения, как показано в § 2.1, вызывает режим кратковременного короткого замыкания на выходе транзисторного инвертора, что может привести к нарушению условий самовозбуждения автоколебаний и срыву нормальной работы инверторов с самовозбуждением. В некоторых случаях (при достаточно большой индуктивности дросселя сглаживающего фильтра и неглубокой ПОС) в схеме высокочастотного транзисторного инвертора с самовозбуждением возможен показанный на рис. 6.5 переход преобразователя в режим прерывистых автоколебаний [1].

Хотя на практике еще встречаются случаи включения на выход нерегулируемых двухзвенных высокочастотных преобразователей постоянного напряжения, выполненных на базе транзисторных инверторов с самовозбуждением, сглаживающих фильтров LC -типа с очень малой (десятки — сотни микрогенри) индуктивностью дросселя, однако выполнение условия повышения эффективности подавления пульсаций в выходных цепях таких преобразователей неизбежно связано с использованием на их выходе более сложных CLC -фильтров. Такие фильтры позволяют совместить положительные качества обоих простейших сглаживающих фильтров C - и LC -типов. Преимущества CLC -фильтра перед простейшим емкостным сглаживающим фильтром иллюстрированы на рис. 6.6 осциллограммами мгновенных значений переменной составляющей выходного напряжения одного и того же преобразователя постоянного напряжения при частоте преобразования электроэнергии 20 (рис. 6.6,а) и 70 (рис. 6.6,б) кГц. В обоих слу-

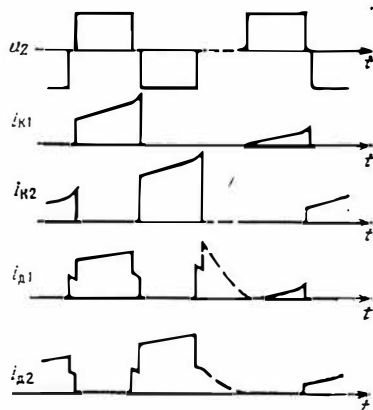


Рис. 6.5. Временные диаграммы, иллюстрирующие переход высокочастотного двухзвенного преобразователя постоянного напряжения в режим прерывистых автоколебаний



Рис. 6.6. Осциллограммы переменной составляющей выходного напряжения высокочастотного двухзвенного преобразователя постоянного напряжения при различных типах выходных сглаживающих фильтров и частотах выпрямляемого напряжения

чаях выходная мощность преобразователя 10 Вт, напряжение питания 25 В, масштаб осциллограмм по оси ординат один и тот же. Осциллограммы, отмеченные цифрой 1, относятся к простейшему емкостному фильтру (десять конденсаторов типа К52-1 емкостью по 33 мкФ каждый, масса фильтра 50 г); осциллограммы, отмеченные цифрой 2, соответствуют фильтру *CLC*-типа (керамический конденсатор емкостью 1 мкФ, высокочастотный дроссель с индуктивностью 30 мкГ, электролитический конденсатор типа К52-1 емкостью 33 мкФ, масса фильтра 15 г).

При проектировании выходных сглаживающих фильтров *CLC*-типа следует иметь в виду, что наличие паразитных индуктивностей монтажа и индуктивностей рассеяния обмоток силового трансформатора может приводить в случае малой емкости конденсатора $C'_ф$ (рис. 6.7) к появлению высокочастотных колебаний в кривой переменного напряжения на вторичных обмотках силового трансформатора, к колебательному характеру токов во вторичных цепях инвертора и коллекторах его силовых транзисторов. Для подавления таких колебаний последовательно с $C'_ф$ следует включать резистор R с малым сопротивлением около 1—3 Ом, как показано штрихом на рис. 6.7. Включение данного резистора качественно не изменяет общего характера процессов в двухзвенных высокочастотных транзисторных преобразователях постоянного напряжения.

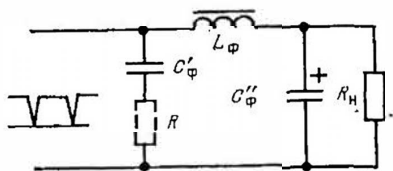


Рис. 6.7. Выходной фильтр CLC-типа

Выходной сглаживающий фильтр LC-типа является основным для двухзвенных преобразователей постоянного напряжения, выполненных на базе регулируемых высокочастотных транзисторных инверторов или нерегулируемых инверторов с внешним возбуждением и фиксированной задержкой момента открывания мощных транзисторов.

В данных преобразователях характер переходных процессов коммутации мощных транзисторов полностью идентичен характеру коммутации полупроводниковых приборов в простейших непосредственных преобразователях постоянного напряжения (см. рис. 1.4, а и 2.8, а), которые были рассмотрены выше. Временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие характер рабочих электромагнитных процессов в таких устройствах, изображены на рис. 6.8.

По аналогии с простейшими непосредственными преобразователями постоянного напряжения мгновенное значение тока в обмотке дросселя сглаживающего фильтра в интервалах существования импульсов выпрямляемого напряжения ($0 \leq t \leq \gamma_\phi T/2$) и в паузах между ними ($\gamma_\phi T/2 \leq t \leq T/2$) определяется соответственно выражениями:

для интервала $0 \leq t \leq \gamma_\phi T/2$

$$i'_{др} = I_n - (U_n/4L_\phi)(1 - \gamma_\phi)T + [(U_2 - U_n)/L_\phi]t; \quad (6.20)$$

для интервала $(\gamma_\phi T/2) \leq t \leq T/2$

$$i''_{др} = I_n + (U_n/4L_\phi)(1 - \gamma_\phi)T - (U_n/L_\phi)t. \quad (6.21)$$

Для удобства за начало отсчета времени в последних выражениях приняты соответствующие моменты появления или исчезновения импульсов выпрямляемого напряжения. Мгновенное значение

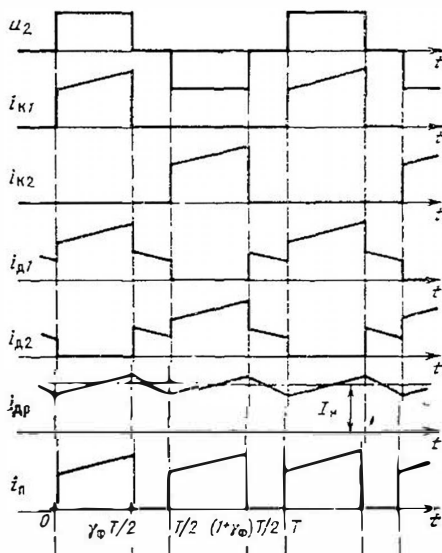


Рис. 6.8. Временные диаграммы токов и напряжений в схеме высокочастотного регулируемого двухзвенного преобразователя

ние тока коллектора каждого из мощных транзисторов инвертора в интервале $0 \leq t \leq \gamma_{\Phi} T/2$ равно $n_2 i'_{\text{др}}$; в интервале $(\gamma_{\Phi} T/2) \leq t \leq T/2$ ток через мощные транзисторы отсутствует, а его действующее значение может быть вычислено по формуле

$$I_{K \approx \Phi} = I_{\text{д.эфв}} n_2 \sqrt{2}, \quad (6.22)$$

$$\text{где } (I_{\text{д.эфв}})^2 = \left[I_{\text{н}} - \frac{U_{\text{н}}}{4L_{\Phi}} (1 - \gamma_{\Phi}) T \right]^2 + \frac{U_2 - U_{\text{н}}}{2L_{\Phi}} \times \\ \times \gamma_{\Phi} T \left[I_{\text{н}} - \frac{U_{\text{н}}}{4L_{\Phi}} (1 - \gamma_{\Phi}) T \right] + \frac{1}{3} \left[\frac{U_2 - U_{\text{н}}}{2L_{\Phi}} \gamma_{\Phi} T \right]^2.$$

Мгновенное значение тока каждого из выпрямительных диодов в интервале $0 \leq t \leq \gamma_{\Phi} T/2$ равно $i'_{\text{др}}$, а в интервале $(\gamma_{\Phi} T/2) \leq t \leq T/2 - i''_{\text{др}}/2$. Среднее значение этого тока равно $I_{\text{н}}/2$, а действующее значение

$$I_{\text{д.эфф}} = \sqrt{\frac{\gamma_{\Phi}}{2} (I_{\text{д.эфв}})^2 + \frac{1 - \gamma_{\Phi}}{2} (I_{\text{д}}^*)^2}, \quad (6.23)$$

$$\text{где } (I_{\text{д}}^*)^2 = [I_{\text{н}} + (U_{\text{н}}/4L_{\Phi}) (1 - \gamma_{\Phi}) T]^2 - (U_{\text{н}}/2L_{\Phi}) (1 - \gamma_{\Phi}) T [I_{\text{н}} + \\ + (U_{\text{н}}/4L_{\Phi}) (1 - \gamma_{\Phi}) T] + \frac{1}{3} [(U_{\text{н}}/2L_{\Phi}) (1 - \gamma_{\Phi}) T]^2.$$

Характерной особенностью работы на выпрямитель с фильтром LC-типа высокочастотных регулируемых инверторов или инверторов с внешним возбуждением и фиксированной задержкой моментов открывания мощных транзисторов является режим короткого замыкания в паузах между импульсами выпрямляемого напряжения, сопровождающийся одновременным протеканием тока через все выпрямительные диоды (см. рис. 6.8).

Дроссель сглаживающего фильтра L_{Φ} в регулируемых двухзвенных преобразователях постоянного напряжения может быть включен и на первичной стороне инвертора [73]. В этом случае удастся существенно ослабить коммутационные перегрузки мощных транзисторов, исключив нежелательный режим «сквозных» токов, который обусловлен несимметричным перемагничиванием силового трансформатора из-за технологических разбросов параметров используемых элементов. Для многоканальных преобразователей удастся заметно уменьшить суммарную массу и габариты реактивных элементов фильтров за счет увеличения удельной мощности сглаживающего дросселя и исключения дросселей в выходных цепях постоянного тока. На рис. 6.9 приведены основные схемы высокочастотных двухзвенных преобразователей постоянного напряжения, выполненных на базе регулируемого транзисторного инвертора с дросселем в цепи его питания.

В преобразователе, схема которого приведена на рис. 6.9,а, при открывании мощного транзистора $VT1$ происходит накопление энергии в дросселе L_Φ и частичная передача энергии в нагрузку через выпрямительный диод $VD2$. Напряжение на вторичной полуобмотке силового трансформатора $\omega 21$ за счет энергии конденсатора фильтра C_Φ поддерживается постоянным и примерно равным напряжению на нагрузке, напряжение на первичной полуобмотке $\omega 11$ также постоянно и равно U_n/n_2 , напряжение на обмотке дросселя L_Φ равно $U_n - U_n/n_2$ и в течение рассматриваемого интервала не изменяется. После закрывания $VT1$ и открывания $VT3$ первичная полуобмотка силового трансформатора $\omega 11$ подключается параллельно обмотке дросселя L_Φ и ранее накопленная в нем энергия передается в нагрузку. Мгновенные значения напряжений на полуобмотках $\omega 11$ и $\omega 21$ остаются неизменными, токи в первичной и вторичной цепях инвертора изменяются

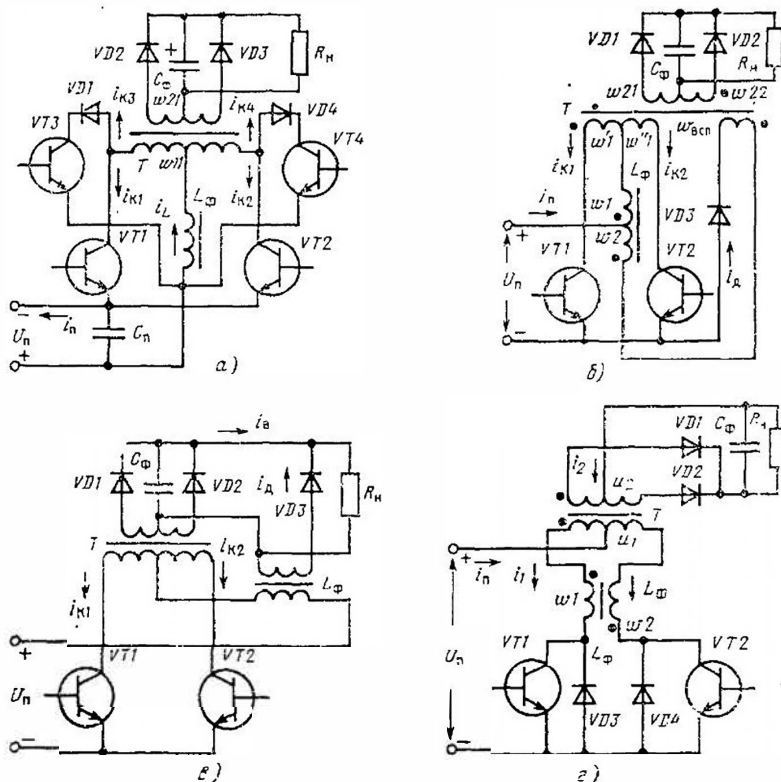


Рис. 6.9. Основные схемы регулируемых двухзвенных преобразователей постоянного напряжения с дросселем в цепи питания транзисторного регулируемого инвертора

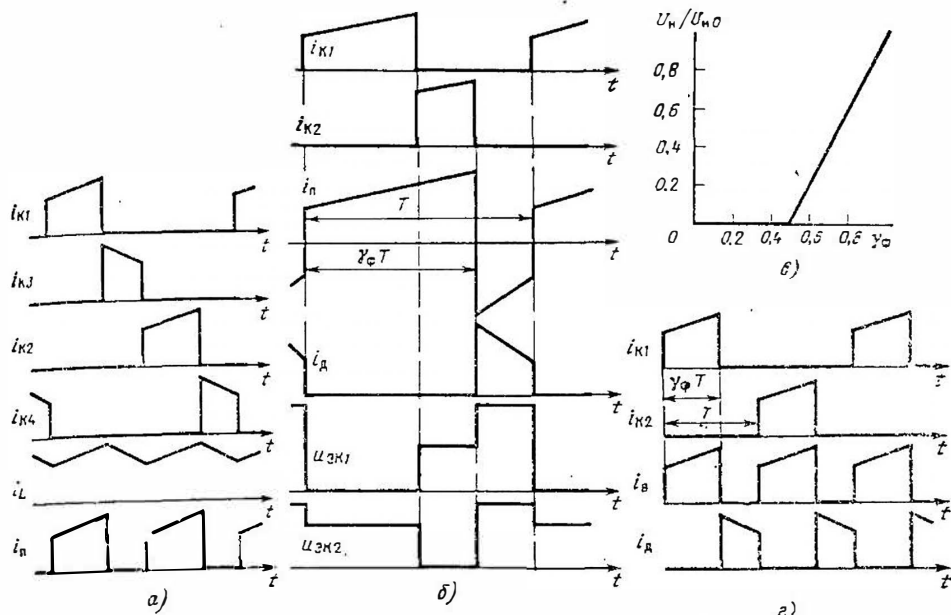
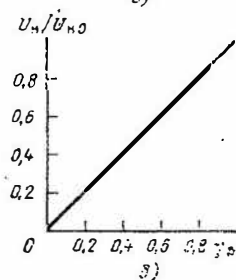


Рис. 6.10. Временные диаграммы, характеризующие рабочие процессы в высокочастотных двухзвенных преобразователях с дросселем в цепи питания регулируемого транзисторного инвертора, и регулировочные характеристики преобразователей по рис. 6.9,б, в



по линейным законам, нарастая при открытом состоянии $VT1$ и спадая при его закрывании. При открывании мощного транзистора $VT2$, а затем при его закрывании процессы в схеме рассматриваемого преобразователя повторяются. Временные диаграммы, иллюстрирующие характер рабочих электромагнитных процессов в нем, приведены на рис. 6.10,а.

В высокочастотном преобразователе постоянного напряжения, схема которого приведена на рис. 6.9,б, при открывании мощного транзистора $VT1$ энергия, потребляемая от источника питания с напряжением U_n , частично передается в нагрузку через вторичную полуобмотку $\omega 2I$ и диод $VD1$, частично накапливается в дросселе L_ϕ . При закрывании $VT1$ и открывании $VT2$ полярности напряжений на обмотках силового трансформатора изменяются, через обмотку дросселя L_ϕ продолжает нарастать ток, а питание на-

грузки осуществляется через полуобмотку ω_{22} и выпрямительный диод VD_2 .

Мгновенные значения напряжений на вторичной и первичной полуобмотках силового трансформатора при открытом состоянии VT_1 и VT_2 одинаковы и практически неизменны во времени благодаря действию конденсатора фильтра C_Φ . В момент закрывания VT_2 энергия, накопленная ранее в дросселе L_Φ , через открывшийся диод VD_3 и дополнительную обмотку силового трансформатора частично возвращается (рекуперировать) в источник питания, частично расходуется в нагрузку. Выпрямительный диод VD_2 продолжает оставаться открытым, а в силу этого мгновенные значения напряжений на обмотках трансформатора не изменяются.

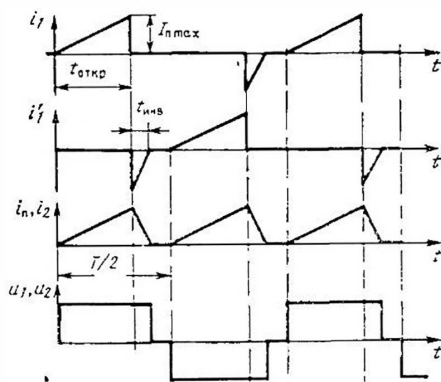
Процессы в схеме рассматриваемого преобразователя повторяются в момент очередного открывания мощного транзистора VT_1 и смены полярности выпрямляемого напряжения. Временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие рабочие процессы в таком преобразователе, приведены на рис. 6.10,б, а его регулировочная характеристика — на рис. 6.10,в. При $\gamma_\Phi \rightarrow 0,5$ накапливаемая в дросселе L_Φ энергия в режиме открытого состояния транзистора VT_1 полностью возвращается в источник питания при его закрывании через диод VD_3 , а длительность открытого состояния VT_2 стремится к нулевому значению. При $\gamma_\Phi \rightarrow 1$ через обмотку дросселя L_Φ протекает постоянный ток, а преобразователь ведет себя подобно нерегулируемому двухзвенному преобразователю с источником тока на входе.

Для наиболее эффективного использования такого высокочастотного преобразователя постоянного напряжения в [73] рекомендуется выбирать следующее соотношение витков обмоток дросселя и силового трансформатора: $\omega_2/\omega_1 = \omega_{всп}/\omega'_1 = \omega_{всп}/\omega''_1 = 1$.

При относительно небольшом числе выходных каналов постоянного тока высокочастотные преобразователи постоянного напряжения могут выполняться по схеме, изображенной на рис. 6.9,в. Здесь дроссель L_Φ имеет столько вторичных обмоток, сколько выходных каналов у преобразователя, первичная обмотка по-прежнему включена в цепь питания регулируемого высокочастотного транзисторного инвертора. Временные диаграммы, иллюстрирующие характер рабочих процессов в таком преобразователе, приведены на рис. 6.10,г.

Во время открытого состояния мощных транзисторов VT_1 и VT_2 электроэнергия частично передается в нагрузку через диоды VD_1 и VD_2 (см. временные диаграммы тока i_Φ на рис. 6.10,г), а частично накапливается в дросселе L_Φ . В моменты закрытого состояния транзисторов VT_1 и VT_2 накопленная в дросселе L_Φ энергия частично возвращается через возвратный диод VD_3 в нагрузку. При большом числе выходных каналов преобразователя постоянного напряжения эта энергия должна передаваться во все нагрузки одновременно, для чего требуется столько обмоток и возвратных ди-

Рис. 6.11. Временные диаграммы, характеризующие рабочие процессы в высокочастотных двухзвенных преобразователях постоянного напряжения с дросселем переменного тока в цепи питания регулируемого инвертора (см. рис. 6.9,з)



одов, сколько изолированных нагрузок имеет преобразователь. В [73] рекомендуется выполнять силовой трансформатор и дроссель L_{ϕ} с одинаковым соотношением между витками вторичных и первичных обмоток. Регулировочная характеристика высокочастотного двухзвенного преобразователя, схема которого изображена на рис. 6.9,в, приведена на рис. 6.10,д и описывается простым выражением

$$U_n/U_{n0} = \gamma_{\phi}. \quad (6.24)$$

К основным недостаткам всех высокочастотных двухзвенных транзисторных преобразователей постоянного напряжения с фильтром LC -типа на выходе относятся их плохие динамические характеристики в режиме импульсной нагрузки. Скачкообразные изменения тока нагрузки в широких пределах при постоянстве (или малом изменении) тока в дросселе фильтра являются причиной значительных динамических ошибок регулирования, большой динамической неустойчивости выходного напряжения и требуют для их уменьшения значительного увеличения емкости конденсатора выходного сглаживающего фильтра.

Меньшей инерционностью и лучшими динамическими характеристиками обладают регулируемые двухзвенные преобразователи постоянного напряжения с фильтром LC -типа, выполненные на базе инвертора с дросселем переменного тока в цепи питания. Простейшая схема такого преобразователя приведена на рис. 6.9,з, а временные диаграммы, иллюстрирующие ее работу, — на рис. 6.11.

В таком преобразователе последовательно с каждой первичной полуобмоткой силового трансформатора включена одна обмотка линейного дросселя L_{ϕ} . Пусть, например, в открытом состоянии находится транзистор VT_1 , напряжения на вторичной и первичной полуобмотках силового трансформатора неизменны во времени и равны соответственно U_n и U_n/n_2 . К обмотке w_1 дросселя L_{ϕ} приложено постоянное напряжение, равное $U_n - U_n/n_2$, а ток в первич-

ной полуобмотке силового трансформатора нарастает по линейному закону $i_1 = (U_n - U_n/n_2)t/L_\Phi$. По линейному же закону нарастает и ток во вторичной обмотке трансформатора. При закрывании $VT1$ энергия, накопленная в L_Φ на предыдущем интервале, возвращается в источник питания через возвратный диод $VD4$ и частично передается в нагрузку. На первичных полуобмотках силового трансформатора полярность напряжений и их амплитуда не изменяются под действием конденсатора фильтра, а к обмотке w_2 дросселя L_Φ прикладывается напряжение $U_n + U_n/n_2$ и ток в цепи питания преобразователя спадает по линейному закону за время $t_{\text{лив}} = L_\Phi I_{\text{п max}} / (U_n + U_n/n_2)$, где $I_{\text{п max}}$ — амплитуда тока питания, равная $I_{\text{п max}} = (U_n - U_n/n_2)t_{\text{откр}}/L_\Phi$, а $t_{\text{откр}}$ — длительность открытого состояния транзистора.

В приведенной на рис. 6.9,2 схеме двухзвенного высокочастотного преобразователя постоянного напряжения магнитные потоки в дросселе и силовом трансформаторе изменяются во времени по идентичным законам, что дает возможность [73] объединить эти два мощных электромагнитных элемента в одном более сложном функциональном узле. Для осуществления процесса регулирования напряжения на нагрузке во всех преобразователях с дросселем, включенным в цепь питания высокочастотного регулируемого транзисторного инвертора, необходимо, чтобы отношение средних значений токов, потребляемых от источника и передаваемых в нагрузку, было бы функцией угла регулирования φ .

На практике помимо использования высокочастотных двухзвенных преобразователей постоянного напряжения непосредственно для питания электрически изолированных от питающей сети и друг от друга различных нагрузок встречаются также случаи использования этих преобразовательных устройств в качестве разнообразных вольтодобавочных или вольтовывчитающих устройств, обеспечивающих регулирование только части мощности, передаваемой от источника питания в нагрузку. В качестве примера такого использования высокочастотных двухзвенных преобразователей постоянного тока на рис. 6.12 изображены две наиболее типичные схемы импульсных преобразовательных устройств, в которых напряжение на нагрузке превышает питающее напряжение U_n , а мощные транзисторы высокочастотного инвертора коммутируют часть мощности нагрузки. Электрическая изоляция нагрузки от источника питания в данных устройствах не обеспечивается.

Рассмотрим подробнее работу преобразователя, схема которого изображена на рис. 6.12,а, б. Временные диаграммы токов и напряжений для режима непрерывного тока в дросселе фильтра L_Φ приведены на рис. 6.13,а, для режима прерывистого тока — на рис. 6.13,б. Пусть в интервале $0 \leq t \leq t_1$ мощный транзистор $VT1$ открыт, а мощный транзистор $VT2$ закрыт. Для данного состояния схемы полярности напряжений на обмотках силового трансформатора указаны на рис. 6.12,а. Диод $VD1$ открыт, и ко входу фильтра

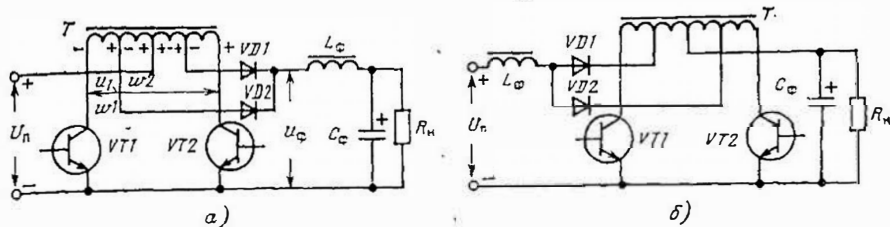


Рис. 6.12. Регулируемые высокочастотные двухзвенные преобразователи постоянного напряжения с вольтодобавочным устройством

LC-типа прикладывается напряжение, равное $U_{\Phi} = (1 + n_1) U_{\text{н}}$, где $n_1 = \omega_2 / \omega_1$. Ток через обмотку дросселя фильтра нарастает по линейному закону

$$i_{\text{др}} = I_{\text{др}}(0) + \frac{(1 + n_1) U_{\text{н}} - U_{\text{н}}}{L_{\Phi}} t \quad (6.25)$$

и в конце интервала, длительность которого равна $\gamma_{\Phi} T$, достигает своего максимального значения

$$I_{\text{др max}} = I_{\text{др}}(0) + \frac{(1 + n_1) U_{\text{н}} - U_{\text{н}}}{L_{\Phi}} \gamma_{\Phi} T, \quad (6.26)$$

где $I_{\text{др}}(0)$ — ток в обмотке дросселя L_{Φ} в начальный момент $t=0$. Если пренебречь потерями энергии в трансформаторе, то ток кол-

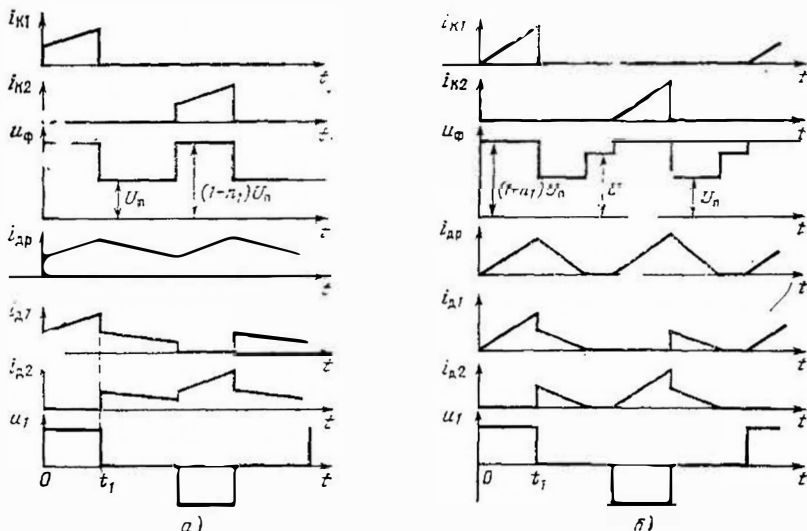


Рис. 6.13. Временные диаграммы, иллюстрирующие характер рабочих процессов в преобразователях по рис. 6.12,а

лктора открытого транзистора пропорционален току дросселя и равен $i_{K1} = n_1 i_{др}$.

После того как $VT1$ переключился в закрытое состояние, напряжения на обмотках силового трансформатора будут равны нулю, диоды $VD1$ и $VD2$ открыты и ко входу фильтра прикладывается напряжение, равное напряжению питания U_n . Ток в обмотке дросселя спадает по линейному закону

$$i_{др} = I_{др \max} - (U_n - U_n) t / L_\Phi. \quad (6.27)$$

Как и для непосредственных преобразователей постоянного напряжения, в данном случае возможны два режима: непрерывного тока в обмотке дросселя L_Φ , когда к моменту очередного включения силового транзистора $VT2$ ток превышает нулевое значение, т. е. $I_{др}(0) > 0$, и прерывистого тока, когда ток в обмотке дросселя L_Φ становится равным нулю раньше, чем произойдет открывание $VT2$.

Для режима непрерывного тока регулировочная характеристика имеет вид $K = 1 + n_1 \gamma_\Phi$, а граница этого режима соответствует неравенству [64]

$$2L_\Phi / R_n T > \gamma_\Phi (1 - \gamma_\Phi) / (\gamma_\Phi + 1/n_1). \quad (6.28)$$

В режиме прерывистого тока коэффициент передачи напряжения

$$K = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{n_1 \gamma_\Phi^2}{d_{пр}} \right) + \sqrt{\frac{1}{4} \left(1 - \frac{n_1 \gamma_\Phi^2}{d_{пр}} \right)^2 + \frac{\gamma_\Phi^2 (1 + n_1) n_1}{d_{пр}}}, \quad (6.29)$$

где $d_{пр} = 2L_\Phi / R_n T$.

Анализ последнего выражения показывает, что для рассмотренного преобразователя постоянного напряжения (см. рис. 6.12,а), как и для простейших непосредственных преобразователей подобного назначения, рассмотренных в § 5.2, коэффициент передачи напряжения в режиме прерывистого тока в обмотке дросселя фильтра характеризуется переменной величиной при изменении сопротивления нагрузки. Регулировочные характеристики данного преобразователя изображены на рис. 6.14 для разных значений $d_{пр}$ и n_1 [64]. Режиму непрерывного тока на этих характеристиках соответствуют линейные участки, режиму прерывистого тока — нелинейные. Очевидно, что характер рабочих процессов в рассмотренном выше преобразователе не изменится, если в высокочастотном регулируемом транзисторном инверторе вместо мощных биполярных транзисторов будут использованы мощные МДП-транзисторы.

Двухзвенные высокочастотные преобразователи постоянного напряжения в современной технике вторичного электропитания РЭА являются наиболее массовыми, широко распространенными на практике мощными электротехническими устройствами. Процесс

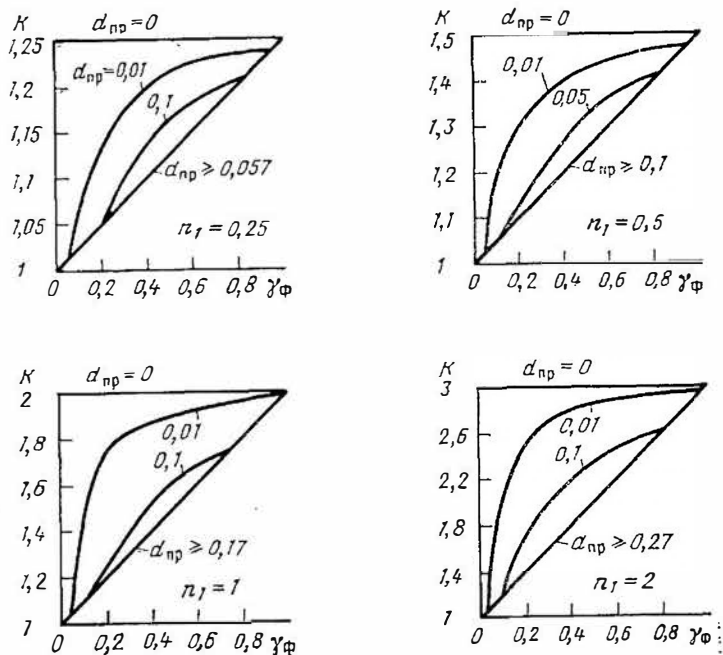


Рис. 6.14. Регулировочные характеристики преобразователя по рис. 6.12,а

совершенствования их технического уровня в части миниатюризации, повышения экономичности и надежности в значительной степени обусловлен прогрессом в разработке и совершенствовании переносных, передвижных и стационарных автономных объектов различного назначения, снабженных автономными источниками электроэнергии типа аккумуляторных или солнечных батарей, топливных элементов, ядерных или радиоизотопных источников. Характерной особенностью работы таких высокочастотных преобразователей является большая относительная нестабильность питающего напряжения, которая достигает значений $\pm (20-30)\%$ и более, что обусловлено воздействием различных эксплуатационных факторов — глубокого разряда и заряда аккумуляторных батарей, изменения степени освещенности поверхности солнечных батарей и т. п. В то же время современная РЭА, выполняемая, как правило, на полупроводниковых приборах, ИС высокой степени интеграции (БИС и СБИС), предъявляет жесткие требования к качеству питающих ее напряжений. Так, в большинстве случаев их допустимая относительная суммарная нестабильность не должна превышать $\pm (3-5)\%$, а в ряде случаев $\pm (0.1-1)\%$ и менее.

По этой причине важное место в разработке высокочастотных двухзвенных преобразователей постоянного напряжения занимает

вопрос стабилизации их выходных напряжений во всех условиях эксплуатации при воздействии совокупности различных по характеру дестабилизирующих факторов — изменения питающего напряжения (как плавном, так и скачкообразном), изменения сопротивления нагрузки, рабочей температуры и т. п.

6.2. СТАБИЛИЗИРОВАННЫЕ ДВУХЗВЕННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Все многообразие встречающихся на практике стабилизированных двухзвенных высокочастотных преобразователей постоянного напряжения можно свести к относительно небольшому числу типовых унифицированных функциональных схем, изображенных на рис. 6.15.

Наиболее простая функциональная схема (рис. 6.15, а) содержит регулируемый высокочастотный транзисторный инвертор PI , с выхода которого модулированные импульсы прямоугольной формы в виде переменного напряжения подаются на входы выпрямителей $B1, B2, B3, \dots, B_n$ (где n — число выходных каналов стабилизированного преобразователя). Указанные выпрямители с выходными фильтрами LC -типа $\Phi 1, \Phi 2, \dots, \Phi_n$ преобразуют поступающие на их входы последовательности импульсов в напряжения постоянного тока и одновременно сглаживают их пульсации. Централизованная стабилизация одновременно всех выходных напряжений преобразователя достигается изменением относительной длительности импульсов переменного напряжения на выходе PI под действием сигнала ООС, снимаемого со схемы обратной свя-

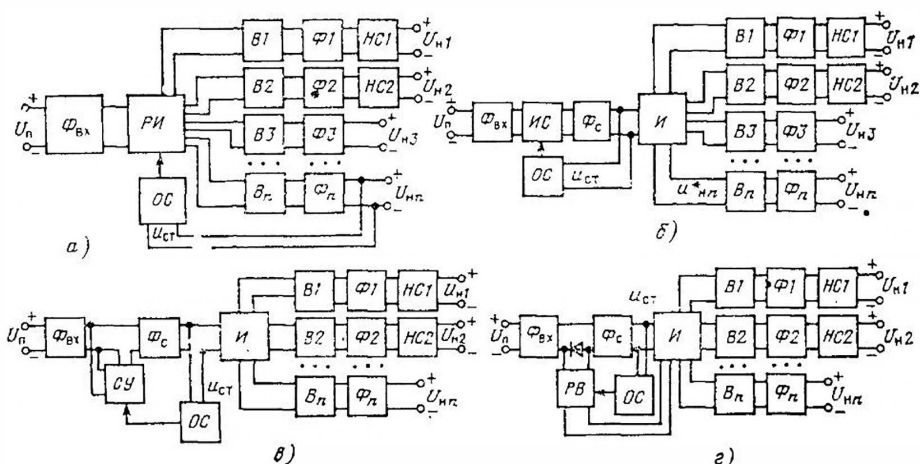


Рис. 6.15. Типовые функциональные схемы стабилизированных многоканальных высокочастотных двухзвенных транзисторных преобразователей постоянного напряжения с централизованной стабилизацией выходных напряжений

зи *ОС*. Последняя может быть подключена принципиально к любому одному (обычно наиболее мощному) выходу стабилизированного преобразователя. Основные схемы регулируемых высокочастотных транзисторных инверторов, нагруженных на выпрямитель с фильтром *LC*-типа, и происходящие в них процессы рассмотрены в § 6.1; там же отмечено, что для уменьшения массы, объема и габаритов реактивных элементов преобразователя при большом числе выходных каналов постоянного тока дроссель фильтра принципиально может быть единственным и включаться на входе *РИ*.

Совмещение функций преобразования напряжений и стабилизации их значений в одном мощном функциональном узле — регулируемом высокочастотном инверторе — позволяет исключить лишние преобразования электрической энергии, существенно упростить силовую схему стабилизированного многоканального преобразователя и повысить его КПД. Однако сравнительно плохие динамические свойства сглаживающих фильтров *LC*-типа, приводящие к сильным изменениям выходных напряжений преобразователей в моменты изменения одной или нескольких нагрузок, обуславливают необходимость включения по многим выходным каналам дополнительных непрерывных стабилизаторов постоянного напряжения (на рис. 6.15,а показаны в виде *НС1*, *НС2*, ...). По причине увеличения числа выходных каналов стабилизированного высокочастотного преобразователя постоянного напряжения при одновременном повышении уровня требований к качеству вторичных питающих напряжений, что является характерным для современного развития РЭА, эффективность рассматриваемой функциональной схемы снижается. Ее применение оказывается наиболее целесообразным при сравнительно малом числе (не более двух — пяти) выходных каналов, когда нагрузка по каждому из них в процессе работы преобразователя изменяется в сравнительно небольших пределах.

Следует отметить, что в стабилизированных высокочастотных преобразователях постоянного напряжения, в которых реализована функциональная схема, рассмотренная выше, спектральный состав пульсаций всех выходных напряжений в процессе автоматического регулирования будет изменяться. Для некоторых потребителей электроэнергии, чувствительных к спектру высших гармоник питающего напряжения, это может оказаться неприемлемым, что ограничивает возможности данной функциональной схемы. Кроме того, для нее характерно плохое использование мощных транзисторов в регулируемом инверторе по току и напряжению, так как они должны выбираться с учетом максимальных значений питающего напряжения и потребляемого тока, который, в свою очередь, будет соответствовать минимальным значениям напряжения питания.

Централизованную стабилизацию одновременно всех выходных напряжений в многоканальном высокочастотном преобразователе постоянного напряжения позволяют также реализовать функцио-

нальные схемы, изображенные на рис. 6.15,б—г. В схеме, приведенной на рис. 6.15,б, на вход нерегулируемого транзисторного высокочастотного инвертора I включен импульсный стабилизатор $ИС$ со сглаживающими фильтрами LC -типа на входе и выходе, который обеспечивает постоянство напряжения питания инвертора во всех условиях его работы. При относительно малом внутреннем сопротивлении инвертора и выходных выпрямителей $B1, B2, B3, \dots, B_n$ с емкостными сглаживающими фильтрами $\Phi1, \Phi2, \Phi3, \dots, \Phi_n$ это условие является достаточным для стабилизации выходных напряжений преобразователя по каждому из его выходных каналов. В качестве импульсного стабилизатора может быть использован любой непосредственный преобразователь постоянного напряжения, рассмотренный в § 5.2, который для осуществления импульсного регулирования должен охватываться контуром ООС.

Сглаживающий фильтр $\Phi_{вх}$ с одной стороны защищает высокочастотный преобразователь постоянного напряжения от помех, поступающих на его вход по линии питания, а с другой стороны, уменьшает помехи от самого преобразователя, наводимые в той же линии питания. Выходной фильтр стабилизатора Φ_c обеспечивает демодуляцию однополярных модулированных импульсов на выходе стабилизатора. Как и для предыдущей функциональной схемы, плохие динамические свойства фильтра Φ_c в данном случае являются основной причиной появления сильных динамических изменений всех выходных напряжений в моменты скачкообразных изменений величин одной или нескольких нагрузок преобразователя, а также в моменты его начального запуска. Поэтому для выполнения многоканального стабилизированного высокочастотного преобразователя по данному варианту приходится, как и в предыдущем случае, использовать в большом числе выходных каналов непрерывные стабилизаторы постоянного напряжения $НС1, НС2, \dots$

Использование одного дросселя сглаживающего фильтра Φ_c и исключение благодаря этому дросселей в выходных сглаживающих фильтрах позволяют заметно сократить массу и габариты используемых в преобразователе реактивных элементов, хотя и может потребовать включения в некоторых выходных каналах преобразователя дополнительных высокочастотных помехоподавляющих фильтров.

По сравнению с предыдущей функциональной схемой (см. рис. 6.15,а) данная обладает рядом следующих преимуществ. Существенно лучше используются мощные полупроводниковые приборы вследствие питания инвертора стабильным напряжением с выхода $ИС$. Выходные сглаживающие фильтры C -типа обеспечивают существенно лучший характер процессов быстрой коммутации мощных транзисторов, меньшие мгновенные перегрузки, меньшие потери энергии на коммутацию, большие рабочие частоты преобразования электроэнергии. К недостаткам следует отнести дополнительное преобразование электроэнергии в импульсном стабилизаторе,

как следствие этого более сложную конфигурацию силовой схемы и дополнительные потери энергии в централизованном стабилизаторе ИС.

В современных средствах вторичного электропитания РЭА функциональная схема, изображенная на рис. 6.15,б, используется обычно при суммарной выходной мощности преобразователя от 5—10 до 100—300 Вт, числе выходных каналов от 3—5 до 15—30, частотах преобразования электроэнергии от единиц до 50—100 кГц и более.

При малой мощности многоканального высокочастотного стабилизированного преобразователя постоянного напряжения (1—3 Вт) на вход нерегулируемого транзисторного инвертора И вместо импульсного стабилизатора ИС и сглаживающих фильтров $\Phi_{\text{вх}}$ и $\Phi_{\text{с}}$ (см. рис. 6.15,б) может включаться непрерывный стабилизатор постоянного напряжения, который обеспечивает высокие динамические свойства преобразователей при резких коммутациях токов их нагрузок и изменениях питающего напряжения, а также хорошую помехозащищенность РЭА от воздействия паразитных помех по цепи источника питания. Стабилизаторы непрерывного действия в лучшей степени, чем импульсные стабилизаторы, поддаются микроминиатюризации с помощью более совершенной полупроводниковой технологии, так как они не содержат в своем составе реактивных элементов. Разработка и освоение отечественной электронной промышленностью серии интегральных стабилизаторов непрерывного действия (серия К142) дали возможность существенно сократить их массу и габариты, сделать их достаточно малогабаритными и совместимыми с современной элементной базой РЭА. Однако основной недостаток таких стабилизаторов — их низкий КПД, минимальное значение которого не превышает $U_{\text{п min}}/U_{\text{п max}}$ (где $U_{\text{п max}}$ и $U_{\text{п min}}$ — соответственно верхняя и нижняя границы значений питающего напряжения), — не позволяет использовать их в качестве централизованного стабилизирующего устройства в рассматриваемых двухзвенных многоканальных высокочастотных преобразователях постоянного напряжения при суммарной мощности нагрузок свыше 5—10 Вт и типом для современной РЭА значении отношения $U_{\text{п max}}/U_{\text{п min}} \geq 1,2—1,5$.

Непрерывные стабилизаторы по своему принципу действия не являются высокочастотными преобразователями электроэнергии, которым посвящена настоящая книга, поэтому они здесь не рассматриваются. Заинтересованный читатель может найти исчерпывающую информацию об их схемных особенностях, способах использования, характеристиках в [74] и периодической печати.

В функциональных схемах, изображенных на рис. 6.15,в, г, выходное напряжение стабилизирующего устройства суммируется на входе инвертора с напряжением питания таким образом, чтобы их сумма во всех режимах и условиях эксплуатации оставалась неизменной и равной $U_{\text{п max}}$. При этом стабилизирующее устройство

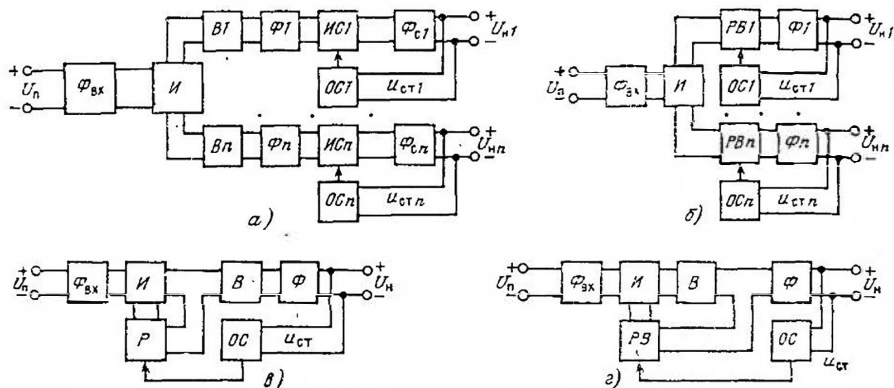


Рис. 6.16. Типовые функциональные схемы стабилизированных многоканальных двухзвенных транзисторных преобразователей постоянного напряжения с индивидуальной стабилизацией автономно каждого выходного напряжения

($СУ$ на рис. 6.15,а или $РВ$ на рис. 6.15,з) преобразует значительно меньшую энергию, чем в схеме, изображенной на рис. 6.15,б. В качестве $СУ$ в функциональной схеме, приведенной на рис. 6.15,а, может быть использован регулируемый преобразователь постоянного напряжения, основные схемы которого рассмотрены в § 6.1. Наилучшими эксплуатационными характеристиками будут в данном случае обладать схемы $СУ$, изображенные на рис. 6.12.

В схеме на рис. 6.15,з функцию $СУ$ на входе мощного высокочастотного транзисторного инвертора выполняет регулируемый выпрямитель $РВ$, подключенный к одной из вторичных обмоток инверторного трансформатора. Относительно функциональной схемы стабилизированного высокочастотного многоканального преобразователя постоянного напряжения, изображенной на рис. 6.15,з, следует отметить, что по мере расширения пределов изменения питающего напряжения мощность $РВ$ будет заметно возрастать. При этом масса и габариты преобразователя в целом резко увеличиваются, а за счет значительного увеличения потерь электроэнергии в $СУ$ падает его КПД.

Существенно меньшая по сравнению с функциональной схемой, изображенной на рис. 6.15,б, мощность $СУ$ обуславливает значительно лучшие массогабаритные характеристики фильтра $Ф_c$ и преобразователя в целом при выполнении его по одной из двух последних функциональных схем (рис. 6.15,а, з). Поэтому такие схемы обычно реализуются в многоканальных высокочастотных стабилизированных преобразователях постоянного напряжения при суммарной мощности нагрузок более 100—300 Вт. Схема, приведенная на рис. 6.15,з, на практике используется при сравнительно малых (менее $\pm 10\%$) пределах изменения питающего напряжения

U_n , когда суммарный КПД централизованного инвертора I и регулируемого выпрямителя PB достаточно высок.

Индивидуальную стабилизацию напряжения по каждому из выходных каналов высокочастотного преобразователя постоянного напряжения позволяют осуществить функциональные схемы, изображенные на рис. 6.16. В схеме на рис. 6.16,а в каждый выходной канал преобразователя включен свой импульсный стабилизатор $ИС1, ИС2, \dots, ИС_n$ постоянного напряжения, охваченный контуром ООС. Централизованный высокочастотный транзисторный инвертор выполняется нерегулируемым и подключается к источнику электроэнергии через сглаживающий фильтр $\Phi_{вх}$, а автоматическая стабилизация каждого выходного напряжения производится автономно вне зависимости от параметров остальных выходных напряжений.

Вместо импульсных стабилизаторов $ИС1, ИС2, \dots, ИС_n$ со сглаживающими фильтрами LC -типа $\Phi_{с1}, \Phi_{с2}, \dots, \Phi_{сn}$ в выходных каналах стабилизированного преобразователя по рис. 6.16,а могут быть использованы непрерывные стабилизаторы постоянного напряжения, преимущества и недостатки которых кратко рассмотрены выше.

В каждый выходной канал стабилизированного высокочастотного преобразователя, выполненного по схеме, приведенной на рис. 6.16,б, включен свой регулируемый выпрямитель $PB1, PB2, \dots, PB_n$ со сглаживающим фильтром LC -типа ($\Phi1, \Phi2, \dots, \Phi_n$), охваченный своим собственным контуром ООС. В схеме, изображенной на рис. 6.16,в, выходные выпрямители выполняются нерегулируемыми, а роль стабилизирующего устройства играет мало-мощный регулятор переменного напряжения P . Модулированный импульсный сигнал, снимаемый с его выхода, суммируется на входе выпрямителя B с переменным напряжением, поступающим с соответствующего выхода нерегулируемого транзисторного инвертора.

В отличие от схемы, изображенной на рис. 6.16,б, регулируемые выпрямители которой рассчитаны на полную мощность соответствующих нагрузок, выходная мощность регулируемого выпрямителя PB в схеме на рис. 6.16,г оказывается существенно меньшей, что приводит к уменьшению габаритов и массы сглаживающего фильтра Φ . К недостаткам последней схемы следует отнести ее большую сложность по сравнению со схемой, изображенной на рис. 6.16,б.

Отметим, что все функциональные схемы стабилизированных высокочастотных многоканальных преобразователей постоянного напряжения (см. рис. 6.16), позволяющие реализовать индивидуальную стабилизацию автономно каждого выходного напряжения, хотя и дают возможность принципиально обеспечить их более высокую стабильность в процессе эксплуатации, однако при большом числе выходных каналов становятся неэффективными из-за

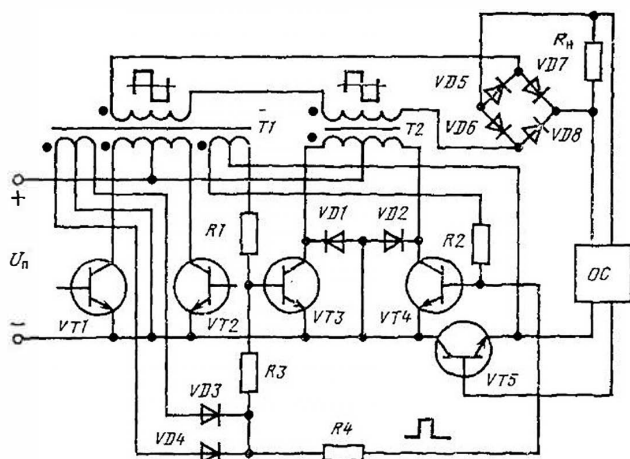


Рис. 6.17. Высокочастотный регулируемый преобразователь постоянного напряжения без сглаживающего LC-фильтра

их значительного усложнения, увеличения массы и габаритов. В этих условиях предпочтение следует отдавать преобразователям с централизованной стабилизацией (см. рис. 6.15) и единым стабилизирующим устройством, включая дополнительные стабилизаторы только в те выходные каналы, в которых не удастся обеспечить требуемую стабильность выходных напряжений.

Во всех рассмотренных выше схемах высокочастотных стабилизированных преобразователей постоянного напряжения, где в качестве сглаживающих фильтров используются фильтры LC-типа, последние, как было отмечено выше, являются основной причиной значительных динамических всплесков и провалов уровня напряжения на нагрузке при ее импульсном характере, а также при включении преобразователя. Для исключения такого фильтра Л. Е. Смольников и Н. Н. Лаптев предложили способ стабилизации (регулирования) выходного напряжения, названный цифровым. В [75 и др.] на базе этого способа разработаны стабилизированные высокочастотные преобразователи постоянного напряжения, не содержащие в своем составе сглаживающих LC-фильтров.

Рассмотрим схему стабилизированного преобразователя, приведенную на рис. 6.17, для пояснения существа данного способа стабилизации. Здесь имеются две преобразовательные ячейки: основная на транзисторах $VT1$, $VT2$ и трансформаторе $T1$ работает в инверторном режиме и дополнительная на транзисторах $VT3$, $VT4$ и трансформаторе $T2$ может работать как в инверторном, так и в выпрямительном режимах. В первом из них дополнительная преобразовательная ячейка передает электроэнергию от источника питания в нагрузку, во втором, наоборот, из цепи нагрузки в источник питания. Для перехода из одного режима в другой в цепи баз обоих транзисторов включен регулирующий транзистор $VT5$.

Открытому состоянию этого транзистора соответствуют подача управляющих сигналов на входы $VT3$ и $VT4$, их поочередная коммутация и работа дополнительной ячейки в инверторном режиме. Выходные напряжения синфазно работающих каскадов суммируются на входе выпрямителя $VD5—VD8$.

При закрытом состоянии $VT5$ транзисторы $VT3$ и $VT4$ также закрыты, напряжения на вторичных обмотках трансформаторов $T1$ и $T2$ будут в противофазе и в нагрузку поступит результирующее напряжение, равное разности между амплитудами выходных напряжений обеих преобразовательных ячеек.

Для осуществления режима стабилизации напряжения на нагрузке схема отрицательной обратной связи OC открывает транзистор $VT5$ каждый раз, когда напряжение на нагрузке достигнет заданного нижнего уровня, и закрывает его, когда оно достигнет заданного верхнего уровня. Повышение точности стабилизации напряжения на нагрузке при данном способе автоматического регулирования связано с увеличением числа дополнительных преобразовательных ячеек при условии, что коэффициенты передачи напряжений для них будут различны и удовлетворять двоичной системе счисления (коэффициент передачи каждой последующей ячейки вдвое больше, чем у предыдущей). В качестве примера на рис. 6.18 приведена схема стабилизированного высокочастотного преобразователя постоянного напряжения, содержащего три дополнительные преобразовательные ячейки, коэффициенты передачи напряжений которых находятся в соотношении $K_1 : K_2 : K_3 : K_4 = 1 : 0,143 : 0,071 : 0,036$, где K_1 — коэффициент передачи основной преобразовательной ячейки; $K_2—K_4$ — коэффициенты передачи дополнительных регулирующих ячеек.

Рассматриваемый стабилизированный преобразователь, не содержащий ни одного дросселя в сглаживающем фильтре, обеспечивает нестабильность выходного напряжения в пределах $\pm 4,3\%$ при изменении напряжения питания на $\pm 20\%$. При минимальном уровне питающего напряжения U_n диоды $VD1—VD6$ закрыты под действием регулируемого источника опорного напряжения $U_{оп}$, так как напряжения на управляющих обмотках ω_y трансформаторов $T1—T4$ малы. Все преобразовательные ячейки работают в инверторном режиме, транзисторы $VT9—VT11$ открыты напряжением, подаваемым на их базы через резисторы $R9—R11$ с выхода выпрямителя на диодах $VD7, VD8$, который подключен к обмотке ωI выходного трансформатора задающего генератора $3G$. Поскольку все преобразовательные ячейки работают синфазно, выходные напряжения каждой из них суммируются на входе выпрямителя B и поступают в нагрузку R_n и емкостный фильтр C_Φ .

При увеличении напряжения U_n сумма напряжений на обмотках управления ω_y силовых трансформаторов $T1—T3$ превысит $U_{оп}$, что приведет к отпираанию диодов $VD5$ и $VD6$ в соответствующих полупериодах работы преобразователя. Транзистор $VT11$ за-

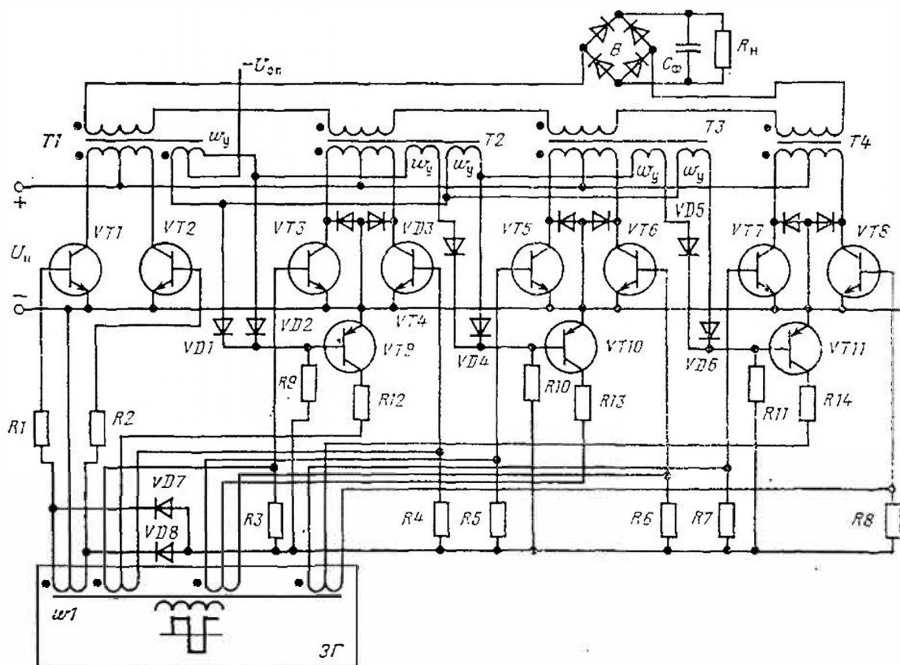


Рис. 6.18. Высокочастотный регулируемый преобразователь без LC-фильтра, содержащий три дополнительных регулируемых преобразовательных ячейки

крывается, последняя справа (см. рис. 6.18) ячейка ($VT7$, $VT8$, $T4$) переходит в выпрямительный режим, и напряжения на входе выпрямителя B и нагрузке уменьшаются. Выключенное состояние мощных транзисторов $VT7$ и $VT8$ поддерживается отрицательным смещением, подаваемым на их базы через резисторы $R7$ и $R8$ с выхода выпрямителя на диодах $VD7$ и $VD8$. При дальнейшем увеличении U_n открываются диоды $VD3$ и $VD4$ (каждый в своем полупериоде работы), транзистор $VT10$ закрывается, вторая ячейка ($VT5$, $VT6$, $T3$) переходит в выпрямительный режим, полярности напряжений на обмотках $T3$ изменяются на противоположные исходным, диоды $VD5$ и $VD6$ закрываются, вновь открывается транзистор $VT11$ и ячейка на транзисторах $VT7$, $VT8$ и трансформаторе $T4$ возвращается в инверторный режим.

При дальнейшем увеличении U_n обе крайние справа (см. рис. 6.18) ячейки переключаются в выпрямительный режим, затем последовательность работы ячеек будет следующей: ячейка на $VT3$, $VT4$, $T2$ перейдет в выпрямительный режим, а остальные — в инверторный, далее в выпрямительный дополнительно перейдет крайняя правая ячейка ($VT7$, $VT8$, $T4$), затем она возвратится в инверторный режим, а взамен ее в выпрямительный перейдет пре-

дыдущая ячейка ($VT5$, $VT6$, $T3$), и, наконец, все три дополнительные ячейки окажутся в выпрямительном режиме, а в инверторном будет лишь основная мощная преобразовательная ячейка ($VT1$, $VT2$, $T1$). При этом на входе выпрямителя B будут действовать разность напряжений, снимаемых с выхода $T1$, и сумма напряжений, снимаемых со вторичных обмоток $T2$ — $T4$. При уменьшении U_n порядок переключения преобразовательных ячеек в инверторный режим из выпрямительного и обратно будет противоположен рассмотренному выше.

Число дополнительных регулирующих ячеек может быть выбрано и больше трех с целью дальнейшего повышения стабильности выходного напряжения преобразователя. Так, например, при четырех ячейках с коэффициентами передачи напряжений $K_2:K_3:K_4:K_5=8:4:2:1$ [75] для стабилизированного высокочастотного преобразователя при $U_n=210$ — 340 В (относительные изменения U_n равны $\pm 24\%$) удастся обеспечить нестабильность выходного напряжения в пределах $\pm (2-3)\%$. Способ управления рассмотренными преобразовательными устройствами, обеспечивающий их эффективную работу, защищен Авторским свидетельством СССР на изобретение [76].

Как и для импульсных стабилизаторов постоянного напряжения, рассмотренных в § 5.2, в схемах стабилизированных двухзвенных преобразователей может быть реализовано релейное или импульсное регулирование. В первом случае, как было отмечено выше, квантование импульсного сигнала в процессе автоматического регулирования происходит по уровню, во втором — по времени. Основные способы реализации широтно-импульсной модуляции параметров высокочастотной импульсной последовательности приведены на рис. 5.26 и рассмотрены также в § 5.2.

В области техники электропитания современных радиоэлектронных систем и приборов автоматики наиболее широкое практическое применение получили высокочастотные двухзвенные стабилизированные преобразователи постоянного напряжения с широтно-импульсной модуляцией, которые относятся к классу нелинейных импульсных систем автоматического регулирования. В таких преобразователях (одно- или многоканальных) питающее напряжение постоянного тока U_n преобразуется широтно-импульсным модулятором (ШИМ) в последовательность прямоугольных импульсов постоянной амплитуды U_Φ и переменной длительности, зависящей от сигнала рассогласования $\sigma(t)$ в дискретные моменты времени. В качестве ШИМ обычно используется ключевой или релейный элемент.

В первом случае на вход ШИМ (его роль выполняет силовой транзистор — биполярный или полевой) подается разность двух напряжений: пилообразного $u_n(t)$ и постоянного $\sigma(t)$ (см. рис. 5.26), одно из которых несет информацию о мгновенном значении стабилизируемого напряжения. В зависимости от знака этой раз-

ности ключевой элемент находится либо в закрытом, либо в открытом состоянии. Соотношение между длительностями обоих состояний при неизменной длительности рабочего периода изменяется при увеличении или уменьшении одного из сравниваемых сигналов.

В качестве релейных элементов в стабилизированных преобразователях с широтно-импульсной модуляцией используют насыщающиеся трансформаторы и дроссели, магнитные усилители, стабилитроны, диоды, динисторы и т. п. В этом случае модуляция осуществляется посредством изменения скорости нарастания или амплитуды управляющего сигнала. Роль ШИМ могут также выполнять управляемые релаксационные автогенераторы, в которых изменение скважности импульсов осуществляется за счет изменения постоянных времени их времязадающих цепочек.

На рис. 6.19 приведены эквивалентные схемы контура автоматического регулирования, который реализуется в типовых преобразователях постоянного напряжения (см. рис. 6.15, 6.16). Входной фильтр $\Phi_{вх}$ на рис. 6.19 не показан, чтобы не усложнять изображения на нем эквивалентные схемы. В общем случае напряжение, подаваемое на ШИМ, и соответственно амплитуда импульсов на его выходе U_{ϕ} прямо пропорциональны питающему напряжению, т. е. $U_{\phi} = u'_c K_p$, где K_p — коэффициент пропорциональности. Для схем, изображенных на рис. 6.15, $K_p = 1$; для схем, изображенных на рис. 6.16, $K_p \neq 1$.

Эквивалентная схема на рис. 6.19,а соответствует преобразователю, выполненному по одной из функциональных схем, приведенных на рис. 6.15,а,б и 6.16,а,б. Непрерывная часть НЧ, осуществляющая демодуляцию высокочастотной импульсной последовательности с выхода ШИМ и преобразование ее в стабилизируемое напряжение постоянного тока, представляет собой сглаживающий LC-фильтр (обычно динамическое звено 2-го порядка) — Φ_n (см. рис. 6.15,а и 6.16,а,б); Φ_c (см. рис. 6.15,б).

Стабилизируемое напряжение $u_{ст}$ подается на вход цепи ООС, где оно преобразуется делителем с коэффициентом деления $K_{д.н.}$. Затем после сравнения с опорным сигналом U_0 и выделения сигнала рассогласования последний усиливается усилителем с коэффициентом усиления K_y и в качестве сигнала $\sigma(t)$ поступает на вход ШИМ, где сравнивается с линейно изменяющимся сигналом $u_{л}(t)$ (см. рис. 5.26). Таким образом, эквивалентная схема на рис. 6.19,а идентична обобщенной эквивалентной схеме простейшего импульсного стабилизатора (см. рис. 5.27). Звено с запаздыванием ЗЗ, показанное на рис. 5.27 и учитывающее инерционность мощных транзисторов ШИМ (см. § 2.3), принципиально должно быть включено на выход ШИМ в каждой из схем, приведенных на рис. 6.19. Оно не показано лишь в целях их упрощения, так как это дополнительное звено не изменяет специфику контура автоматического регулирования, хотя и вносит в него транспортное запаздывание.

Эквивалентная схема на рис. 6.19,б соответствует преобразователю, выполненному по одной из функциональных схем, приведенных на рис. 6.15,в и 6.16,в, г. Здесь безынерционное звено с коэффициентом передачи $K_{осн}$ отражает прямую пропорциональность между питающим напряжением u'_c и основной частью стабилизируемого напряжения $U_{ст.осн}$, к которой для стабилизации $u_{ст}$ до-

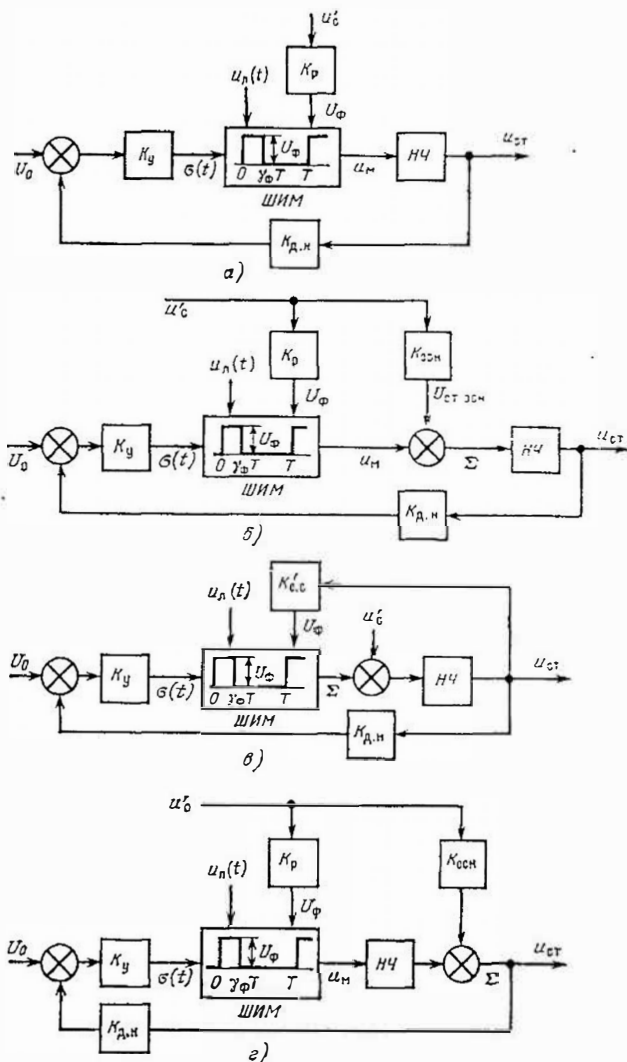


Рис. 6.19. Эквивалентные схемы контура автоматического регулирования, реализуемого в высокочастотных стабилизированных преобразователях постоянного напряжения

бавляется (реже вычитается) напряжение с выхода *ШИМ*. Эквивалентная схема на рис. 6.19,в соответствует преобразователю, выполненному по функциональной схеме, изображенной на рис. 6.15,г. Здесь безынерционное динамическое звено с коэффициентом передачи $K'_{о.с}$ отражает передачу на вход *ШИМ* стабилизированного переменного напряжения с одного из выходов инвертора *И*.

В стабилизированных преобразователях с вольтодобавочными устройствами сглаживающий фильтр Φ_c принципиально может включаться не на вход высокочастотного транзисторного инвертора *И*, как показано, например, на рис. 6.15,в, а непосредственно на выход стабилизирующего устройства *СУ*. Аналогичное включение сглаживающего фильтра Φ_n принципиально может быть использовано и в схеме, изображенной на рис. 6.16,г. В этих случаях эквивалентная схема контура автоматического регулирования будет иметь вид, показанный на рис. 6.19,г. Для схем с централизованной стабилизацией (см. рис. 6.15,в) $K_{о.с.н}=1$.

Как и для импульсных стабилизаторов постоянного напряжения, рассмотренных в § 5.2, для высокочастотных двухзвенных стабилизированных преобразователей (одно- и многоканальных) в целях улучшения их динамических характеристик могут быть использованы все типы корректирующих цепей ООС, реагирующих на одно из следующих возмущений: изменение U_n , изменение тока в реактивных элементах непрерывной части, изменение среднего значения напряжения на ее входе. Схемы данных корректирующих цепей приведены на рис. 5.35, 5.38. Введение дополнительных корректирующих цепей приводит к тому, что стабилизированный преобразователь превращается в многоконтурную нелинейную импульсную систему автоматического регулирования. К многоконтурным широтно-импульсным системам могут быть также отнесены все стабилизированные двухзвенные преобразователи постоянного напряжения, в которых линейно изменяющееся напряжение $u_n(t)$ подается на вход *ШИМ* не с выхода отдельного независимого генератора пилообразного напряжения, а снимается через дифференцирующее или интегрирующее звено непосредственно с одного из выходов нерегулируемого высокочастотного транзисторного инвертора.

Для анализа устойчивости работы стабилизированного двухзвенного преобразователя постоянного напряжения можно в значительной степени использовать результаты, полученные при анализе динамических процессов автоматического регулирования в импульсных стабилизаторах (см. § 5.2). Это же в равной степени относится и к процессам начального запуска одноканальных стабилизированных преобразователей, выполненных по одной из схем, изображенных на рис. 6.15,а и 6.16,а, б.

6.3. НАЧАЛЬНЫЙ ЗАПУСК СТАБИЛИЗИРОВАННЫХ ДВУХЗВЕННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Рассмотрим процесс начального запуска высокочастотного стабилизированного многоканального преобразователя постоянного напряжения, выполненного по функциональной схеме, изображенной на рис. 6.15,б. Временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие рассматриваемый переходный процесс, приведены на рис. 6.20.

Пусть в начальный момент ($t=0$) на вход преобразователя подается скачком питающее напряжение U_n . При этом регулирующий элемент импульсного стабилизатора ИС находится в открытом состоянии и в реактивных элементах сглаживающих фильтров $\Phi_{вх}$ и Φ_c начинается накопление электроэнергии. Очевидно, что наибольшее быстродействие данного преобразователя будет обеспечено только в том случае, когда регулирующий элемент ИС находится в открытом состоянии в течение всего интервала времени, пока выходное напряжение стабилизатора не достигнет своего номинального значения $U_{ст.ном}$. Именно такой режим реализуется в большинстве практических схем мало-мощных высокочастотных многоканальных преобразователей рассматриваемого типа, в которых опорное напряжение U_0 (см. рис. 5.27) в течение всего процесса начального запуска остается неизменным: $U_0 = \text{const}$.

До тех пор пока в силовой схеме преобразователя не произойдет возбуждение инвертора И (этот момент для инверторов с самовозбуждением принципиально может не совпадать с моментом подачи на него питающего напряжения) и на его выходах не появятся переменные напряжения прямоугольной формы повышенной частоты, нагрузка от ИС отключена и процессы харак-

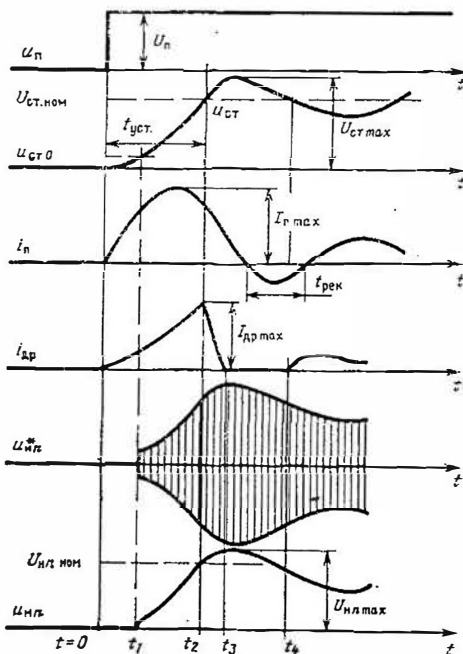


Рис. 6.20. Временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие переходный процесс начального запуска стабилизированного высокочастотного преобразователя постоянного напряжения (см. рис. 6.15,б)

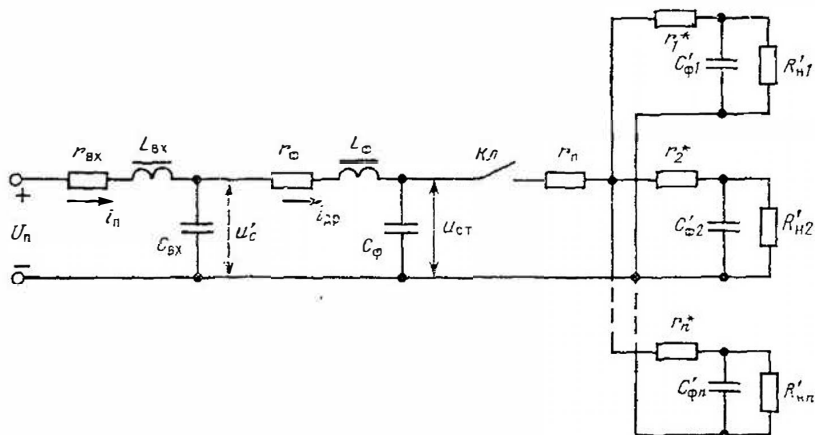


Рис. 6.21. Эквивалентная схема, соответствующая начальному этапу переходного процесса запуска высокочастотного преобразователя (см. рис. 6.15,б)

теризуются следующей системой обыкновенных дифференциальных уравнений 1-го порядка:

$$\left. \begin{aligned} du_{CT}/dt &= i_{дп}/C_{\Phi}; \\ di_{дп}/dt &= (u'_C - u_{CT} - i_{дп}r'_{\Phi})/L_{\Phi}; \\ du'_C/dt &= (i_n - i_{дп})/C_{BX}; \\ di_n/dt &= (U_n - u'_C - i_n r'_{BX})/L_{BX}. \end{aligned} \right\} \quad (6.30)$$

В (6.30) и последующих приняты те же обозначения, что и в § 5.2 при анализе процессов начального запуска импульсного стабилизатора со входным сглаживающим фильтром LC -типа (см. рис. 5.31).

Начальный этап переходного процесса запуска высокочастотного транзисторного преобразователя заканчивается в момент t_1 (см. рис. 6.20), когда мощные транзисторы инвертора начинают периодически коммутировать ток в цепи первичной обмотки силового трансформатора и на всех входах выпрямителей $B1, B2, \dots, B_n$ появятся переменные напряжения прямоугольной формы. При этом к выходу ИС подключается нагрузка.

На эквивалентной схеме (рис. 6.21), соответствующей данному этапу переходного процесса запуска, приняты следующие обозначения: $R'_{H1}, R'_{H2}, \dots, R'_{Hn}$ — сопротивления нагрузок преобразователя, приведенные ко входу инвертора; $C'_{\Phi 1}, C'_{\Phi 2}, \dots, C'_{\Phi n}$ — емкости конденсаторов выходных сглаживающих фильтров, также приведенные ко входу инвертора; $r^*_1, r^*_2, \dots, r^*_n$ — приведенные сопротивления вторичных обмоток силового трансформатора и соответствующих открытых выпрямительных диодов; r_n — сумма со-

ключение параллельно C_Φ дополнительного конденсатора $C_{\text{экв}}$, емкость которого равна сумме емкостей конденсаторов всех выходных фильтров, приведенных ко входу инвертора, и дополнительного резистора $R_{\text{экв}}$, проводимость которого равна сумме проводимостей всех нагрузок преобразователя, также приведенных ко входу инвертора $1/R_{\text{экв}} = (1/R_{\text{н1}}) + (1/R'_{\text{н2}}) + \dots + (1/R'_{\text{нn}})$.

Для анализа процессов на данном этапе начального запуска преобразователя можно теперь использовать следующую, более простую систему дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} du_{\text{ст}}/dt &= (i_{\text{дп}} - u_{\text{ст}}/R_{\text{экв}})/(C_{\text{экв}} + C_\Phi); \\ di_{\text{дп}}/dt &= (u'_c - i_{\text{дп}}r_\Phi - u_{\text{ст}})/L_\Phi; \\ du'_c/dt &= (i_{\text{п}} - i_{\text{дп}})/C_{\text{вх}}; \\ di_{\text{п}}/dt &= (U_{\text{п}} - i_{\text{п}}r_{\text{вх}} - u'_c)/L_{\text{вх}}. \end{aligned} \right\} \quad (6.32)$$

По мере продолжающегося накопления энергии в реактивных элементах сглаживающих фильтров возрастают напряжения на выходе стабилизатора и на всех выходных каналах преобразователя. Окончание рассматриваемого этапа переходного процесса заканчивается, когда напряжение $u_{\text{ст}}$ достигает своего номинального значения $U_{\text{ст.ном}}$ (момент t_2 на рис. 6.20). При этом под действием цепи ООС регулирующий элемент импульсного стабилизатора закрывается, отключая выходной фильтр Φ_c , инвертор I и нагрузки преобразователя от источника электроэнергии и входного сглаживающего фильтра $\Phi_{\text{вх}}$. Избыточная электроэнергия, накопленная в реактивных элементах Φ_c , расходуется в нагрузках, причем процесс обмена энергией между дросселем L_Φ , конденсатором C_Φ , конденсаторами выходных фильтров $\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_n$ и нагрузками преобразователя имеет, как правило, колебательный характер.

До тех пор пока ток в дросселе фильтра Φ_c не достигнет своего нулевого значения, процессы в исследуемом преобразователе описываются следующей системой дифференциальных уравнений 1-го порядка:

$$\left. \begin{aligned} du'_{\text{н1}}/dt &= [u'_{\text{п.н}} - u'_{\text{н1}}(1 + r'_1/R'_{\text{н1}})]/r'_1 C'_{\Phi 1}; \\ du'_{\text{н2}}/dt &= [u_{\text{п.н}} - u'_{\text{н2}}(1 + r'_2/R'_{\text{н2}})]/r'_2 C'_{\Phi 2}; \\ &\dots \dots \dots \\ du'_{\text{нn}}/dt &= [u_{\text{п.н}} - u'_{\text{нn}}(1 + r'_n/R'_{\text{нn}})]/r'_n C'_{\Phi n}; \\ du_{\text{ст}}/dt &= (u_{\text{п.н}} - u_{\text{ст}} + r_{\text{п}} i_{\text{дп}})/r_{\text{п}} C_\Phi; \\ di_{\text{дп}}/dt &= -(u_{\text{ст}} + i_{\text{дп}} r_\Phi)/L_\Phi; \\ du'_c/dt &= i_{\text{п}}/C_{\text{вх}}; \\ di_{\text{п}}/dt &= (U_{\text{п}} - u'_c - i_{\text{п}} r_{\text{вх}})/L_{\text{вх}}. \end{aligned} \right\} \quad (6.33)$$

При решении с помощью ЭВМ системы уравнений (6.33) в качестве начальных условий следует принять $U_{\text{ст}}(0) = U_{\text{ст.ном}}$; значения $I_{\text{п}}(0)$, $I_{\text{др}}(0)$, $U'_c(0)$, $U'_{\text{н1}}(0)$, $U'_{\text{н2}}(0)$, ..., $U'_{\text{нn}}(0)$ должны соответствовать концу предыдущего этапа переходного процесса.

В том случае, когда влиянием $r_{\text{п}}$, r_1^* , r_2^* , ..., r_n^* можно пренебречь вследствие их малости, система дифференциальных уравнений (6.33) будет иметь вид ($u_{\text{ст}} = u'_{\text{н1}} = u'_{\text{н2}} = \dots = u'_{\text{нn}}$):

$$\left. \begin{aligned} du_{\text{ст}}/dt &= (i_{\text{др}} - u_{\text{ст}}/R_{\text{эВ}})/(C_{\text{ф}} + C_{\text{эВ}}); \\ di_{\text{др}}/dt &= -(u_{\text{ст}} + i_{\text{др}}r_{\text{ф}})/L_{\text{ф}}; \\ du'_c/dt &= i_{\text{п}}/C_{\text{вх}}; \\ di_{\text{п}}/dt &= (U_{\text{п}} - u'_c - i_{\text{п}}r_{\text{вх}})/L_{\text{вх}}. \end{aligned} \right\} \quad (6.34)$$

Данный этап переходного процесса заканчивается в тот момент, когда ток в дросселе фильтра Φ_c становится равным нулю. При этом напряжение на выходе стабилизатора превышает свое номинальное значение. На последующем этапе переходный процесс в рассматриваемом преобразователе описывается следующей системой дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} du'_{\text{н1}}/dt &= [u_{\text{п.н}} - u'_{\text{н1}}(1 + r_1^*/R'_{\text{н1}})]/r_1^*C'_{\text{ф1}}; \\ du'_{\text{н2}}/dt &= [u_{\text{п.н}} - u'_{\text{н2}}(1 + r_2^*/R'_{\text{н2}})]/r_2^*C'_{\text{ф2}}; \\ &\dots \dots \dots \\ du'_{\text{нn}}/dt &= [u_{\text{п.н}} - u'_{\text{нn}}(1 + r_n^*/R'_{\text{нn}})]/r_n^*C'_{\text{фn}}; \\ du_{\text{ст}}/dt &= (u_{\text{п.н}} - u_{\text{ст}})/r_{\text{п}}C_{\text{ф}}; \\ du'_c/dt &= i_{\text{п}}/C_{\text{вх}}; \\ di_{\text{п}}/dt &= (U_{\text{п}} - u'_c - i_{\text{п}}r_{\text{вх}})/L_{\text{вх}}; \\ i_{\text{др}} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (6.35)$$

В момент времени, когда уменьшающееся напряжение на выходе ИС (см. рис. 6.15,б) вновь достигнет своего номинального значения, произойдет очередное подключение фильтра Φ_c , инвертора и всех нагрузок преобразователя к источнику электроэнергии через открывшийся регулирующий транзистор ИС. При этом процессы в схеме преобразователя будут по-прежнему описываться системой дифференциальных уравнений (6.31). После того как напряжение $u_{\text{ст}}(t)$ на выходе ИС пройдет через свое экстремальное значение и вновь станет равным $U_{\text{ст.ном}}$, регулирующий транзистор ИС вновь закроется и отключит Φ_c , инвертор и нагрузки от источника электроэнергии.

Структурная схема машинного расчета переходного процесса начального запуска рассматриваемого стабилизированного высоко-

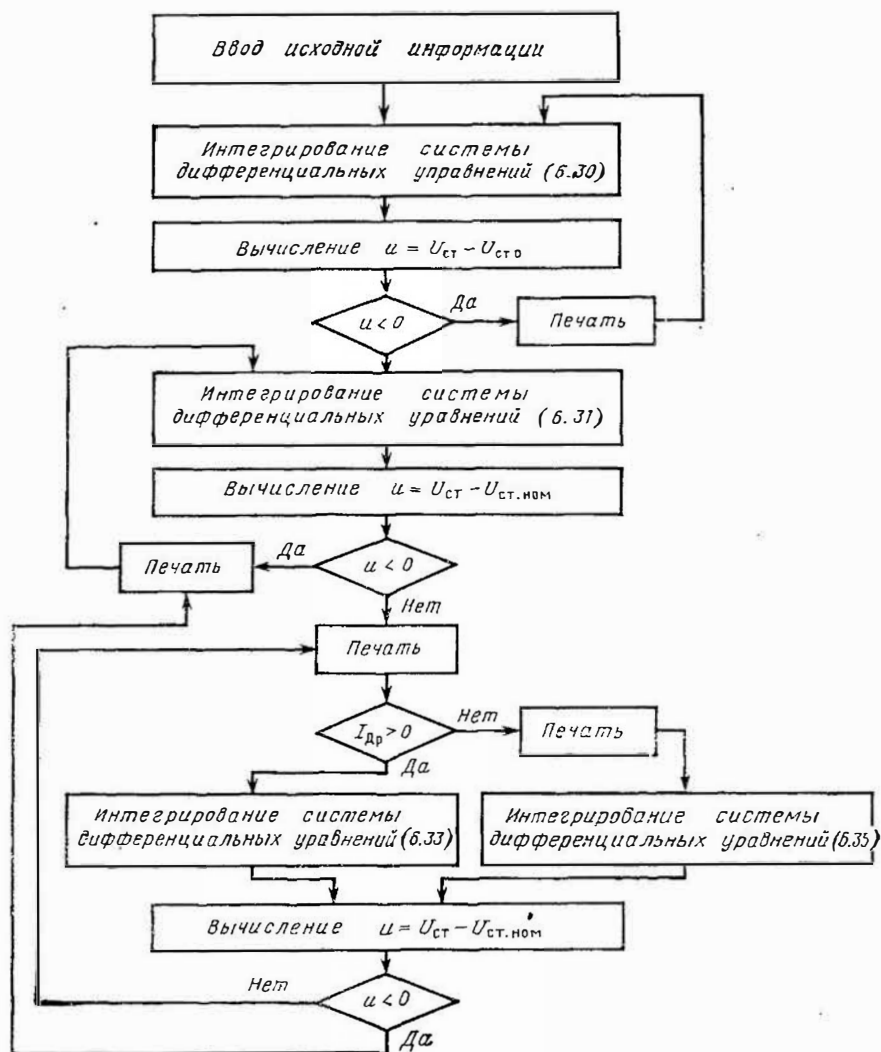


Рис. 6.22. Схема расчета на ЭВМ переходного процесса начального запуска высокочастотного транзисторного преобразователя постоянного напряжения

кочастотного многоканального преобразователя изображена на рис. 6.22. После ввода исходной информации U_n , $L_{вх}$, $C_{вх}$, $r_{вх}$, $L_{ф}$, $C_{ф}$, $r_{ф}$, $C'_{ф1}$, $C'_{ф2}, \dots, C'_{фn}$, $R'_{н1}$, $R'_{н2}, \dots, R'_{нn}$, r_1^* , $r_2^*, \dots, r_n^*$, r_n , $U_{ст.ном}$, $U_{ст0}$ ($U_{ст0}$ — напряжение на входе высокочастотного транзисторного инвертора, при котором происходит его возбуждение) и шага интегрирования h_n производится численное интегрирование систе-

мы дифференциальных уравнений (6.30) при нулевых начальных условиях. В конце каждого шага интегрирования сравнивается стабилизируемое напряжение $U_{ст}$ с напряжением $U_{ст0}$. Последнее определяется предварительно из расчета условий самовозбуждения инвертора (4.19) либо априорно задается разработчиком на основе имеющегося у него опыта проектирования высокочастотных транзисторных инверторов. Для большинства высокочастотных инверторов с внешним возбуждением $U_{ст0} \approx 0$.

При выполнении условия $U_{ст} = U_{ст0}$ начинается интегрирование системы дифференциальных уравнений (6.31). В качестве начальных условий при этом должны быть выбраны конечные условия предыдущего этапа. Процесс интегрирования на последовательных временных интервалах h_n продолжается до тех пор, пока стабилизируемое напряжение не превысит своего номинального значения $U_{ст.ном}$. После этого ЭВМ переходит к численному интегрированию либо системы дифференциальных уравнений (6.33), либо (6.35) в зависимости от значения тока в дросселе фильтра Φ_c .

Интегрирование одной из двух последних систем дифференциальных уравнений продолжается до тех пор, пока стабилизируемое напряжение будет превышать свое номинальное значение; при нарушении этого условия ЭВМ приступает к повторному интегрированию системы дифференциальных уравнений (6.31) и т. д.

Последовательные вычисления в соответствии со структурной схемой на рис. 6.22 следует остановить после двух-трех периодов колебаний тока в дросселе Φ_c , поскольку полученные результаты позволяют определить все основные параметры, характеризующие переходный процесс начального запуска высокочастотного многоканального стабилизированного преобразователя постоянного напряжения и наиболее тяжелые электрические режимы его силовых элементов. К таким параметрам относятся время выхода преобразователя в номинальный режим работы, пусковые перегрузки элементов в переходном процессе запуска, амплитуды стабилизируемых напряжений на выходе каждого канала преобразователя и амплитуда напряжения на конденсаторе входного сглаживающего фильтра $\Phi_{вх}$, амплитуды тока, потребляемого из источника электроэнергии и возвращаемого в него.

Для переходного процесса начального запуска стабилизированных высокочастотных двухзвенных преобразователей постоянного напряжения (одно- или многоканальных) характерны значительные колебания мгновенных значений потребляемого тока и напряжения на конденсаторе входного сглаживающего фильтра $\Phi_{вх}$, а также сравнительно большая (до нескольких десятков микросекунд) длительность интервала, в течение которого ток в обмотке дросселя сглаживающего фильтра Φ_c отсутствует, а напряжение на входе инвертора превышает свое номинальное зна-

чение. Наличие даже небольших внутренних сопротивлений у элементов преобразовательных устройств данного типа (доли ом) вызывает существенное уменьшение амплитуды потребляемого тока, напряжения на конденсаторе $\Phi_{вх}$, тока через регулирующий транзистор импульсного стабилизатора $ИС$, приводит к заметному затуханию колебаний входного тока i_n и напряжений на элементах входного фильтра $\Phi_{вх}$.

Большие пусковые токи через регулирующий транзистор $ИС$, во много раз превышающие его номинальное значение, могут явиться причиной кратковременного выхода транзистора из режима насыщения в режим активного усиления. Характер переходного процесса начального запуска в этом случае существенно изменяется: уменьшаются амплитуда коммутационного тока через регулирующий транзистор $ИС$ и всплеск напряжения на конденсаторе $\Phi_{вх}$, увеличиваются время выхода преобразователя в номинальный режим работы и потери энергии в регулирующем транзисторе в процессе запуска.

Большие пусковые токи через обмотки дросселей сглаживающих фильтров $\Phi_{вх}$ и Φ_c , также во много раз превышающие их номинальные значения, могут приводить к насыщению магнитопроводов и резкому уменьшению индуктивности используемых дросселей. При этом в процессе начального запуска резко возрастает амплитуда потребляемого тока и несколько уменьшается время выхода преобразователя в номинальный режим.

Для уменьшения пусковых перегрузок в рассматриваемых преобразовательных устройствах могут быть использованы те же способы, которые были описаны в § 5.2, при этом следует помнить, что всякое уменьшение пусковых перегрузок силовых элементов в данных преобразователях всегда связано с необходимостью увеличения времени их выхода в номинальный режим, т. е. с ухудшением их быстродействия. Основным средством дальнейшего повышения быстродействия по-прежнему остается повышение частоты преобразования электроэнергии, что приводит к уменьшению требуемых значений параметров реактивных элементов сглаживающих фильтров, а следовательно, к уменьшению количества реактивной энергии, накапливаемой в них во время переходного процесса начального запуска преобразователей.

Как и для рассмотренного выше многоканального высокочастотного стабилизированного преобразователя постоянного напряжения, выполненного по схеме, изображенной на рис. 6.15,б, для преобразователя с вольтодобавочным стабилизирующим устройством на входе высокочастотного транзисторного инвертора (см. рис. 6.15,в) при расчете переходного процесса начального запуска можно воспользоваться численным интегрированием систем дифференциальных уравнений (6.30)—(6.32) после их небольшого преобразования. В уравнении, содержащем производную $di_{дп}/dt$, значение u_c' следует заменить на $u_c'(1+K_{с.у})$, где $K_{с.у}$ — коэф-

фициент передачи напряжения стабилизирующим устройством при $\gamma_{\Phi} = 1$.

Так как при закрывании регулирующего элемента в стабилизирующем устройстве CU ($K_{c,y} = 0$) на вход высокочастотного транзисторного инвертора продолжает поступать меньшее по амплитуде напряжение u'_c , то вместо системы дифференциальных уравнений (6.33) или (6.34) необходимо использовать систему дифференциальных уравнений (6.31) или (6.32), а вместо системы (6.35) — ту же систему уравнений (6.31) или (6.32), если CU допускает протекание инверсного тока i_n через его выходную цепь. В противном случае (6.35) остается без изменений.

Если фильтр Φ_c (см. рис. 6.15, а) включается непосредственно на выход CU и контур автоматического регулирования имеет вид, показанный на рис. 6.19, а, а также для преобразователя, выполненного по схеме, изображенной на рис. 6.16, а, при условии, что сглаживающий фильтр Φ включен непосредственно на выход регулируемого выпрямителя PB , анализ переходного процесса начального запуска в режиме $U_{ст} < U_{ст.ном}$ производится численным интегрированием системы дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} du_{ct}/dt &= K_{осн} \frac{i_n}{C_{вх}} + \left(\frac{1}{C_{\Phi} + C_{экв}} - \frac{K_{осн}}{K_p C_{вх}} \right) i_{др} - \\ &- \frac{u_{ст}}{R_{экв}} \left(\frac{1}{C_{\Phi} + C_{экв}} + \frac{1}{C_{вх}} \right), \\ di_{др}/dt &= [(K_p + K_{осн}) u'_c - i_{др} r_{\Phi} - u_{ст}] / L_{\Phi}; \\ du'_c/dt &= \left(i_n - \frac{i_{др}}{K_p} - \frac{u_{ст}}{K_{осн} R_{экв}} \right) / C_{вх}; \\ di_n/dt &= (U_n - u'_c - i_n r_{вх}) / L_{вх}. \end{aligned} \right\} \quad (6.36)$$

В режиме $U_{ст} > U_{ст.ном}$ и $i_{др} > 0$ следует производить численное интегрирование следующей системы дифференциальных уравнений 1-го порядка:

$$\left. \begin{aligned} du_{ct}/dt &= K_{осн} \frac{i_n}{C_{вх}} + \frac{i_{др}}{C_{\Phi} + C_{экв}} - \frac{u_{ст}}{R_{экв}} \left(\frac{1}{C_{\Phi} + C_{экв}} + \frac{1}{C_{вх}} \right); \\ di_{др}/dt &= -(i_{др} r_{\Phi} + u_{ст} - K_{осн} u'_c) / L_{\Phi}; \\ du'_c/dt &= (i_n - u_{ст} / K_{осн} R_{экв}) / C_{вх}; \\ di_n/dt &= (U_n - u'_c - i_n r_{вх}) / L_{вх}. \end{aligned} \right\} \quad (6.37)$$

Вследствие того что в закрытом состоянии регулирующего элемента модулятора на вход непрерывной части динамической системы автоматического регулирования подается напряжение $u_{ст.осн} = K_{осн} u'_c$, ток в дросселе выходного сглаживающего фильтра, как правило, не уменьшается до нулевого значения. Поэтому

интегрирование системы дифференциальных уравнений, соответствующей данному режиму, можно не проводить.

Рассмотренные в настоящем параграфе упрощенные методики расчета основных параметров, характеризующих качество переходных процессов начального запуска стабилизированных двухзвенных преобразователей постоянного напряжения основаны, как было отмечено выше, на том факте, что в момент начального запуска стабилизированные преобразователи с широтно-импульсной модуляцией ведут себя подобно релейным системам автоматического регулирования до тех пор, пока в реактивных элементах сглаживающих фильтров происходит колебательный процесс накопления значительных количеств реактивной энергии.

Для более строгого анализа переходного процесса начального запуска стабилизированных преобразователей данного типа необходимо воспользоваться методом численного решения систем нелинейных разностных уравнений, связывающих мгновенные значения искомых величин в конце произвольно выбранного периода коммутации регулирующего элемента с их значениями в начале этого же периода. При этом следует иметь в виду, что внутри каждого произвольно выбранного периода коммутации условием перехода регулирующего элемента из открытого состояния в закрытое и обратно будет равенство мгновенных значений линейно изменяющегося сигнала $u_n(t)$ и сигнала $\sigma(t)$ (см. рис. 5.26), т. е. $U_n[(n+\gamma_\Phi)T] = \sigma[(n+\gamma_\Phi)T]$, где n — порядковый номер произвольно выбранного периода коммутации T ; γ_Φ — угол регулирования.

Последовательные вычисления с помощью ЭВМ при $0 \leq n \leq \infty$ проведенные с учетом возможности существования режимов непрерывного и прерывистого токов в дросселе сглаживающего фильтра на выходе регулирующего элемента, позволяют определить устойчивость работы исследуемой динамической системы автоматического регулирования, динамические неустойчивости стабилизируемого напряжения при включении преобразователя, возмущения по цепям его питания и нагрузок, время установления и декременты затухания переходных процессов, вызванных этими возмущениями, исследовать установившиеся электромагнитные процессы в преобразователе и т. п. Однако такой подход достаточно сложен, связан с разработкой сложных алгоритмов и программ расчета, большими затратами машинного времени на анализ. Основную информацию по данному вопросу можно найти в [6].

6.4. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

С ВЫСОКОЧАСТОТНЫМИ РЕЗОНАНСНЫМИ ИНВЕРТОРАМИ

Резонансные высокочастотные инверторы хорошо известны и широко применяются в тиристорной преобразовательной технике. В таких устройствах обеспечивается синусоидальная форма тока

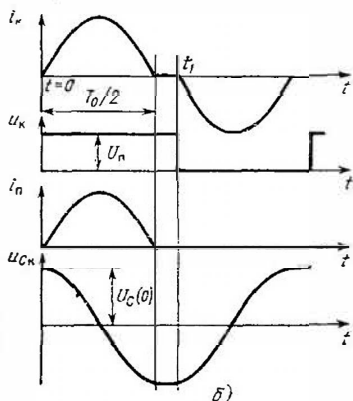
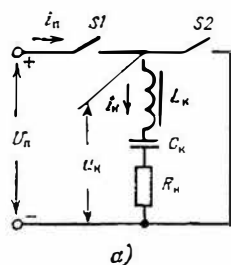


Рис. 6.23. Эквивалентная схема высокочастотного резонансного инвертора (а) и временные диаграммы, иллюстрирующие его работу (б)

в силовой цепи за счет включения колебательного контура LC -типа ($L_k C_k$), что, в свою очередь, приводит к естественному запираанию тиристоров в моменты прохождения тока через нулевое значение. Принцип действия резонансного инвертора рассмотрим на примере схемы, приведенной на рис. 6.23,а, где мощные переключающие элементы (тиристоры, транзисторы) условно заменены ключами $S1$ и $S2$.

Пусть в момент $t=0$ замкнулся ключ $S1$ и последовательный колебательный контур подключился к источнику питания с напряжением U_n . В силовой цепи начинает нарастать ток i_k (рис. 6.23,б), который изменяется по закону

$$i_k = \frac{U_n - U_C(0)}{\omega_0 L_k} e^{-\omega_0 t / 2Q} \sin \omega_0 t, \quad (6.38)$$

где $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_k C_k} - \frac{R_n^2}{4L_k^2}}$ — круговая частота колебаний контура; $Q = \omega_0 L_k / R_n$ — его добротность; $U_C(0)$ — напряжение на конденсаторе C_k в момент замыкания ключа $S1$.

Через половину периода собственных колебаний ($T_0/2 = \pi/\omega_0$) ток в силовой цепи станет равным нулю, и ключ $S1$ разомкнется при нулевом значении коммутируемой мощности. Замыкание ключа $S2(t_1)$ приводит к формированию отрицательной полуволны синусоиды тока в силовой цепи инвертора и нагрузке вследствие колебательного характера процесса обмена электроэнергией между реактивными элементами контура. И снова через половину периода собственных колебаний контура ток через ключ $S2$ становится равным нулю и $S2$ размыкается при нулевом значении коммутируемой мощности.

При замкнутом $S2$ мгновенные значения тока в цепи последовательного колебательного контура определяются выражением

$$i_k = (U_c(\pi)/\omega L_k) e^{-(\omega t - \pi)/2Q} \sin(\omega_0 t - \pi), \quad (6.39)$$

где $\omega = 1/2\pi f$; f — рабочая частота инвертора. Если бы сопротивление нагрузки R_n было равно нулю, то потери энергии в схеме резонансного инвертора практически бы отсутствовали.

В том случае, когда параметры колебательного контура $L_k C_k$ выбраны из условия резонанса на рабочей частоте инвертора f , т. е. выполняется условие $\omega L_k = 1/\omega C_k$, а затухание в нем невелико, т. е. $R_n^2/4L_k^2 \ll 1/L_k C_k$, форма напряжения на нагрузке близка к синусоидальной, а его действующее значение равно $U_n = 2\sqrt{2}U_n/\pi$. В остальных случаях

$$U_n = 2\sqrt{2}U_n R_n/\pi \sqrt{\left(\omega L_k - \frac{1}{\omega C_k}\right)^2 + R_n^2}. \quad (6.40)$$

Нагрузка принципиально может подключаться либо последовательно с колебательным LC -контуром (см. рис. 6.23, а), либо параллельно одному из его элементов — чаще конденсатору.

Интерес к высокочастотным транзисторным преобразователям постоянного напряжения с резонансными инверторами резко усилился в последнее время в связи с переходом на высокие частоты преобразования электроэнергии и использованием для этой цели, мощных импульсных диодов и транзисторов. По крайней мере, четыре обстоятельства способствуют этому [77].

1. Уменьшение динамических потерь мощности на коммутацию мощных полупроводниковых приборов в традиционных схемах высокочастотных преобразовательных каскадов и их надежная работа связаны с необходимостью искусственного формирования безопасных траекторий переключения каждого полупроводникового прибора с помощью дополнительных реактивных элементов. В условиях больших технологических разбросов параметров мощных полупроводниковых приборов формирование оптимальных процессов их коммутации становится затруднительным.

2. Резко возрастающие уровни высокочастотных помех, излучаемых преобразовательными каскадами по эфиру и питающим проводам, требуют принятия специальных мер по экранированию, включению высокочастотных помехоподавляющих фильтров, налагают жесткие ограничения на конструкцию и монтаж высокочастотных преобразователей. Резко возрастает влияние «паразитных» параметров — индуктивностей и емкостей монтажа, появляются коммутационные перенапряжения на мощных полупроводниковых приборах в моменты их коммутации.

3. Относительно большие времена рассасывания неосновных носителей в полупроводниковых структурах высокочастотных биполярных транзисторов и перезаряда емкостей мощных МДП-транзисторов являются основной причиной несимметрии двухтактных схем преобразователей в смежных полупериодах работы и вызванного ею подмагничивания магнитопроводов силовых трансформаторов постоянным током.

4. К источникам вторичного электропитания РЭА предъявляются сравнительно жесткие требования к допустимому уровню радиопомех в диапазоне частот 0,15—300 МГц, а частота преобразования электроэнергии даже для современных высокочастотных транзисторных преобразователей малой мощности лежит в самом начале этого диапазона. Гармонические спектры переменных напряжений прямоугольной формы затухают медленно.

При использовании высокочастотных резонансных инверторов преобразователи постоянного напряжения характеризуются следующими преимуществами: минимальными потерями энергии на коммутацию, так как открывание и закрывание мощных полупроводниковых приборов происходит при нулевом токе в силовой цепи; малым уровнем высокочастотных помех и перенапряжений на элементах, поскольку ток в трансформаторе и силовых цепях изменяется по синусоидальному закону; при введении пропорционально токового управления мощными транзисторами они к моменту своего выключения будут автоматически выводиться на границу режима насыщения, в результате исключаются режимы «сквозных» токов, резко уменьшается несимметрия схем в смежных рабочих полупериодах, отпадает необходимость в дополнительных элементах для формирования оптимальных процессов коммутации.

К недостаткам по сравнению с традиционными преобразователями постоянного напряжения следует отнести: значительное превышение напряжения на реактивных элементах над напряжением питания из-за резонансных явлений; увеличение габаритов сглаживающих фильтров и установленной мощности используемых полупроводниковых приборов.

В качестве примера высокочастотного транзисторного преобразователя постоянного напряжения с резонансным инвертором рассмотрим преобразователь фирмы Hewlett—Packard Co. (США), описанный в [78]. Схема данного преобразователя изображена на рис. 6.24. Здесь мощные МДП-транзисторы $VT1$ и $VT2$ с частотой до 200 кГц коммутируют напряжение 340 В, подаваемое на колебательный контур, состоящий из дросселя L_k (к нему добавляются индуктивности рассеяния обмоток силового трансформатора T) и конденсатора C_k , емкость которого вместе с параллельно включенной емкостью вторичной обмотки T пересчитывается в его первичную цепь. Нагрузка R_n подключается через выпрямитель $VD1, VD2$ на диодах Шотки параллельно кон-

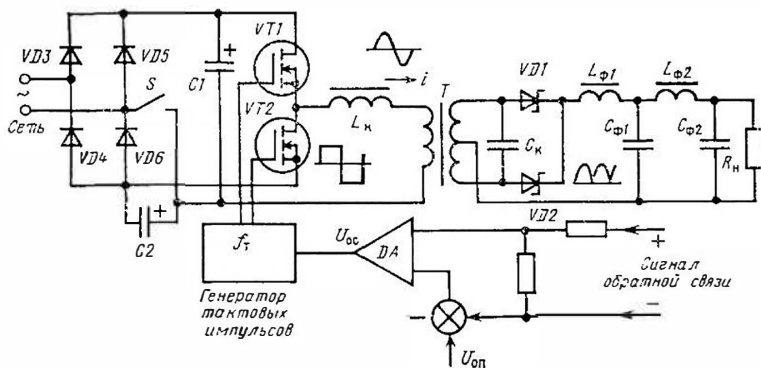


Рис. 6.24. Высокочастотный преобразователь постоянного напряжения фирмы Hewlett—Packard Co.

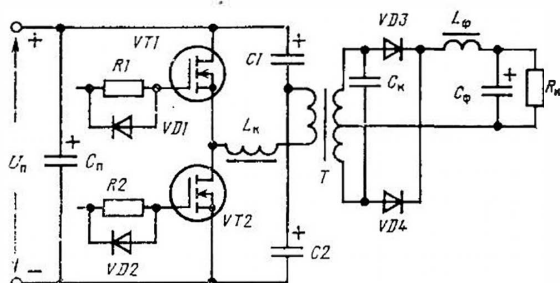
денсатору C_K . Для сглаживания пульсаций выходного напряжения преобразователя используется двухзвенный LC-фильтр: $L_{Ф1}C_{Ф1}$, $L_{Ф2}C_{Ф2}$.

Стабилизация напряжения на нагрузке достигается частотной модуляцией, для чего частота тактовых импульсов ($f_T \leq 200$ кГц) выбрана несколько выше резонансной частоты коммутируемого колебательного контура, в состав которого входит и сопротивление нагрузки. Если сигнал $U_{о.с.}$, снимаемый с выхода усилителя в цепи ООС, уменьшает частоту f_T , а следовательно, частоту коммутации VT1 и VT2, то напряжение на выходе рассматриваемого преобразователя (на конденсаторе C_K) возрастает. И наоборот, при увеличении f_T уровень выходного напряжения преобразователя уменьшается. В [78] отмечается, что соответствующей подстройкой частоты f_T схема обеспечивает нестабильность выходного напряжения 0,1%, расчетное время между отказами 100 000 ч и уменьшение уровня электромагнитных помех примерно на 15 дБ по сравнению с преобразователями постоянного напряжения, в которых реализована широтно-импульсная модуляция. Многоканальные преобразователи подобного типа могут быть образованы при выполнении нескольких вторичных обмоток на трансформаторе T.

Ключ S на рис. 6.24 служит для перехода на другой, существенно меньший уровень питающего напряжения. При его замыкании часть емкостного делителя $C1C2$ питающего напряжения (конденсатор C2) закорачивается, а входной выпрямитель, подключенный к питающей сети переменного тока, переходит в режим однополупериодного выпрямления через диод VD3.

На рис. 6.25 изображена схема двухзвенного преобразователя постоянного напряжения, выполненная на базе высокочастотного полумостового резонансного инвертора на МДП-транзисторах

Рис. 6.25. Высокочастотный преобразователь постоянного напряжения с резонансным полумостовым инвертором



[77]. Здесь, как и для предыдущей схемы, дроссель L_k последовательного колебательного контура включен последовательно с первичной обмоткой силового трансформатора T , а конденсатор C_k — параллельно его вторичной обмотке, рабочая частота выбрана выше резонансной частоты колебательного контура, а стабилизация напряжения на нагрузке осуществляется посредством изменения частоты преобразования электроэнергии. По схеме, изображенной на рис. 6.25, был выполнен высокочастотный преобразователь мощностью 50 Вт с частотой преобразования 200 кГц, питающийся от источника постоянного напряжения 30 В (выходное напряжение преобразователя 5—6 В). По мнению автора разработки В. В. Макарова [77] преимущества данных преобразовательных устройств: минимальные потери при переключении мощных полупроводниковых приборов, отсутствие перегрузок по току при несимметричном режиме работы, быстро затухающий спектр радиопомех, отсутствие высокочастотных колебаний, естественная защита от перегрузок и коротких замыканий — позволяют им успешно конкурировать с традиционными высокочастотными импульсными преобразователями электрической энергии, начиная с рабочих частот 40—80 кГц и более.

Стабилизация (регулирование) напряжения на нагрузке в двухзвенных преобразователях постоянного напряжения с резонансными инверторами может принципиально осуществляться за счет не только изменения частоты преобразования, но и изменения момента открывания очередных мощных транзисторов при неизменной частоте преобразования. На рис. 6.26,а изображена схема высокочастотного двухзвенного преобразователя постоянного напряжения, выполненного на базе регулируемого мостового инвертора на биполярных транзисторах, в диагональ которого включены последовательный колебательный контур ($L_k C_k$) и первичная обмотка силового трансформатора T . Временные диаграммы, иллюстрирующие работу преобразователя, приведены на рис. 6.26,б.

При открывании транзисторов $VT1$ и $VT4$ ($t=0$) вследствие колебательного характера процессов в последовательном контуре происходит формирование положительной полуволны синусои-

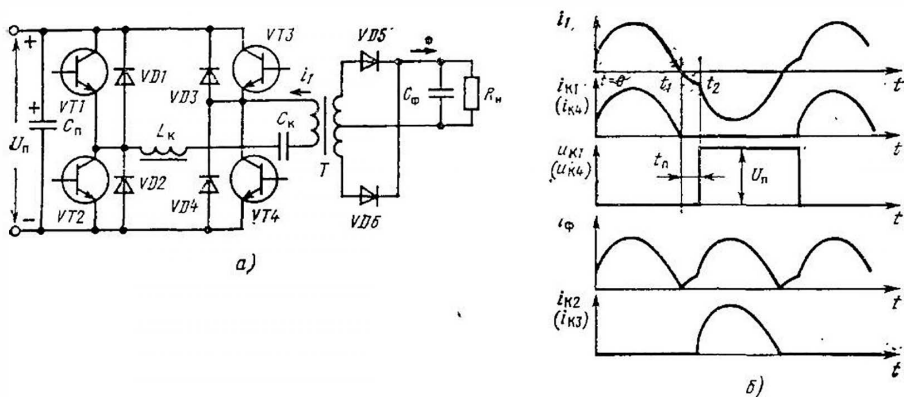


Рис. 6.26. Высокочастотный преобразователь постоянного напряжения с резонансным мостовым инвертором

дальних токов, протекающих через первичную и вторичную обмотки силового трансформатора. В момент прохождения тока i_1 через нулевое значение (t_1) транзисторы VT1 и VT4 закрываются и открываются диоды VD1 и VD2, через которые происходит рекуперация электрической энергии в источник питания и начинается формирование отрицательной полуволны тока i_1 . В течение последующего интервала времени вплоть до момента открывания очередной пары мощных транзисторов VT2 и VT3 падение напряжения на VT1 и VT4, VD1 и VD4 пренебрежимо мало по отношению к питающему напряжению.

После того как в момент t_2 открываются очередные транзисторы VT2 и VT3, рекуперация прекращается, диоды VD1 и VD4 закрываются, энергия источника питания вновь начинает накапливаться в реактивных элементах колебательного контура и поступает в нагрузку. Далее процессы в схеме повторяются. Изменяя во времени моменты открывания очередных транзисторов относительно моментов прохождения тока в контуре через нулевое значение (t_n), можно регулировать или стабилизировать уровень напряжения на нагрузке.

В таком преобразователе потери энергии на коммутацию мощных транзисторов в моменты их выключения отсутствуют, так как напряжение на коллекторе закрывающегося транзистора начинает нарастать после того, как его коллекторный ток стал равен нулю. Потери в моменты открывания транзисторов зависят от угла регулирования (интервал t_n на рис. 6.26), который минимален при максимальной нагрузке преобразователя.

Пример выполнения высоковольтного маломощного преобразователя постоянного напряжения на базе одноконтурного высокочастотного резонансного инвертора приведен на рис. 6.27,а [79].

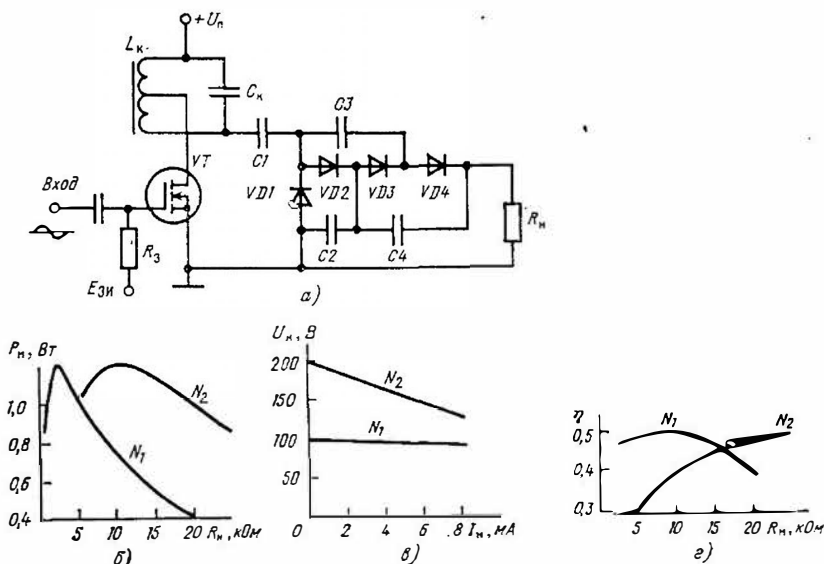


Рис. 6.27. Высокочастотный преобразователь с однотактным резонансным инвертором (а) и его характеристики (б—г)

Здесь при открывании мощного МДП-транзистора VT (КП901) в реактивных элементах колебательного контура $L_k C_k$ накапливается энергия, которая затем передается через выходной выпрямитель в нагрузку. Выпрямитель выполнен в виде нескольких ($N_1=4$, $N_2=8$) каскадов умножения постоянного напряжения на диодно-конденсаторных ячейках. Данные экспериментального макета преобразователя: $U_n=12$ В; $f=435$ кГц; добротность колебательного контура в режиме холостого хода $Q=40$; $L_k=13,7$ мкГ (отвод от середины обмотки); $C_k=9800$ пФ; выходной выпрямитель выполнен на диодах Д312А и конденсаторах типа К10 емкостью по 0,1 мкФ каждый. Экспериментальные характеристики данного преобразователя приведены на рис. 6.27, б—г.

На рис. 6.28, а изображена схема маломощного высокочастотного транзисторного преобразователя постоянного напряжения, выполненного на базе резонансного инвертора [80]. Разработанный преобразователь при питании от источника с напряжением 12 В обеспечивает в нагрузке ток до 5 мА при напряжении 100—200 В. Частота преобразования электроэнергии 500 кГц, число каскадов умножения постоянного напряжения $N=4$, коэффициент стабилизации при изменении питающего напряжения от 9 до 14 В ($k_{ст} \cdot U=1500$, относительная пульсация выходного напряжения не превышает 0,03%, КПД преобразователя при выходной мощности 1 Вт равен 65%.

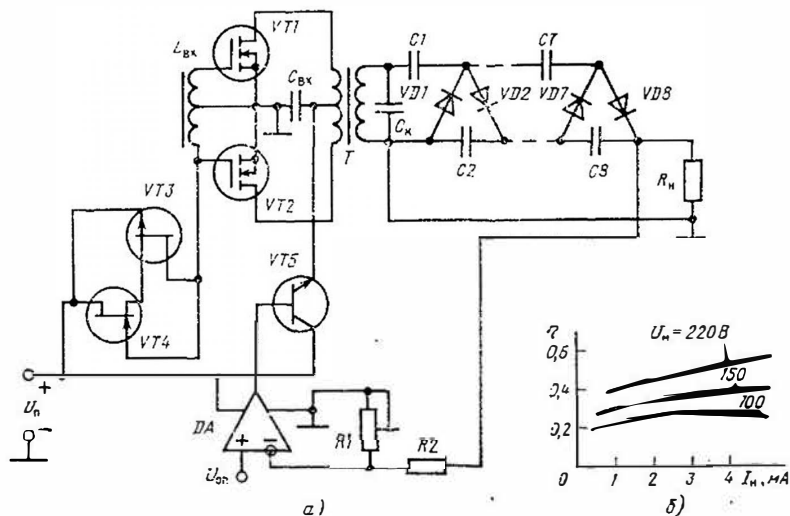


Рис. 6.28. Повышающий преобразователь постоянного напряжения с резонансным инвертором

В преобразователе высокочастотный резонансный двухтактный инвертор с внешним возбуждением выполнен на мощных МДП-транзисторах $VT1$ и $VT2$ (КП901А). Резонансный колебательный контур образуют вторичная обмотка трансформатора $T1$ и конденсатор C_k емкостью 330 пФ. Задающий генератор, управляющий работой резонансного инвертора, содержит дроссель $L_{вх}$ и два МДП-транзистора $VT3$ и $VT4$ (КП103Л и КП302ВМ), включенных таким образом, чтобы получить λ -образную вольт-амперную характеристику. Дроссель $L_{вх}$ выполнен на ферритовом кольцевом магнитопроводе К 12×6×4,5 мм из материала 400 НМ, обмотка содержит 120 витков провода диаметром 0,19 мм. Трансформатор T намотан на ферритовом кольцевом магнитопроводе К 12×5×5,5 мм из материала 1000 НМ. Обмотки по 40 витков каждая, провод 0,19 мм. Выходной выпрямитель содержит восемь диодов типа КД509А и восемь конденсаторов типа К10 емкостью по 0,1 мкФ.

В качестве стабилизирующего устройства использован стабилизатор постоянного напряжения непрерывного действия на транзисторе $VT5$, включенный в цепь питания высокочастотного инвертора и управляемый операционным усилителем DA (140УД8В). При возрастании напряжения на нагрузке на инвертирующий вход усилителя DA подается большее смещение, напряжение на выходе DA уменьшается; при убывании напряжения — наоборот. На неинвертирующий вход DA поступает стабильное напряжение $U_{оп}$. Уровень выходного напряжения преобразователя может регулиро-

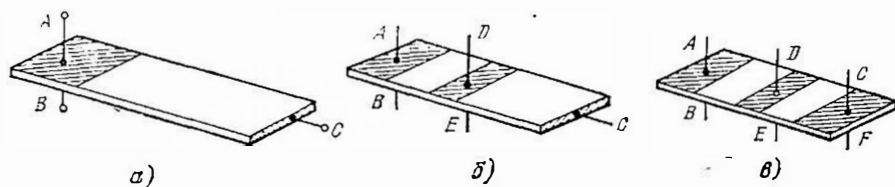


Рис. 6.29. Типовые конструкции пьезоэлектрических трансформаторов

ваться путем изменения сопротивления резистора $R1$. Энергетические характеристики экспериментального макета преобразователя приведены на рис. 6.28,б.

Преобразователи подобного типа могут получить широкое практическое использование для питания фотоэлектронных умножителей, $p-i-n$ - и лавинных фотодиодов, варикапов и других специальных полупроводниковых и электронных приборов, для функционирования которых требуются стабильные напряжения постоянного тока 50 — 200 В при малых токах нагрузки.

Специфической разновидностью высокочастотных преобразователей постоянного напряжения с резонансными инверторами являются преобразователи с пьезоэлектрическими трансформаторами. Пьезоэлектрический трансформатор представляет собой высокочастотную резонансную электромеханическую систему с распределенными параметрами и состоит из керамической пластины (рис. 6.29,а), на поверхность которой наносятся электроды. При приложении к электродам A , B переменного напряжения (синусоидальной или прямоугольной формы) в пьезокерамической пластине под действием изменяющегося электрического поля возникают поверхностные механические колебания, которые распространяются по длине пластины и, достигая электрода C , вновь преобразуются в переменный электрический потенциал, изменяющийся во времени относительно потенциала электродов A и B .

В общем случае пьезоэлектрический трансформатор может иметь и большее число электродов, с помощью которых, в частности, осуществляется ПОС или ООС (рис. 6.29,б). Для электрической изоляции выходной цепи преобразователя от его входа выходные электроды могут располагаться, как показано на рис. 6.29,в.

Растущий интерес к преобразователям постоянного напряжения с пьезоэлектрическими трансформаторами обусловлен прежде всего тем, что они позволяют в значительной степени избавиться от существенных недостатков традиционных электромагнитных трансформаторов — их нетехнологичности (особенно при высоких частотах, малой мощности и значительных напряжениях на входе и выходе), высокой чувствительности к несимметрии питающего напряжения в смежных рабочих полупериодах, плохой конст-

Таблица 6.1

Основные параметры пьезоэлектрических трансформаторов [81]

Марка	Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	Номинальная мощность, Вт	Рабочая частота, кГц	Удельная мощность, Вт/дм ³	Удельная мощность, Вт/кг
ТПЭН-1	120	5	3	85	250	120
ТПЭН-2	120	6,3	4	85	330	160
ТПЭН-3	120	12,5	10	58	400	180
ТПЭН-4	120	15	12	58	500	225
ТПЭН-5	120	20	16	58	600	270
ТПЭН-6	120	27	16	58	700	315
ТПЭН-7	120	48	20	58	800	360
ТПЭН-11	120	3000	5	49	400	170
ТПЭН-12	120	10 000	8	41	270	180

руктивной совместимости с плоскими ИС, бескорпусными мощными полупроводниковыми приборами и конденсаторами, которая затрудняет выполнение преобразовательных каскадов методами гибридной полупроводниковой технологии. Так как пьезоэлектрические трансформаторы представляют собой монолитные твердотельные конструкции, все технологические операции при их изготовлении принципиально могут быть автоматизированы. И тем не менее интерес разработчиков высокочастотных транзисторных преобразователей и средств вторичного электропитания РЭА к пьезоэлектрическим трансформаторам постоянно наталкивался на отсутствие промышленного выпуска, отсутствие гарантированной повторяемости параметров от одного образца к другому.

Как отмечено в [81], авторами сформулированы требования к пьезоэлектрическим материалам для трансформаторов, на основе которых был разработан новый специальный пьезокерамический материал марки ПКД, послуживший основой создания ряда пьезоэлектрических трансформаторов. Основные параметры приведены в табл. 6.1.

Как управляемая резонансная система пьезоэлектрический трансформатор характеризуется сильной зависимостью уровня выходного напряжения от сопротивления и характера нагрузки, температуры, отклонения формы питающего напряжения от синусоидальной. Частотная зависимость его выходного напряжения имеет ряд резонансных пиков с узкой частотной полосой каждого отдельно выбранного резонанса. Все эти особенности должны учитываться при разработке стабилизированных высокочастотных транзисторных преобразователей постоянного напряжения. Ниже приведено описание нескольких схем стабилизированных высокочастотных преобразователей, разработанных на базе пьезоэлектрических трансформаторов, параметры которых приведены в табл. 6.1.

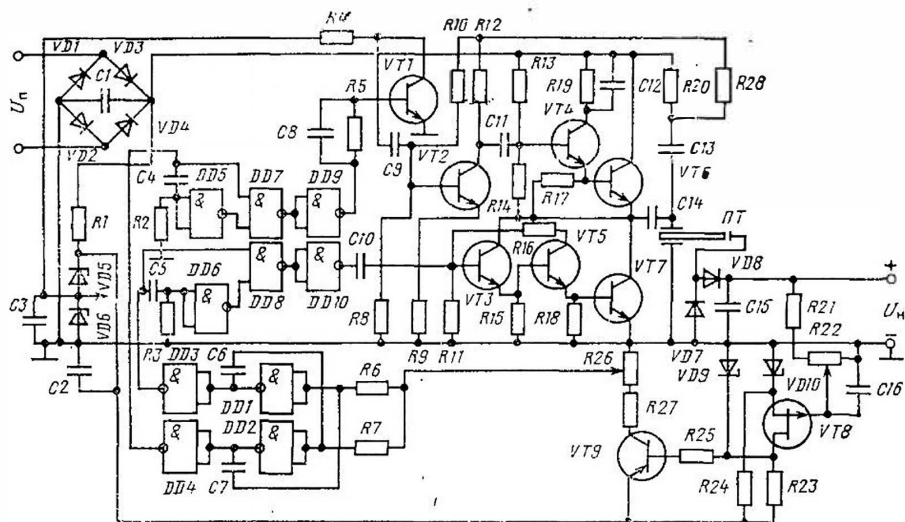


Рис. 6.30. Стабилизированный высокочастотный преобразователь постоянного напряжения с пьезоэлектрическим трансформатором

На рис. 6.30 изображена схема преобразователя с пьезоэлектрическим трансформатором типа ТПЭН-6, в котором стабилизация выходного напряжения осуществляется с помощью регулирования частоты переменного напряжения, подаваемого на трансформатор. Номинальное значение частоты выбрано несколько большим резонансной частоты пьезоэлектрического трансформатора, вследствие чего при ее увеличении уровень выходного напряжения уменьшается, а при уменьшении — увеличивается.

Пьезоэлектрический трансформатор ПТ включен в состав колебательного резонансного контура как составной элемент. Мощные транзисторы VT6 и VT7 типа КТ809А изменяют полярность напряжения на входе ПТ, к его выходу подключен выпрямитель VD7, VD8 и C15, выполненный по схеме удвоения постоянного напряжения. Схема управления мощными транзисторами обеспечивает формирование прямоугольных импульсов, сдвинутых относительно друг друга на половину рабочего периода. Она должна также обеспечивать достаточную во времени задержку момента открывания очередного мощного транзистора с целью исключения нежелательного режима «сквозных» токов через мощные транзисторы. Длительность времени задержки определяется параметрами дифференцирующих цепочек C4R2 и C5R3, дифференцированные импульсы с выходов которых поступают через инверторы-формирователи DD5 и DD6 на входы схем совпадения DD7 и DD8. На вторые входы последних поступают сигналы прямоугольной формы с выходов формирователей DD3 и DD4. С вы-

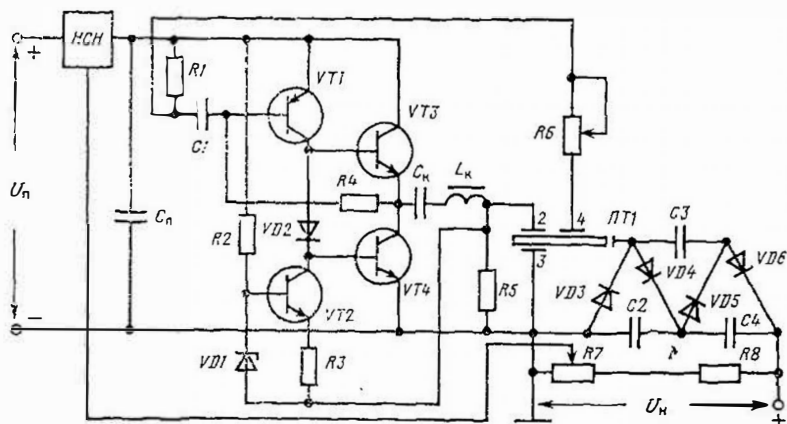


Рис. 6.31. Стабилизированный высоковольтный преобразователь постоянного напряжения с пьезоэлектрическим трансформатором

ходов $DD9$ и $DD10$ сдвинутые на половину рабочего периода импульсы управления, сформированные с паузой на время задержки момента открывания мощных транзисторов, подаются на вход предварительных каскадов усиления на транзисторах $VT1$ — $VT5$ типа КТ602Б. Частота выходного сигнала задающего генератора, представляющего собой мультивибратор на логических элементах $DD1$ и $DD2$ (ИС типа 1ЛБ553), определяется уровнем сигнала на выходе цепи ООС ($R26$). Последняя включает делитель $R21R22$, схему сравнения и усиления сигнала рассогласования на транзисторах $VT8$ (типа КП303А) и $VT9$. В качестве источника опорного напряжения используется стабилитрон $VD9$. Вольтодобавочная цепочка $R28C13$ служит для более полного использования питающего напряжения, так как мощный транзистор $VT6$ включен по схеме с общим коллектором.

На вход высокочастотного резонансного инвертора подается постоянное напряжение с выхода мостового выпрямителя $VD1$ — $VD4$ с фильтром $C1$, подключенного к сети переменного тока с напряжением 127 В. Параметрические стабилизаторы постоянного напряжения ($VD5$, $VD6$) служат для получения питающих напряжений управляющих каскадов преобразователя (питание ИС осуществляется со стабилитрона $VD6$). При выходном напряжении 27 В и мощности нагрузки 15 Вт получен суммарный КПД преобразователя 57%. Напряжение пульсаций 15 мВ, рабочая частота около 58 кГц.

Схема высоковольтного преобразователя постоянного напряжения с пьезоэлектрическим трансформатором ПТ приведена на рис. 6.31. Здесь высокочастотный резонансный инвертор с ПОС выполнен на транзисторах $VT1$ — $VT4$. Последовательный резонансный инвертор

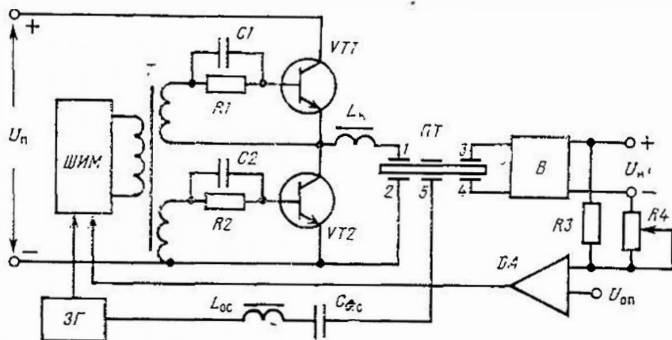


Рис. 6.32. Стабилизированный высокочастотный преобразователь с пьезоэлектрическим трансформатором и широтно-импульсным регулированием

нансный контур $L_k C_k$ настроен на рабочую частоту ΠT и служит для фильтрации высших гармонических составляющих подаваемого на вход ΠT переменного напряжения (электроды 3 и 2 ΠT). Для согласования фазы выходного напряжения инвертора с фазой сигнала ОС, снимаемого с электрода 4 ΠT через резистор R_6 , в схему введена цепь фазовой коррекции $RIC1$. Транзистор $VT2$ выполняет функцию стабилизации тока, его режим стабилизирован стабилитроном $VD1$.

Для стабилизации выходного напряжения преобразователя использован непрерывный стабилизатор постоянного напряжения HCH , включенный на вход мощного преобразовательного каскада. Сигнал ООС снимается с высоковольтного делителя $R7R8$. Выходной выпрямитель на диодах $VD3—VD6$ и конденсаторах $C2—C4$ выполнен по схеме умножения постоянного напряжения. Для повышения коэффициента стабилизации при изменении тока нагрузки целесообразно добавить в рассматриваемую схему еще одну цепь ПОС, входной сигнал для которой должен сниматься с датчика тока нагрузки (на рис. 6.31 эта цепь не показана, чтобы не усложнять схему).

В [81] отмечено, что преобразователи подобного вида целесообразно использовать при напряжении питания $U_n = 15—50$ В, токах нагрузки от 25 до 250 мкА и выходных напряжениях от 1 до 10 кВ. При этом удастся обеспечить нестабильность выходного напряжения до 0,1% при неизменном токе нагрузки и до 1—2% при изменении тока нагрузки в широких пределах.

На рис. 6.32 приведена схема высокочастотного транзисторного преобразователя с пьезоэлектрическим трансформатором, в котором стабилизация выходного напряжения осуществляется широтно-импульсной модуляцией прямоугольных двухполярных импульсов, подаваемых на электроды 1 и 2 ΠT . Напряжение питания преобразователя $U_n = 300$ В. К выходным электродам 3 и 4

ПТ подключен мостовой выпрямитель *В* на диодах типа 2Д212А, который выпрямляет переменное напряжение синусоидальной формы и питает нагрузку постоянным напряжением 27 В.

Мощные транзисторы *VT1* и *VT2* (КТ809А) управляются с выхода широтно-импульсного модулятора *ШИМ* через трансформатор *Т* и форсирующие цепочки *R1C1* и *R2C2*. Сигнал ООС подается на *ШИМ* с выхода усилителя *DA*, который усиливает разность между частью выходного напряжения, снимаемой с резистора *R4*, и опорным напряжением $U_{оп}$.

В [81] *ШИМ* включает в свой состав фазоинверсный каскад с нагрузкой в виде трансформатора *Т*, ждущий мультивибратор, который изменяет ширину управляющего импульса, триггер, схему суммирования и два транзисторных ключа.

Так как гармонический состав питающего *ПТ* напряжения в процессе регулирования (стабилизации) будет изменяться, а *ПТ* имеет не одну, а несколько резонансных частот, то для выделения требуемой рабочей частоты преобразования электроэнергии последовательно с электродами 1 и 2 *ПТ* включен дроссель L_k , который вместе с емкостным сопротивлением *ПТ* образует колебательный контур, настроенный на выбранную частоту резонанса. На эту же частоту настроен и согласующий контур $L_{0.с}C_{0.с}$ в цепи задающего генератора тактовых импульсов *ЗГ* с целью исключения возможности его возбуждения на одной из паразитных резонансных частот *ПТ*. Цепь синхронизации *ЗГ* на выбранной частоте резонанса *ПТ* подключена к его электроду 5.

Вполне приемлемые эксплуатационные характеристики высокочастотных транзисторных преобразователей постоянного напряжения с пьезоэлектрическими трансформаторами и наметившийся прогресс в разработке новых, более перспективных пьезокерамических материалов для них, новых схемотехнических решений данных преобразовательных устройств дают основания надеяться на существенное расширение области их разработок и практического использования уже в ближайшие 5—10 лет.

Схемы более мощных транзисторных преобразователей постоянного напряжения, выполненных на базе высокочастотных резонансных инверторов, рассмотрены в [103, 105]. В [103] приведено описание преобразователя, который при питании от специальной сети трехфазного переменного тока частотой 400 Гц с напряжением 220/115 В обеспечивает на выходе мощность 312 Вт при напряжении 27 В. Преобразователь выполнен по схеме с бестрансформаторным входом, напряжение питающей сети выпрямляется входным выпрямителем с емкостным сглаживающим фильтром и подается на вход высокочастотного транзисторного инвертора. Последний нагружен на выпрямитель и работает в режиме самовозбуждения. Частота преобразования энергии выбрана равной 15 кГц. Суммарная масса преобразователя 0,9 кг, КПД 88%, габариты 225×110×41 мм, удельная мощность 320 Вт/дм³.

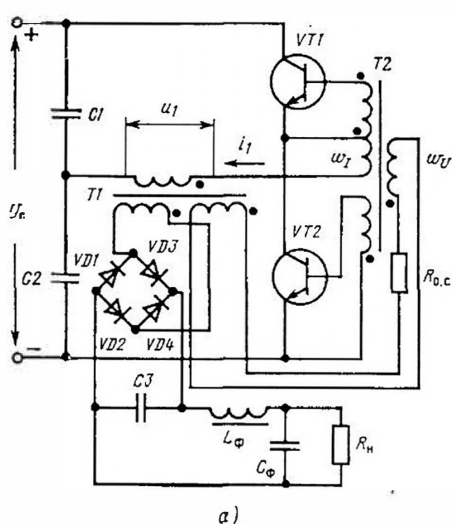


Рис. 6.33. Преобразователь постоянного напряжения с резонансным инвертором, работающим в режиме самовозбуждения

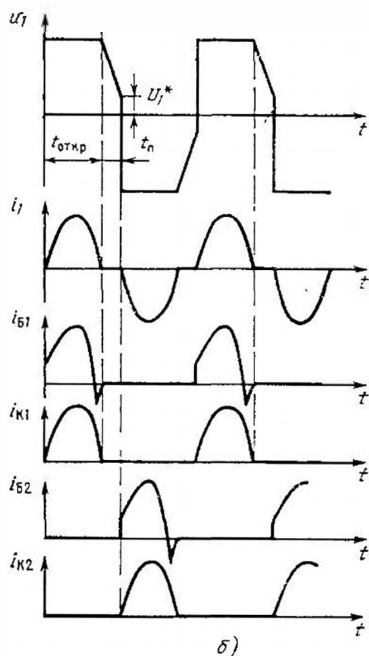


Схема высокочастотного резонансного инвертора приведена на рис. 6.33,а, временные диаграммы, иллюстрирующие ее работу,— на рис. 6.33,б. Высокочастотный инвертор имеет два контура ПОС: один— по уровню тока нагрузки через обмотку ω_1 трансформатора $T2$, другой— по уровню напряжения на обмотках силового трансформатора $T1$ через обмотку ω_U трансформатора $T2$. Цепь ОС по току обеспечивает уменьшение потерь мощности в цепях управления мощных транзисторов $VT1$ и $VT2$, цепь ОС по напряжению дает возможность реализовать автоматически изменяемую задержку момента открывания очередного транзистора и автоматическое симметрирование режима перемагничивания магнитопровода силового трансформатора. После выхода из насыщенного состояния ранее открытого транзистора его коллекторное напряжение в процессе перезаряда емкости коллекторного p - n перехода C_k (см. § 3.1) нарастает сравнительно медленно (рис. 6.33,б). При этом на обмотках $T1$ и $T2$ сохраняются первоначальные полярности напряжений и ранее закрытый транзистор продолжает оставаться в закрытом состоянии. Увеличение тока намагничивания силового трансформатора приводит к автоматическому ускорению процесса перезаряда C_k , уменьшению длительности временной паузы t_p между моментами открывания и закрывания мощных транзисторов и автоматической компенсации

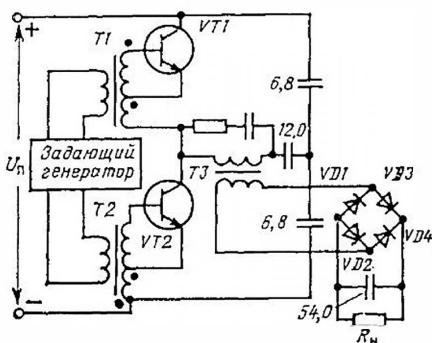


Рис. 6.34. Мощный преобразователь постоянного напряжения с высокочастотным резонансным инвертором

инвертором, имеющим следующие параметры: напряжение питания 180 В, выходное напряжение 110 В, ток нагрузки 20 А, частота преобразования 40 кГц, КПД выше 90%. В качестве мощных транзисторов каждого из плеч инвертора использованы по 16 параллельно включенных транзисторов типа КТ809. Для выравнивания токов через них в цепи эмиттера каждого из транзисторов включены резисторы с сопротивлением 0,05 Ом. В качестве диодов использованы диоды типа КД213, включенные впараллель по два. Схема преобразователя постоянного напряжения изображена на рис. 6.34. Узел управления транзисторами $VT1$ и $VT2$ обеспечивает временную задержку моментов открывания очередного транзистора, равную 0,5 мкс, с целью исключения их коммутационных перегрузок. Резонансный колебательный контур образуют индуктивности рассеяния обмоток силового трансформатора $T3$, конденсаторы емкостного делителя напряжения (по 6,8 мкФ каждый) и включенный последовательно с первичной обмоткой $T3$ конденсатор емкостью 12 мкФ.

несимметрии схемы. Роль элементов резонансного колебательного контура в рассматриваемом устройстве выполняют индуктивности рассеяния обмоток $T1$ и обмотки $w_1 T2$ вместе с емкостями конденсаторов $C1-C3$. Соответствующим выбором резонансной частоты контура $f_{рез} = 1/2(t_{откр} + t_{р.т})$ можно обеспечить бестоковую коммутацию мощных транзисторов.

В [105] приведено описание схемы двухзвенного преобразователя постоянного напряжения с высокочастотным резонансным

ГЛАВА СЕДЬМАЯ. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МОДУЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ

В данной главе рассматриваются высокочастотные транзисторные преобразователи, состоящие из нескольких идентичных базовых модулей, питающихся от общего источника электроэнергии и работающих синхронно на общую нагрузку. При этом под базовым модулем будем понимать самостоятельное преобразовательное устройство, выполняющее свою функцию преобразования

электроэнергии и рассматриваемое с точки зрения конструктивно-технологического и схемотехнического исполнения как единое целое.

7.1. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ

Одной из традиционных причин построения высокочастотных транзисторных преобразователей из идентичных базовых модулей является недостаточная мощность каждого из них по отношению к мощности нагрузки. На практике используются следующие способы взаимного включения базовых модулей, источника электроэнергии и нагрузки: все модули подключены параллельно к источнику электроэнергии и работают параллельно на общую нагрузку (рис. 7.1,а); модули включены между собой последовательно по цепям их питания, соединены с источником электроэнергии и работают параллельно на общую нагрузку (рис. 7.1,б); модули подключены параллельно к источнику питания, а их выходные напряжения суммируются для питания общей нагрузки (рис. 7.1,в); модули включены последовательно по цепям питания, а их выходные напряжения суммируются для питания общей нагрузки (рис. 7.1,г).

Первый из отмеченных способов включения базовых модулей в структуре высокочастотного транзисторного преобразователя используется при сравнительно низких питающих напряжениях для распределения суммарной мощности нагрузки между синхронно и синфазно работающими модулями, когда напряжение, прикладываемое к каждому закрытому транзистору любого отдельно взятого модуля, не превышает предельно допустимого значения этого параметра.

Подобное исполнение мощных преобразовательных устройств из маломощных базовых преобразовательных модулей известно в практике давно — параллельная работа выпрямителей, инверторов, стабилизаторов на общую нагрузку. Основная проблема, которую приходится решать разработчику данных преобразователей, заключается в выравнивании токов нагрузок, а следовательно, и уровней преобразуемой энергии между параллельно работающими модулями.

Второй способ включения базовых преобразовательных модулей (см. рис. 7.1,б) используется, когда питающее напряжение U_n превышает верхнюю границу, при которой обеспечивается допустимое значение напряжения на закры-

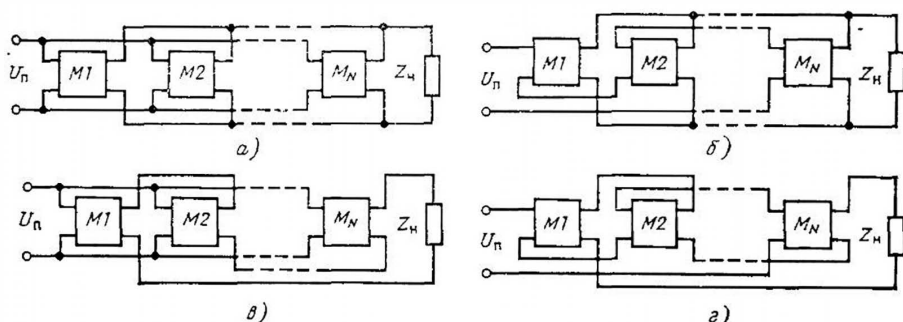


Рис. 7.1. Схемы включения базовых преобразовательных модулей в высокочастотных преобразователях модульной структуры

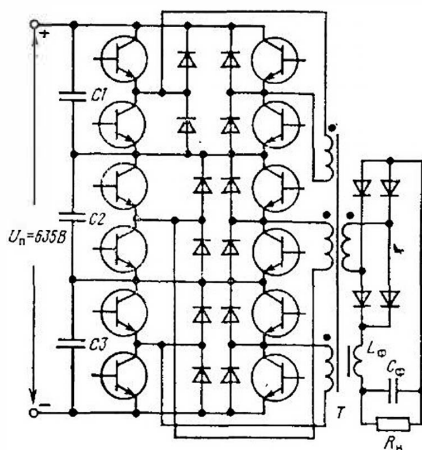


Рис. 7.2. Модульный регулируемый преобразователь постоянного напряжения на повышенное напряжение

электроэнергии с напряжением 635 В. Последнее образуется на выходе нерегулируемого выпрямителя, выполненного по мостовой бестрансформаторной схеме и подключенного к трехфазной промышленной сети частотой 50 Гц.

Нагрузкой каждого модуля служит одна из трех идентичных первичных обмоток силового высокочастотного трансформатора, включенная в диагональ соответствующей мостовой схемы. Общая выходная обмотка этого трансформатора нагружена на выпрямитель с фильтром LC-типа. Конденсаторы $C1$ — $C3$ выравнивают напряжения на входах базовых инверторных модулей, а напряжение на коллекторе каждого из мощных транзисторов в закрытом состоянии примерно равно 212 В.

Параллельное подключение базовых модулей к источнику электроэнергии и суммирование их выходных напряжений на общей нагрузке (см. рис. 7.1,б) является одним из распространенных способов построения высоковольтных преобразовательных устройств с выходными напряжениями до 10 кВ и более при мощности от сотен ватт до единиц киловатт. При этом типовые значения выходных напряжений каждого базового модуля составляют примерно 0,5—2 кВ. Каждый базовый модуль, как правило в одноканальном варианте, выполняется по одной из ранее рассмотренных схем стабилизированных двухзвенных преобразователей постоянного напряжения, а устройство управления модулями обеспечивает синхронность работы всех стабилизирующих устройств и высокочастотных транзисторных инверторов с целью исключения возможности появления низкочастотной составляющей пульсаций напряжения на нагрузке.

Такое же включение базовых модулей (см. рис. 7.1,б) используется и при построении многофазных транзисторных инверторов с синусоидальным выходным напряжением, когда выходные напряжения инверторных модулей, имеющие прямоугольную форму и сдвинутые относительно друг друга на дискретный фазовый угол, суммируются на нагрузке для получения заданной формы напряжения.

тых мощных транзисторах каждого отдельно взятого модуля. В данном случае напряжение питания U_n распределяется между последовательно включенными базовыми модулями, в результате на входе каждого из них действует напряжение, равное U_n/N , где N —число используемых базовых модулей. Примером подобного исполнения высокочастотных транзисторных преобразователей является преобразователь, схема которого приведена на рис. 7.2 [7]. Здесь три идентичных высокочастотных транзисторных инвертора мостового типа, представляющих собой три регулируемых базовых модуля, работают синфазно с частотой преобразования электроэнергии, равной нескольким десяткам килогерц, соединены последовательно по цепям питания и подключены к общему источнику элект-

Включение базовых преобразовательных модулей по схеме рис. 7.1,2 может быть использовано при построении преобразователей, питающихся от источников электроэнергии со сравнительно высоким напряжением ($U_n > U_{кэ доп}$) и обеспечивающих на выходе высокое постоянное напряжение ($U_n \geq 5-10$ кВ) или переменное напряжение синусоидальной формы, как об этом было отмечено выше. При построении высокочастотных преобразователей модульной структуры возможны кроме перечисленных способов также их различные комбинации в виде последовательно-параллельного включения базовых модулей.

В последнее время все чаще модульное построение высокочастотных преобразовательных устройств рассматривается в качестве средства повышения их технологичности и надежности, снижения трудоемкости изготовления и возможной гибкой трансформации силовых схем, повышения уровня унификации и стандартизации, а также как основной фактор, способствующий переходу к полностью автоматизированному специализированному производству стандартизованных по электрическим и конструктивным параметрам базовых преобразовательных модулей.

При модульном построении решаются вопросы резервирования посредством введения минимальной избыточности и, как следствие этого, повышения надежности преобразователей, улучшения массогабаритных характеристик при организации многофазного режима работы базовых модулей, адаптации структур преобразователей к изменениям условий их эксплуатации и режимов работы, экономии электроэнергии и т. п.

Ниже кратко рассматриваются наиболее типичные примеры практической реализации высокочастотных транзисторных преобразователей модульной структуры.

7.2. МНОГОФАЗНЫЕ СТАБИЛИЗИРОВАННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ

Под многофазными преобразователями постоянного напряжения понимаются преобразовательные устройства, состоящие из нескольких базовых модулей (ОПН или импульсных стабилизаторов), работающих с временным сдвигом относительно друг друга на общую нагрузку. Единство значений частоты преобразования электроэнергии в каждом из базовых модулей и порядок переключения их мощных транзисторов обеспечивается единым задающим генератором, который представляет собой кольцевой сдвигающий регистр, управляемый импульсами тактовой частоты.

На рис. 7.3 приведены типовая силовая схема многофазного преобразователя постоянного напряжения, в котором в качестве базовых модулей используются ОПН с обратным включением выпрямительного диода, и временные диаграммы, иллюстрирующие его работу.

Преобразователь состоит из N одинаковых базовых ОПН, каждый из которых работает в режиме прерывистого тока в индуктивности намагничивания силового трансформатора при $t_{откр} \ll t_{закр}$. Моменту открывания мощного транзистора в произволь-

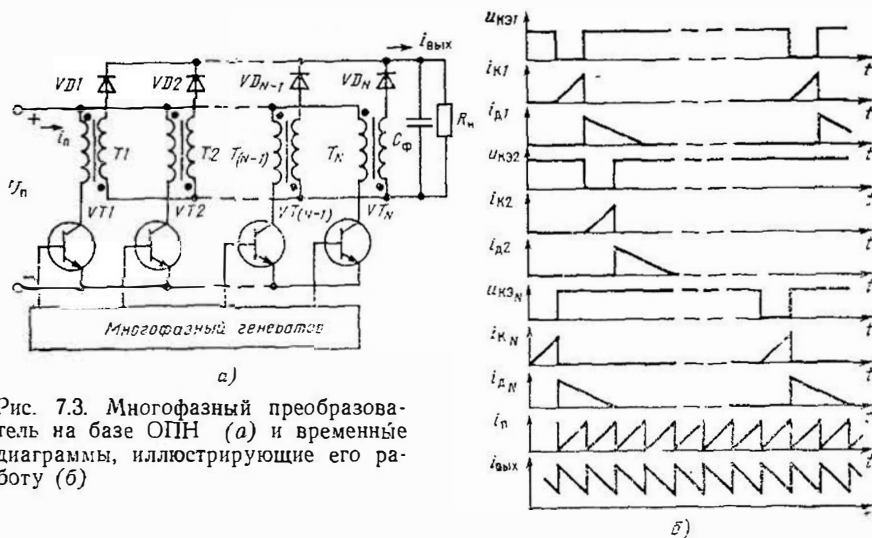


Рис. 7.3. Многофазный преобразователь на базе ОПН (а) и временные диаграммы, иллюстрирующие его работу (б)

но выбранном базовом модуле соответствует закрывание мощного транзистора в предыдущем (с точки зрения временной последовательности их работы) модуле, а закрыванию транзистора в исходном модуле — открывание мощного транзистора в следующем за ним модуле.

При такой организации схемы многофазного преобразователя постоянного напряжения обеспечиваются относительно постоянное потребление электроэнергии от источника питания, существенно лучшее использование сглаживающих фильтров, равномерное распределение мощности между базовыми модулями в процессе работы преобразователя и т. п. В отечественной литературе приводятся сведения о разработке подобного многофазного преобразователя постоянного напряжения мощностью 1,5 кВт ($U_n = 6$ В; $I_n = 250$ А), питающегося от трехфазной промышленной сети с частотой переменного напряжения 50 Гц через выпрямитель. Частота преобразования 20 кГц, КПД 80%, масса 5,3 кг.

Схемы многофазных преобразователей, выполненных на базе нескольких непосредственных регулируемых преобразователей постоянного напряжения (рис. 1.4, а; 5.19, а и 5.21), приведены на рис. 7.4, а—в. В [82] приводятся данные о разработке многофазного преобразователя постоянного напряжения по схеме рис. 7.4, а на мощность 5,4 кВт ($U_n = 27$ В, $I_n = 200$ А), питающегося от сети постоянного тока с напряжением 28—40 В. Частота преобразования электроэнергии в каждом базовом модуле 20 кГц. Общее число базовых модулей — 16. Все модули стабилизированы посредством широтно-импульсной модуляции параметров высокоча-

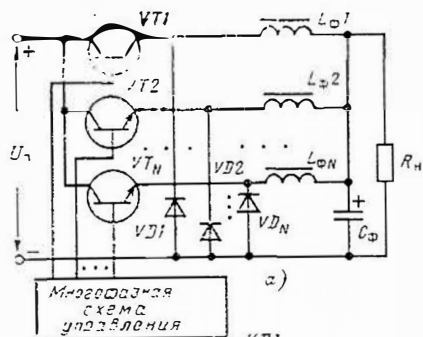


Рис. 7.4. Многофазные импульсные стабилизаторы постоянного напряжения с разными типами базовых модулей

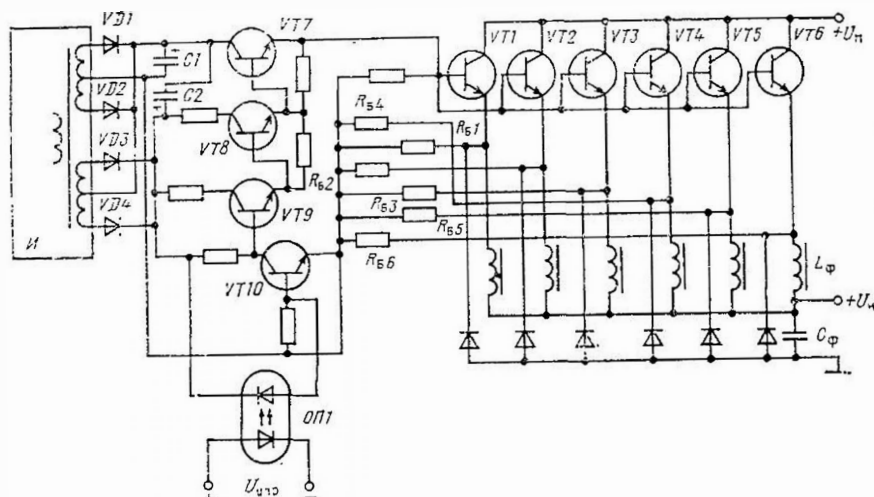
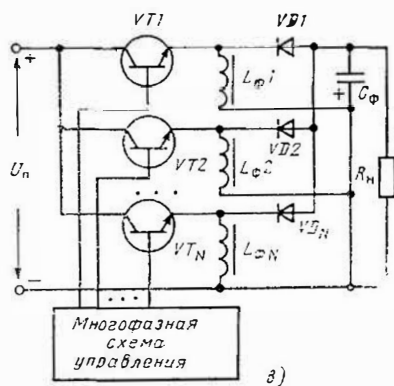
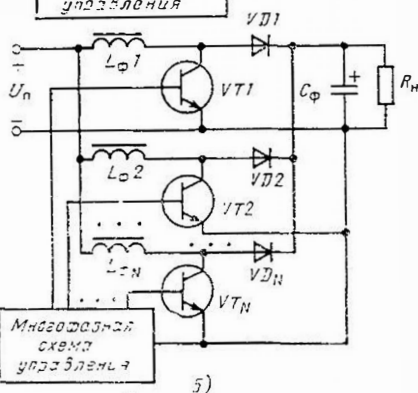


Рис. 7.5. Экономичная схема базового модуля мощного высокочастотного импульсного стабилизатора постоянного напряжения

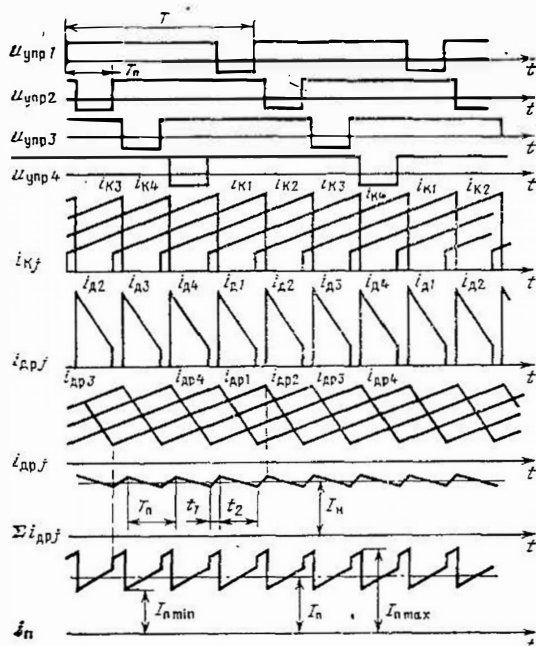
стотной импульсной последовательности на входе каждой непрерывной части базовых модулей. Схема управления обеспечивает синхронную работу модулей с фазовым сдвигом на $1/16$ рабочего периода каждого модуля, т. е. примерно на 3 мкс. По цепи ООС сигнал с выхода преобразователя управляет длительностью импульсов, подаваемых на входы сглаживающих фильтров базовых модулей. Масса разработанного устройства 15 кг, объем $14,3 \text{ дм}^3$, КПД более 95%, удельная мощность 380 Вт/дм^3 , частота пульсаций тока, потребляемого многофазным преобразователем, 320 кГц.

Схема базового модуля изображена на рис. 7.5. Здесь мощный транзисторный ключ $VT1-VT6$ (параллельно включенные транзисторы типа КТ908Б) открывается при открывании составного транзистора $VT7-VT9$, когда через базовые цепи $VT1-VT6$ от источника положительного смещения 4 В на диодах $VD1-VD2$ и конденсаторе $C1$ начинает протекать ток, ограниченный сопротивлениями базовых резисторов $R_{б1}-R_{б6}$. Транзистор $VT10$ при этом закрыт.

При открывании оптрона $ОП1$ управляющий транзистор $VT10$ открывается и шунтирует вход составного транзистора $VT7-VT9$, вследствие чего последний закрывается и разрывает цепь тока базы мощного транзисторного ключа. Источник смещения с напряжением 5 В, выполненный на диодах $VD3-VD4$ и конденсаторе $C2$, обеспечивает насыщение транзистора $VT7$ и повышение КПД базового преобразовательного модуля. Рабочая частота малоомощного инвертора $И$, с выхода которого снимаются напряжения смещения 5 и 4 В, равна 20 кГц. В качестве $И$ в [82] использован простейший высокочастотный транзисторный инвертор с самовозбуждением и дополнительной цепью начального запуска.

Дроссель сглаживающего фильтра L_f представляет собой два идентичных последовательно включенных дросселя, выполненных на альсиферовых магнитопроводах. Обмотки секционные, намотаны шестью проводами впараллель для лучшего симметрирования коммутационных токов через силовые транзисторы $VT1-VT6$. Конденсатор C_f имеет емкость 13,6 мкФ (20 параллельно включенных конденсаторов типа КМ-6 каждый емкостью по 0,68 мкФ). В [83] описаны схемные особенности и характеристики многофазного импульсного стабилизатора постоянного напряжения мощностью 2,4 кВт, который питается от трехфазной сети переменного тока с линейным напряжением 220 В и частотой от 0 до 1000 Гц. Выходное напряжение стабилизатора $240 \pm 3 \text{ В}$, ток нагрузки 10 А, рабочая частота каждого базового модуля 8 кГц, число модулей 8, КПД 97%, удельная мощность 365 Вт/дм^3 . В качестве базовых модулей в описываемом преобразователе использованы импульсные стабилизаторы постоянного напряжения, выполненные по схеме, изображенной на рис. 1.4,а. В [84-93] рассмотрены основные вопросы теории многофазных высокочастот-

Рис. 7.6. Временные диаграммы, иллюстрирующие характер электромагнитных процессов в многофазном импульсном стабилизаторе постоянного напряжения по рис. 7.4,а (число базовых модулей — 4)



ных преобразователей постоянного напряжения, исследованы их режимы, дано описание многофазных схем управления.

На рис. 7.6 в качестве примера приведены временные диаграммы, иллюстрирующие электромагнитные процессы в схеме многофазного высокочастотного преобразователя постоянного напряжения, выполненного по схеме рис. 7.4,а из четырех базовых модулей. Предполагается, что каждый такой модуль работает в режиме непрерывного тока в дросселе своего сглаживающего фильтра, параметры всех модулей идентичны, а потери электроэнергии в силовой части отсутствуют.

Пусть k_n — максимальное число одновременно открытых силовых транзисторов многофазного преобразователя, состоящего из N базовых модулей. Тогда, приняв условно за начало отсчета $t = 0$ момент открывания силового регулирующего транзистора в базовом модуле с номером, равным наибольшему из возможных значений k_n , получим для интервала времени t_1 (см. рис. 7.6) расчетные выражения для токов в обмотках дросселей сглаживающих фильтров преобразователя:

$$\left. \begin{aligned} i_{дрj} &= I_{др\min} + [(U_n - U_n)/L_\phi][t + (k_n - j)T_n] \\ \text{при } j &= 1, 2, \dots, k_n; \\ i_{дрj} &= I_{др\max} - (U_n/L_\phi)[t + (N - j - 1 - \gamma_m^*)T_n] \\ \text{при } j &= (k_n + 1), (k_n + 2), \dots, N, \end{aligned} \right\} \quad (7.1)$$

где $T_n = T/N$ — период изменения суммарного тока всех дросселей преобразователя; $\gamma_m^* = t_1/T_n$.

По окончании интервала t_1 в силовой схеме преобразователя закрывается мощный регулирующий транзистор в базовом модуле с номером 1. За этот интервал суммарный ток всех дросселей многофазного преобразователя изменится на

$$\sum_{j=1}^N \Delta i_{др j} = k_n [(U_n - U_n)/L_\phi] t_1 - (N - k_n) (U_n/L_\phi) t_1 = \\ = [(k_n U_n - N U_n)/L_\phi] t_1. \quad (7.2)$$

После закрывания регулирующего транзистора в базовом модуле с номером 1 в течение последующего интервала времени t_2 (см. рис. 7.6) в многофазном преобразователе будут открыты силовые транзисторы в $(k_n - 1)$ базовых модулях и закрыты в $(N - k_n + 1)$ модулях. Сдвинув начало отсчета времени в начальную точку интервала t_2 , получим для токов в дросселях сглаживающих фильтров рассматриваемого преобразователя:

$$\left. \begin{aligned} i_{др j} &= I_{др \min} + [(U_n - U_n)/L_\phi] [t + (k_n - j + \gamma_m^*) T_n] \\ \text{при } j &= 2, 3, \dots, k_n; \\ i_{др j} &= I_{др \max} - (U_n/L_\phi) [t + (N - j - 1) T_n] \\ \text{при } j &= (k_n + 1), (k_n + 2), \dots, N, N + 1. \end{aligned} \right\} \quad (7.3)$$

За время t_2 суммарный ток всех дросселей многофазного преобразователя изменится на

$$\sum_{j=1}^N \Delta i_{др j} = \frac{(k_n - 1) U_n - N U_n}{L_\phi} t_2. \quad (7.4)$$

В конце интервала t_2 происходит открывание мощного регулирующего транзистора в $(k_n + 1)$ базовых модулях и в схеме многофазного преобразователя вновь окажется k_n открытых и $(N - k_n)$ закрытых мощных транзисторов. Далее процессы в схеме рассматриваемого преобразователя повторяются. Из (7.2) и (7.4) получим

$$U_n = [(k_n - 1 - \gamma_m^*)/N] U_n = \gamma_\phi U_n, \quad (7.5)$$

где γ_ϕ — относительная длительность импульсов на входе сглаживающего фильтра каждого взятого в отдельности базового модуля.

При идеальном выравнивании токов нагрузок параллельно работающих базовых модулей средний ток в обмотках дросселей равен I_n/N , а его максимальное и минимальное значения соответ-

ственно могут быть вычислены с помощью выражений:

$$\begin{aligned} I_{\text{др max}} &= (I_n/N) + U_n T(1-\gamma_\phi)/2L_\phi; \\ I_{\text{др min}} &= (I_n/N) - U_n T(1-\gamma_\phi)/2L_\phi. \end{aligned} \quad (7.6)$$

Согласно [85] ток, потребляемый многофазным преобразователем, в интервале t_1

$$i_n = \frac{k_n}{N} I_n + \frac{k_n}{N} \frac{U_n}{2L_\phi \gamma_\phi} [2Nt - (N\gamma_\phi - k_n + 1)T] (1 - \gamma_\phi); \quad (7.7)$$

в интервале t_2

$$i_n = \frac{k_n - 1}{N} I_n + \frac{k_n - 1}{N} \frac{U_n}{2L_\phi \gamma_\phi} [2Nt - (k_n - N\gamma_\phi)T] (1 - \gamma_\phi). \quad (7.8)$$

Максимальное и минимальное значения потребляемого многофазным преобразователем тока соответственно равны:

$$\begin{aligned} I_{n \text{ max}} &= \frac{k_n}{N} I_n + \frac{k_n}{N} \frac{U_n T}{2L_\phi \gamma_\phi} (N\gamma_\phi - k_n + 1) (1 - \gamma_\phi); \\ I_{n \text{ min}} &= \frac{k_n - 1}{N} I_n + \frac{k_n - 1}{N} \frac{U_n T}{2L_\phi \gamma_\phi} (k_n - N\gamma_\phi) (1 - \gamma_\phi). \end{aligned} \quad (7.9)$$

Двойная амплитуда (размах) пульсаций напряжения на нагрузке рассматриваемого преобразователя может быть рассчитана с помощью формулы [85]

$$\Delta U_{n\sim} = U_n (T^2/8N^2 L_\phi C_\phi) [(N\gamma_\phi - k_n + 1)(k_n - N\gamma_\phi)/\gamma_\phi], \quad (7.10)$$

где C_ϕ — суммарная емкость конденсаторов сглаживающих фильтров на выходе многофазного высокочастотного преобразователя постоянного напряжения.

Как отмечено в [86], даже небольшое расхождение в значениях относительных длительностей импульсов на входах сглаживающих фильтров базовых модулей многофазного преобразователя приводит к переходу некоторых из них в режим прерывистого тока в дросселе и резкой несимметрии их нагрузок. Такая несимметрия будет тем большей, чем меньше потери в силовой цепи каждого базового модуля и больше число модулей в составе многофазного преобразователя. Поэтому для рассматриваемых преобразовательных устройств, в которых базовые модули должны работать в режиме непрерывного тока в обмотках дросселей сглаживающих дросселей, необходимым условием равномерного распределения мощности нагрузки между всеми работающими параллельно модулями является введение специальных мер выравнивания выходных токов модулей.

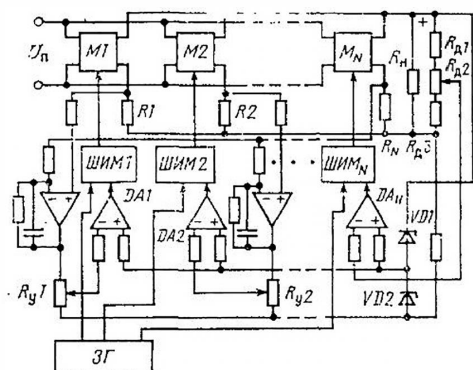


Рис. 7.7. Схема управления многофазного стабилизированного преобразователя постоянного напряжения с симметрированием токов нагрузок базовых модулей

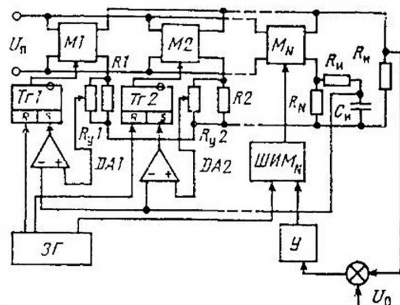


Рис. 7.8. Схема управления многофазного стабилизированного преобразователя

На рис. 7.7, 7.8 приведены схемы управления многофазными преобразователями постоянного напряжения, обеспечивающие равномерное распределение токов нагрузки между модулями [92]. В обеих приведенных схемах информация об уровне тока нагрузки каждого базового модуля снимается с датчика тока, в качестве которого используется низкоомный резистор.

В схеме, приведенной на рис. 7.7, каждый базовый модуль $M_1, M_2, \dots, M_N$ управляется своим собственным широтно-импульсным модулятором $ШИМ_1, ШИМ_2, \dots, ШИМ_N$. Соответствующий фазовый сдвиг базовых модулей и их синхронная работа обеспечиваются единым многофазным задающим генератором $ЗГ$. На информационный вход каждого $ШИМ$ сигнал поступает со своего операционного усилителя $ДА_1, ДА_2, \dots, ДА_N$, который усиливает сигнал рассогласования между опорным напряжением и сигналом ООС.

Ведущий базовый модуль M_N управляется разностью сигналов, один из которых пропорционален уровню выходного напряжения преобразователя и поступает на инвертирующий вход операционного усилителя $ДА_N$ через делитель напряжения $R_{д1} - R_{д3}$. На неинвертирующий вход усилителя $ДА_N$ поступает стабильное напряжение со стабилитрона VD_1 . Таким образом, ведущий базовый модуль M_N работает в режиме стабилизации напряжения на нагрузке R_n .

На вход остальных базовых модулей $M_1, M_2, \dots, M_{N-1}$, которые в силу соответствующего построения схемы управления оказываются ведомыми по отношению к модулю M_N , поступают сигналы, определяемые разностью выходных токов ведущего базового модуля M_N и каждого из ведомых, из-за чего последние ра-

ботаю в режиме стабилизации выходных токов. При изменении тока нагрузки базового модуля M_N изменяется уровень напряжения на резисторе R_N , что приводит к появлению сигнала рассогласования между токами ведущего и ведомых модулей. Реакция цепей ОС всех ведомых модулей будет направлена на компенсацию возникшего рассогласования посредством соответствующего изменения угла регулирования и относительной длительности импульсов на входе сглаживающих фильтров ведомых модулей. С помощью делителей напряжения $R_{y1}, R_{y2}, \dots, R_{y(N-1)}$ ток нагрузки каждого из ведомых базовых модулей можно установить равным току ведущего или в любом требуемом соотношении к нему.

Схема управления, приведенная на рис. 7.8, отличается от предыдущей тем, что в цепи управления каждого ведомого модуля вместо широтно-импульсного модулятора использован RS -триггер, R -входы эти триггеров подключены к многофазному $3Г$, а сигналы на их S -входы подаются с выходов $N-1$ двухходовых компараторов $DA1, DA2, \dots, DA_{(N-1)}$. В установившемся режиме многофазного преобразователя широтно-импульсный модулятор ведущего базового модуля обеспечивает стабилизацию напряжения на нагрузке посредством соответствующего регулирования относительной длительности открытого состояния регулирующего транзистора в M_N .

Сдвинутые во времени относительно друг друга импульсы с выхода задающего генератора устанавливают RS -триггеры в состояние, когда на их выходах присутствуют сигналы, открывающие мощные регулирующие транзисторы ведомых модулей. Относительная длительность каждого из таких импульсов определяется выходным током соответствующего модуля, так как закрытие его мощного транзистора наступает именно в тот момент, когда компаратор переводится в противоположное устойчивое состояние под воздействием изменившегося знака разности сигналов на его входах и RS -триггер переключается в состояние, противоположное исходному.

При изменении тока нагрузки ведущего базового модуля M_N изменяется уровень опорного напряжения, подаваемого на общие входы всех компараторов с датчика тока R_N через интегрирующее звено $C_{II}R_{II}$. Это вызывает соответствующее изменение момента переключения всех компараторов и изменение относительной длительности управляющих сигналов на выходе всех RS -триггеров таким образом, чтобы скомпенсировать возникший разбаланс выходных токов ведущего и ведомых базовых модулей. Резисторы $R_{y1}, R_{y2}, \dots, R_{y(N-1)}$, как и в предыдущей схеме, дают возможность первоначальной установки требуемого тока нагрузки каждого ведомого модуля в отдельности относительно выходного тока ведущего модуля M_N .

Рассмотренные схемы управления многофазными высокочастотными преобразователями постоянного напряжения (см. рис.

7.7, 7.8) обеспечивают автоматическое выравнивание токов нагрузки базовых модулей также и при отказе (отключении) одного или нескольких ведомых модулей. При этом происходят изменение тока ведущего модуля M_N и, как следствие этого, соответствующие изменения токов исправных (работающих) ведомых модулей. Однако при выходе из строя ведущего модуля происходит отказ всего многофазного преобразователя. Поэтому вопросам обеспечения повышенной эксплуатационной надежности ведущего базового модуля, его схемы управления и регулирования должно уделяться особое внимание при разработке подобных модульных преобразователей.

Как было отмечено в гл. 1, одним из важнейших направлений комплексной миниатюризации средств вторичного электропитания РЭА и высокочастотных транзисторных преобразователей как их основной части является дальнейшее повышение частоты преобразования электроэнергии посредством увеличения частоты коммутации силовых полупроводниковых приборов в преобразовательных каскадах. При этом в качестве одного из факторов, сдерживающих этот процесс, называлось сопутствующее ему увеличение динамических потерь энергии на коммутацию полупроводниковых приборов. Хотя рассматриваемые здесь многофазные преобразователи постоянного напряжения в силу своей специфики позволяют значительно увеличить частоту пульсаций токов на входе и выходе по сравнению с однофазными, во много раз уменьшить уровни этих пульсаций (см. рис. 7.6), тем не менее и для них возрастание динамических потерь в каждом отдельно взятом базовом модуле является основным препятствием на пути перехода к более высоким частотам преобразования электроэнергии.

С этой точки зрения реализация режима прерывистого тока в дросселе сглаживающего фильтра каждого базового модуля может рассматриваться как средство дальнейшего повышения частоты преобразования электроэнергии в многофазных преобразователях постоянного напряжения [90]. В таком режиме в базовых модулях отсутствуют коммутационные перегрузки мощных транзисторов и диодов, обусловленные их инерционностью, поэтому при обеспечении условия безразрывности выходного тока много-

фазного преобразователя $\left(\sum_{j=1}^N i_{\text{дп}j} > 0 \right)$ удается значительно

улучшить энергетические характеристики преобразователя в целом. Из весьма приближенных расчетов и результатов эксперимента, приведенных в [90], следует, что для многофазного преобразователя мощностью 120 Вт, выполненного из четырех базовых модулей на силовых биполярных транзисторах типа 2Т908Б и диодах типа 2Д212, при частоте преобразования, равной 150 кГц и $U_n = 20$ В, переход от режима непрерывного тока в дросселе

каждого базового модуля к режиму прерывистого тока привел к возрастанию КПД преобразователя с 0,72—0,79 до 0,84—0,87. В то же время для обоих режимов работы при частоте преобразования электроэнергии, равной 80 кГц, КПД преобразователя был одинаков и равен 0,85.

Для реализации указанного режима многофазного высокочастотного преобразователя постоянного напряжения необходимо выполнение условия

$$R_n^* T (1 - \gamma_\Phi) / 2 \geq L_\Phi \geq R_n^* T (1 - \gamma_\Phi N) / 2N^2, \quad (7.11)$$

где $\gamma_\Phi = U_n \sqrt{2L_\Phi} / U_n \sqrt{R_n^* (1 - U_n / U_n) T}$;

R_n^* — эквивалентное сопротивление нагрузки каждого базового модуля в отдельности; N — число базовых модулей в силовой части преобразователя; T — период работы базового модуля.

Переход к режиму прерывистого тока в дросселе сглаживающего фильтра каждого из базовых преобразовательных модулей также в значительной степени облегчает решение задачи выравнивания нагрузок между параллельно работающими модулями. Однако степень использования мощных полупроводниковых приборов в многофазном преобразователе при этом существенно ухудшается, а масса и габариты конденсаторов сглаживающих фильтров на входе и выходе преобразователя увеличиваются по сравнению с идентичным многофазным преобразователем, в базовых модулях которого обеспечивается режим непрерывного тока в дросселях фильтров.

При построении многофазных преобразователей постоянного напряжения разработчику приходится решать вопрос об установке на их входе дополнительных конденсаторов, которые исключают влияние на характеристики проектируемых преобразовательных устройств индуктивных сопротивлений питающей сети. Входные конденсаторы работают в весьма тяжелых электрических режимах, так как через них протекает значительный переменный ток, который будет уменьшаться по мере увеличения числа используемых базовых модулей. В [94] предлагается производить выбор установленной мощности входных конденсаторов по действующему значению протекающего через них тока I_C , которое может быть вычислено с по-

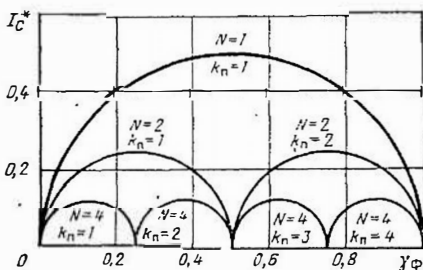


Рис. 7.9. Расчетные графики для выбора конденсаторов входного сглаживающего фильтра многофазного преобразователя постоянного напряжения

мощью формулы

$$I_C^* = \frac{I_C}{I_n} = \sqrt{\left(\frac{k_n}{N} - \gamma_\Phi\right) \left(\gamma_\Phi - \frac{k_n - 1}{N}\right)}, \quad (7.12)$$

где k_n — максимальное число открытых в интервале T_n силовых транзисторов в базовых модулях ($k_n = 1, 2, \dots, N$).

Расчетные графики, полученные с помощью (7.12), приведены на рис. 7.9. Они представляют собой полуокружности с радиусом, равным максимальному значению тока $I_C^* = 1/2N$. Число полуокружностей соответствует числу базовых модулей в силовой структуре многофазного преобразователя. В точках $\gamma_\Phi = 0$ и $\gamma_\Phi = k_n/N$ ток $I_C^* = 0$, т. е. переменная составляющая тока через входной конденсатор отсутствует.

С помощью графиков, приведенных на рис. 7.9, можно не только определить действующее значение тока, протекающего через входные конденсаторы, и осуществить их обоснованный выбор, но и решить обратную задачу — выбрать требуемое число базовых модулей исходя из предельно допустимого значения I_C , характерного для того или иного типа входных конденсаторов.

7.3. РЕЗЕРВИРОВАНИЕ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ МОДУЛЬНОЙ СТРУКТУРЫ

Модульная структура высокочастотных преобразователей предоставляет широкие возможности для организации резервирования ее основных функциональных узлов посредством введения сравнительно небольшой избыточности. Создание резерва мощности в таких преобразователях решает две основные задачи: повышение эксплуатационной надежности при выходах из строя комплекствующих элементов и отказах отдельных модулей; гибкую перестройку структуры преобразователя (адаптацию) при изменении режима его эксплуатации или управляющих сигналов. Резерв мощности в преобразователях модульной структуры создается двумя основными способами: «горячего» и «холодного» резервирования.

В первом случае все базовые преобразовательные модули при включении преобразователя находятся в рабочем состоянии, но каждый из них отдает в нагрузку часть той мощности, на которую он рассчитан. При отказе одного или нескольких модулей они отключаются внутренней схемой защиты или сигналом, поступающим от специального устройства контроля исправности базовых модулей. Остальные базовые модули при отключении отказавших берут на себя их нагрузку и таким образом используют тот резерв, который был заложен в них в номинальном режиме всех базовых модулей.

Рассмотрим в качестве примера высокочастотный транзисторный преобразователь постоянного напряжения, состоящий из N параллельно работающих идентичных модулей (см. рис. 7.1,а), и оценим безотказность его работы, если при отключении h_p отказавших модулей выходные параметры преобразователя будут оставаться неизменными. Предполагается, что все базовые модули для выравнивания их выходных токов нагрузок работают в режиме ограничения токов на уровне $I_{м0}$. Тогда, определив уровень заложенного резерва мощности как $\kappa_p = h_p / N_{\min}$, воспользуемся формулой [95] для расчета среднего времени наработки рассматриваемого преобразователя между его отказами:

$$t_{\text{без}} = \mu_b h_p / N_{\min} C_N^{N_{\min}} \lambda^{h_p+1}, \quad (7.13)$$

где μ_b — интенсивность восстановления работоспособности модульного преобразователя; λ — интенсивность отказов базового модуля; $C_N^{N_{\min}} = N! / N_{\min}! h_p!$. Минимальное число оставшихся в рабочем состоянии базовых модулей в структуре модульного преобразователя будет равно

$$N_{\min} = 1 + I_{н \max} / I_{м0}, \quad (7.14)$$

где $I_{н \max}$ — максимальный ток нагрузки преобразователя.

Выражение (7.14) учитывает, что для поддержания стабильным выходного напряжения преобразователя необходим как минимум один исправный базовый модуль, работающий в режиме стабилизации своего выходного напряжения. В номинальном режиме преобразователя при исправном состоянии всех его базовых модулей общее число модулей, работающих в режиме стабилизации выходного напряжения, должно быть соответственно $h_p + 1$.

Пусть, например $I_{н \max} = 1000$ А, $I_{м0} = 100$ А. Задавшись значениями $\mu_b = 1$ 1/ч, $\lambda = 140 \cdot 10^{-6}$ 1/ч и разными значениями $h_p = 1, 2, 3, 4$ ($h_p = 0$ соответствует нерезервированному преобразователю), получим расчетные результаты, сведенные в табл. 7.1 [95].

Таблица 7.1

Пример расчета среднего времени безотказной работы модульного преобразователя постоянного напряжения

h_p	0	1	2	3	4
κ_p	0	0,091	0,1818	0,2727	0,3636
$t_{\text{без}}, \text{ ч}$	$7 \cdot 10^3$	$4 \cdot 10^5$	$4 \cdot 10^8$	$6 \cdot 10^{11}$	10^{15}

Как следует из приведенного примера, даже при относительно небольшом уровне заложенного резерва ($\alpha_p = 0,1-0,3$) с помощью рассмотренного способа резервирования удается существенно повысить надежность работы высокочастотного преобразовательного устройства. Для практической реализации схема управления последнего должна обеспечивать автоматическое выравнивание токов нагрузок всех работающих преобразовательных модулей. Для лучшего использования входных и выходных сглаживающих фильтров, уменьшения их массогабаритных характеристик и преобразователя в целом рекомендуется организация многофазной работы базовых преобразовательных модулей, описанная в § 7.2.

В приведенном выше примере предполагалось, что каждый из N базовых модулей имеет свою индивидуальную схему управления. Такое техническое решение позволяет использовать преобразовательные модули автономно, т. е. расширяет функциональные возможности каждого из них в отдельности. При этом, кроме того, не требуется дополнительное резервирование управляющих устройств, так как они являются неотъемлемой частью конструкции каждого модуля, а интенсивность их отказов учтена в приведенном значении λ .

При выполнении схемы управления высокочастотного транзисторного преобразователя модульной структуры в виде самостоятельного централизованного узла с целью сокращения числа используемых в ней комплектующих элементов и уменьшения массогабаритных характеристик должны быть приняты эффективные меры по ее дополнительному резервированию. Некоторые варианты схмотехнической реализации силовой части высокочастотных транзисторных преобразователей модульного типа с «горячим» резервированием приведены в [96] и описаны ниже. В мощном стабилизаторе постоянного напряжения, схема которого изображена на рис. 7.10, а, каждый отдельно взятый базовый модуль является автономным стабилизатором тока релейного типа, в котором регулирующий транзистор VT открывается и закрывается релейным элементом PY каждый раз, когда подаваемый на его вход сигнал с датчика тока R_T становится меньше или больше сигнала ОС. Последний поступает с выхода схемы сравнения CC , которая сравнивает опорный сигнал U_0 с уровнем суммарного тока нагрузки, снимаемого с DT . Сигнал ОС подается одновременно на входы PY всех базовых модулей.

При отказах базовых модулей и их отключении внутренними схемами защиты (на рис. 7.10 не показаны) сигнал, снимаемый с DT , уменьшается по сравнению с номинальным, а сигнал ОС с выхода CC изменяет на входе PY уровень постоянного напряжения, с которым сравнивается линейно изменяющийся сигнал на R_T . В результате происходит соответствующее увеличение тока, отдаваемого в общую нагрузку каждым из оставшихся работоспособными базовых модулей при сохранении их равномерной за-

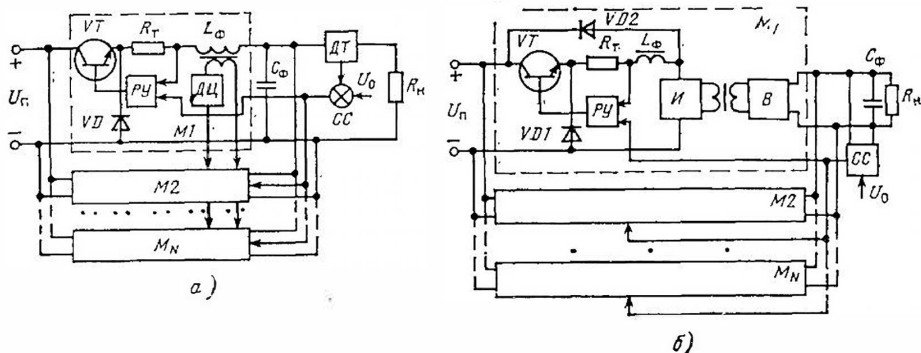


Рис. 7.10. Модульные преобразователи с релейными стабилизаторами

грузки и режима стабилизации токов. Базовые модули синхронизируются в противофазе с помощью сигналов, снимаемых с дополнительных обмоток дросселей сглаживающих фильтров через дифференцирующую цепь ДЦ и подаваемых на дополнительный синхронизирующий вход ПУ. При использовании такой синхронизации, как отмечено в [96], удастся существенно уменьшить уровни пульсаций питающего напряжения и выходных напряжений постоянного тока.

Аналогичное построение силовой схемы резервированных преобразователей постоянного напряжения модульной структуры показано на рис. 7.10,б. Здесь каждый базовый модуль состоит из непосредственного релейного стабилизатора тока (как и в предыдущей схеме), к выходу которого подключен нерегулируемый высокочастотный мостовой инвертор И с выходным выпрямителем В. Все базовые модули работают параллельно на общую нагрузку R_n и общий конденсатор сглаживающего фильтра C_Φ . Сигнал ОС снимается с СС, на один из входов которой подается сигнал, равный выходному напряжению преобразователя, а на другой — опорное напряжение. Стабилизация напряжения на нагрузке обеспечивается как в номинальном режиме, так и при отказах одного или нескольких модулей и их отключении. Однако для обеспечения высокой надежности требуются дополнительные меры по резервированию СС, ее связей с ПУ, источника опорного напряжения и ДТ, т. е. всех тех функциональных узлов, которые являются общими для всех базовых модулей.

Рассмотренный способ «горячего» резервирования используется на практике не только для высокочастотных транзисторных преобразователей, выполненных из параллельно работающих базовых модулей, но и для преобразователей, где эти модули включены между собой последовательно по их первичным или вторичным

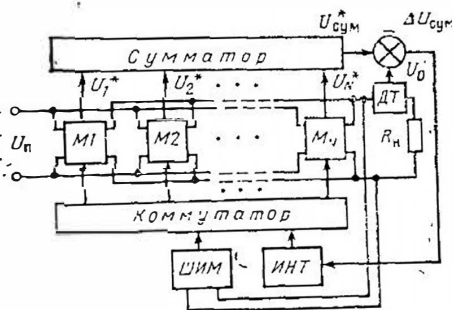
ным цепям (см. рис. 7.1,в, г и 7.2). При этом каждый базовый модуль в номинальном режиме преобразователя используется по напряжению не полностью, а с некоторым запасом, чем обеспечивается необходимый резерв мощности. Отказ одного или нескольких базовых модулей и их отключение схемами внутренней защиты, которые, кроме того, должны обеспечивать сохранение целостности последовательной электрической цепи, образованной входными или выходными цепями оставшихся работоспособными базовых модулей, не нарушают работоспособности преобразователя в целом и режима стабилизации его выходного напряжения.

Изменение условий работы (например, при пусковых или прочих перегрузках стабилизированного преобразователя, выполненного по схеме на рис. 7.1,а; при провалах уровня питающего напряжения на входе преобразователя, выполненного по схеме на рис. 7.1,б, и т. п.) вызывает соответствующую адаптацию преобразователя посредством автоматического ввода в действие заложенного в нем резерва мощности. При этом структура силовой части преобразователя и число базовых модулей, находящихся в работоспособном состоянии, остаются без изменения.

При использовании способа «холодного» резервирования одна часть базовых модулей постоянно находится в работающем состоянии, а другая (резервная) — в неработающем. Отказ одного или нескольких базовых модулей и их отключение приводят к автоматическому включению в работу равного числа резервных модулей. Такой способ резервирования в высокочастотных преобразователях модульной структуры позволяет одновременно с повышением их надежности обеспечить адаптацию преобразователя к изменяющимся условиям работы посредством соответствующего изменения числа работающих базовых модулей. Поэтому в литературе данные высокочастотные преобразователи модульной структуры иногда называют преобразователями с адаптивной (или изменяемой) структурой силового регулирующего органа.

В преобразователях с «холодным» резервированием моментами ввода в действие резервных базовых модулей и практического использования заложенного резерва мощности или его части управляет коммутатор, который в соответствии с заданным алгоритмом работы подает или снимает управляющие сигналы с управляющих входов базовых модулей. Схемы управления таких преобразователей определяют в каждый произвольно выбранный момент необходимое для обеспечения заданных выходных параметров соотношение между числом работающих и резервных модулей в зависимости от тока нагрузки, числа отказавших модулей, уровня внешнего управляющего сигнала и т. п. Очевидно, что одной из наиболее сложных задач при проектировании таких преобразователей является задача обеспечения существенно более высокой (по отношению к надежности отдельно взятого базового модуля) надежности схемы управления.

Рис. 7.11. Организация «холодного» резервирования в преобразователях модульной структуры с помощью централизованного коммутатора



На рис. 7.11 показана одна из возможных схем преобразователей с «холодным» резервированием базовых модулей [97]. Здесь помимо канала стабилизации выходного напряжения с помощью модуляции ширины импульсов напряжения в базовых преобразовательных модулях имеется также управление числом этих модулей, находящихся в работоспособном состоянии. На вход сумматора схемы управления подается сигнал исправности каждого базового модуля $U_1^*, U_2^*, \dots, U_N^*$, который равен логической единице для включенного в работу исправного модуля и логическому нулю для неисправного или отключенного модуля. Сигнал

$$U_{\text{сум}}^* = \sum_{j=1}^{M_p} U_j^* = M_p, \quad \text{где } M_p \text{ — число базовых модулей, вклю-}$$

ченных в работу, поступает на схему сравнения, где сравнивается с управляющим сигналом U_0 . Последний может поступать либо с датчика тока, включенного в цепь нагрузки преобразователя, либо от внешнего управляющего устройства, которое задает режим работы данного преобразователя по току нагрузки.

В зависимости от знака сигнала рассогласования $\Delta U_{\text{сум}}$ на входе интегратора *ИНТ* происходит увеличение или уменьшение сигнала на входе коммутатора, чем обеспечивается соответственно подключение или отключение базовых модулей. Отказ одного или нескольких модулей приведет к уменьшению сигнала $U_{\text{сум}}^*$ и увеличению $\Delta U_{\text{сум}}$, что вызовет включение в работу нужного числа дополнительных модулей, ранее находившихся в резерве.

Для исключения инерционности *ИНТ* и вызываемых ею перегрузок включенных модулей при скачкообразном увеличении тока нагрузки преобразователя, а также коммутационных перерегулирований выходного напряжения при скачкообразных уменьшениях тока нагрузки схема управления должна обеспечивать одновременное включение в рабочий режим всех базовых модулей (кроме одного, включенного постоянно) при скачкообразном увеличении тока нагрузки или при отказе любого базового модуля, а при

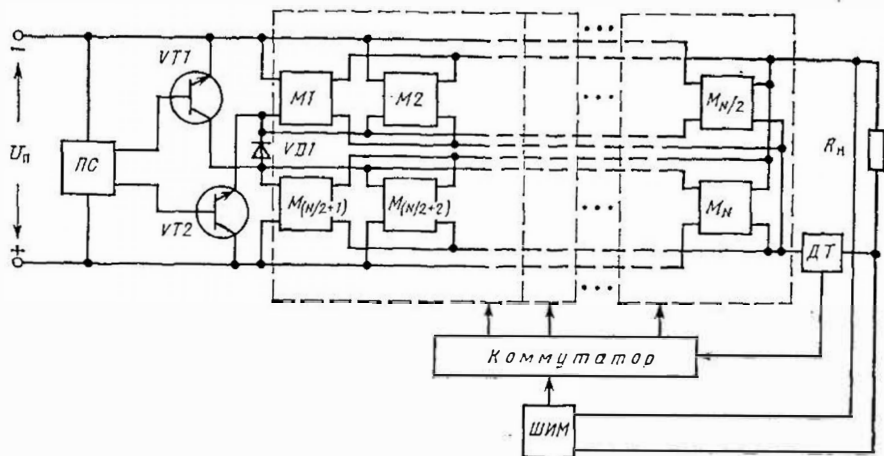


Рис. 7.12. Функциональная схема преобразователя модульной структуры с адаптивной силовой частью

сбросе нагрузки отключить все модули, кроме постоянно работающего.

Одна из эффективных схем высокочастотных преобразователей модульного типа, обеспечивающая адаптацию силовой части к изменяющимся условиям работы, приведена на рис. 7.12. Здесь базовые преобразовательные модули, работающие параллельно на общую нагрузку, объединены по входу в две параллельные группы. С помощью мощных транзисторов $VT1$, $VT2$ и диода $VD1$ эти две группы могут подключаться к источнику питания либо последовательно (транзисторы $VT1$ и $VT2$ закрыты), либо параллельно ($VT1$ и $VT2$ открыты) в зависимости от сигнала на выходе пороговой схемы $ПС$, вход которой подключен ко входу преобразователя. При напряжении питания от $U_{п\min}$ до $2U_{п\min}$ обе группы базовых модулей включены по цепям их питания параллельно; при напряжении питания от $2U_{п\min}$ до $U_{п\max}$ — последовательно (обычно $U_{п\max} \leq 4U_{п\min}$). Стабилизация выходного напряжения в каждой из групп базовых модулей и равномерное токораспределение могут быть обеспечены с помощью схемотехнических решений, описанных выше.

Базовые модули в пределах каждой группы $M1, M2, \dots, M_{N/2}$ и $M_{(\frac{N}{2}+1)}, M_{(\frac{N}{2}+2)}, \dots, M_N$ делятся на работающие и резервные, которые могут находиться в неработающем состоянии и вводиться в действие по мере увеличения тока нагрузки преобразователя или отказа работающих модулей. Принцип работы преобразователей с «холодным» резервированием рассмотрен выше.

Н. И. Дуплин, В. П. Миловзоров и другие получили следующие данные высокочастотного преобразователя, выполненного по

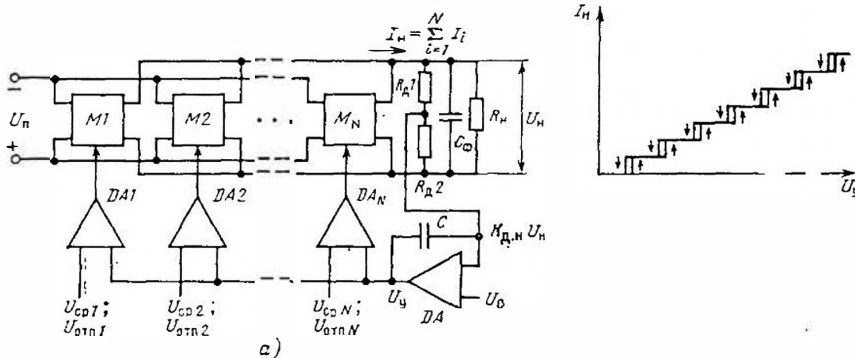


Рис. 7.13. Организация «холодного» резервирования базовых модулей с помощью системы управляемых компараторов с различными порогами срабатывания и отключения

схеме, приведенной на рис. 7.12. Напряжение питания от 23 до 92 В, выходное напряжение $27 \pm 0,3$ В, ток нагрузки от 5 до 40 А. Число базовых модулей: основных — 50, резервных — 12. Все базовые модули были конструктивно разбиты на четыре равных по мощности блока. Расчетная безотказность работы за время 3000 ч составила 0,9. Масса преобразователя 10 кг. Каждый базовый модуль выполнен по схеме двухзвенного преобразователя постоянного напряжения (см. рис. 2.18) с высокочастотным регулируемым инвертором, в котором реализовано широтно-импульсное регулирование выходного напряжения u_2 .

В [98] отмечено, что наиболее универсальными для построения высокочастотных транзисторных преобразователей модульной структуры с «холодным» резервированием базовых модулей являются двухзвенные преобразователи постоянного напряжения с дросселем переменного тока в цепи питания инвертора (см. рис. 6.9,з). Применительно к преобразователю, в котором обеспечивается параллельная работа базовых модулей на общую нагрузку при одновременной стабилизации уровня напряжения на ней, дается описание принципа управления базовыми модулями, обеспечивающего рациональное использование заложенного в преобразователе резерва мощности посредством последовательного ввода в рабочий режим или отключения требуемого числа резервных базовых модулей.

Функциональная схема такого преобразователя приведена на рис. 7.13,а. Здесь в цепи питания каждого базового модуля включен дроссель переменного тока (как показано, например, на рис. 6.9,з), конденсатор сглаживающего фильтра $C_{\text{ф}}$ является общим и подключен параллельно нагрузке. Выходное напряжение преобразователя через делитель $R_{\text{д}1}R_{\text{д}2}$ с коэффициентом деления напряжения $K_{\text{д.н}}$ подается на один из входов аналогового интег-

рирующего усилителя DA , где сравнивается с заданным опорным напряжением U_0 . Уровень сигнала на выходе DA определяет то число базовых модулей, которое должно быть включено в работу для поддержания стабильным напряжения на нагрузке. Регулировочная характеристика рассматриваемого преобразователя имеет вид, показанный на рис. 7.13,б, и может быть реализована, если на управляющий вход каждого базового модуля включить компараторы $DA_1, DA_2, \dots, DA_N$ (например, триггеры Шмитта) с разными порогами срабатывания и отпускания $U_{(i-1)ср} < U_{(i-1)отп} < U_{i\text{ ср}} < U_{i\text{ отп}} < U_{(i+1)ср} < U_{(i+1)отп}$, где $U_{i\text{ ср}}$, $U_{i\text{ отп}}$ — соответственно пороги срабатывания и отпускания компаратора на управляющем входе i -го базового модуля. Так как выходные токи работающих модулей дискретны, то при изменении сопротивления нагрузки

$$R_n \sum_{i=1}^{M_p} I_i < U_n < R_n \sum_{i=1}^{M_p+1} I_i. \quad (7.15)$$

Пусть в рабочем состоянии находится M_p базовых модулей преобразователя. Тогда в соответствии с (7.15) выходной ток, обеспечиваемый преобразователем в нагрузке, недостаточен для поддержания стабильным уровня выходного напряжения и оно будет уменьшаться. Уровень сигнала на выходе DA повышается со скоростью, определяемой постоянной времени интегрирования, в результате M_{p+1} -й модуль включится в рабочий режим с некоторым запаздыванием. Суммарный выходной ток всех работающих модулей при этом возрастет, и напряжение на нагрузке начнет увеличиваться. Соответственно происходит уменьшение уровня сигнала на выходе DA и отключение через некоторое время M_{p+1} -го базового модуля. Таким образом, периодическим включением и отключением M_{p+1} -го модуля обеспечивается режим стабилизации выходного напряжения преобразователя. Необходимость введения интегрирующего звена в усилитель рассогласования обусловлена пульсирующим током каждого отдельно взятого модуля.

Принцип адаптации силовой части высокочастотных преобразователей модульной структуры используется не только в случае параллельной работы базовых модулей на общую нагрузку, но и при выполнении преобразователя по функциональным схемам, изображенным на рис. 7.1,в, г. В этом случае увеличением числа базовых модулей, находящихся в работоспособном состоянии, и использованием таким образом заложенного в преобразователе резерва мощности удастся ступенчато повышать уровень его выходного напряжения. При этом регулировочная характеристика такого преобразователя также будет иметь вид, показанный на рис. 7.13,б, но вместо тока нагрузки по оси ординат в данном случае должно быть отложено напряжение на нагрузке.

В обоих случаях, автоматически управляя очередностью включения в работу резервных базовых модулей, заданной определенным алгоритмом их переключений, можно создавать программируемые преобразовательные устройства. Последние получают все более широкое использование в практике для разнообразных технологических установок, имитации изменяющихся условий работы РЭА и систем автоматического управления.

Преобразователи модульной структуры с «холодным» резервированием базовых модулей обладают высокой экономичностью в разнообразных условиях и режимах эксплуатации, так как в них исключена работа модулей в ненагруженном режиме, а каждый работающий модуль нагружен на ту номинальную нагрузку, для которой его КПД максимален. С другой стороны, возможность адаптации структуры силовой части преобразователя к изменяющимся условиям и режимам эксплуатации позволяет создавать гибко перестраиваемые преобразовательные устройства, функциональные возможности которых расширяются простым наращиванием числа базовых модулей и некоторого усложнения алгоритмов управления ими. При этом также создается хорошая основа для миниатюризации как самих базовых преобразовательных модулей, так и преобразователей в целом.

7.4. МНОГОФАЗНЫЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

Организация многофазной работы базовых модулей, работающих на общую нагрузку синхронно со строго заданным фазовым сдвигом относительно друг друга, открывает широкие возможности улучшения формы кривой переменного напряжения на выходе высокочастотного транзисторного инвертора и создания многофазных преобразовательных устройств для питания асинхронных электродвигателей, бесконтактных двигателей постоянного тока, гистерезисных электродвигателей и других нагрузок переменного тока.

В простейшем случае фазовый сдвиг на $1/6$ периода выходного напряжения двух базовых преобразовательных модулей, каждый из которых представляет собой транзисторный инвертор с выходным напряжением прямоугольной формы, позволяет получить на нагрузке ступенчатое напряжение, в гармоническом составе которого будут отсутствовать высшие гармонические составляющие, кратные двум и трем. В соответствии с табл. 4.1 и $\theta = \pi/6$

$$u_n = (4\sqrt{3/\pi}) U_n^* [\sin \omega t - 0,2 \sin 5\omega t - 0,14 \sin 7\omega t + \dots], \quad (7.16)$$

где U_n^* — амплитуда выходного напряжения каждого из двух идентичных базовых модулей, а коэффициент несинусоидальности

$$k_{nc} = 3/\pi = 0,956. \quad (7.17)$$

Три идентичных базовых модуля, включенных по схеме, изображенной на рис. 7.14,а, позволяют получить простейшую трехфазную систему переменных напряжений (рис. 7.14,б), если фазовый сдвиг между соседними модулями равен

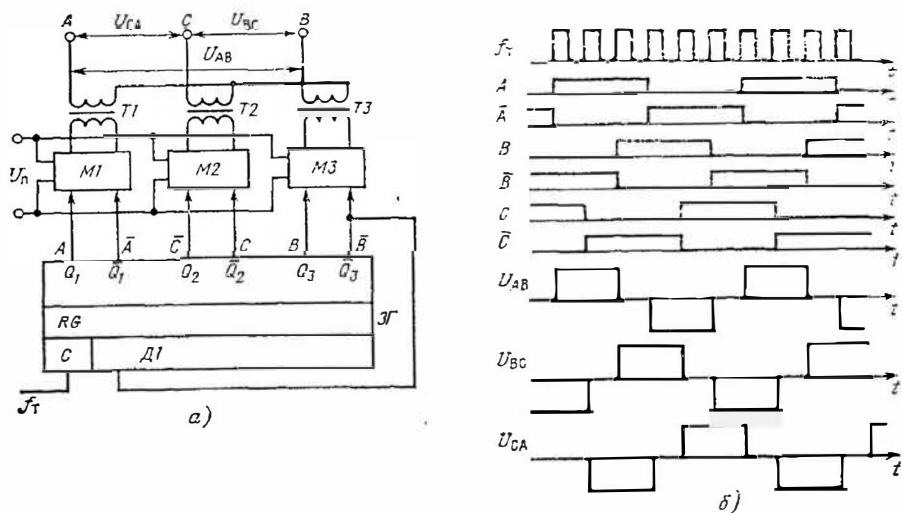


Рис. 7.14. Простейший трехфазный нерегулируемый инвертор модульной структуры (а) и временные диаграммы, иллюстрирующие его работу (б)

1/3 периода их работы. Гармонический состав линейного переменного напряжения и коэффициент его несинусоидальности определяются (7.16), (7.17). Временные диаграммы, иллюстрирующие работу простейшего трехфазного инвертора, изображены на рис. 7.14,б.

Фазовый сдвиг в системе многофазных переменных напряжений обеспечивается задающим генератором. Прямоугольные сигналы с каждого из его выходов A и $\bar{A}$, B и $\bar{B}$, C и $\bar{C}$ подаются на управляющие входы базовых преобразовательных модулей $M1$, $M2$, $M3$, обеспечивая получение на их выходах прямоугольных напряжений, сдвинутых во времени относительно друг друга на $2\pi/3$. Соединенные в «звезду» вторичные обмотки трансформаторов $T1-T3$ образуют искомую систему трехфазных переменных напряжений U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} . Жесткая логика работы многофазного задающего генератора обеспечивается [99] использованием единой ИС регистра сдвига RG , на синхронизирующий вход которого C подаются тактовые импульсы f_T . Частота сигналов на выходах регистра сдвига ниже f_T в 6 раз, сигналы на выходах A и $\bar{A}$, B и $\bar{B}$, C и $\bar{C}$ сдвинуты относительно друг друга на π , а на выходах A , B , C ($\bar{A}$, $\bar{B}$, $\bar{C}$) — на $2\pi/3$.

Наряду с использованием отдельного многофазного задающего генератора (см. рис. 7.14,а) известны случаи выполнения трехфазных инверторов из нескольких базовых модулей, управляющие цепи которых соединяются в сложные кольцевые пересчетные схемы, а сами модули представляют собой транзисторные автогенераторы с трансформаторной ОС. В таких инверторах каждой смене полярности тактовых импульсов соответствует переключение только одного, строго определенного базового модуля. Простейшие из таких схем описаны в [1], где отмечено, в частности, что для исключения переходного процесса синхронизации кольцевой пересчетной схемы, приводящего к нарушению логики работы

и перегрузкам мощных транзисторов, входящих в автогенераторы, частота собственных автоколебаний каждого должна выбираться существенно более низкой по отношению к частоте выходного напряжения инвертора f_n в установившемся режиме работы. Так, для трехкаскадного инвертора, выполненного по кольцевой пересчетной схеме, в зависимости от соотношения между остаточным потоком Φ_r в магнитопроводе трансформаторов (автогенераторов) и потоком их насыщения Φ_s , частота собственных автоколебаний f_0 каждого из автогенераторов должна быть выбрана из условия

$$f_0 \leq f_n (1 - \Phi_r / \Phi_s). \quad (7.18)$$

При построении кольцевых пересчетных схем каждый из входящих в нее транзисторных автогенераторов может рассматриваться либо как отдельный базовый модуль управления, либо входить как составная часть в силовой преобразовательный модуль в виде его управляющей цепи.

Гармонический анализ многоступенчатого выходного напряжения, проведенный членом-корреспондентом АН УССР В. Е. Тонкалем и его сотрудниками, показал, что для устранения высших гармонических составляющих с номерами от 3-го до p -го необходимо иметь всего $n = 0,25(p+1)$ «ступенек» в кривой аппроксимирующей синусоиду напряжения (рис. 7.15). При этом амплитуда произвольно выбранной m -й «ступеньки» M_m и ее фазовый угол Q_m , отсчитанный от момента прохождения переменного напряжения через нулевое значение, должны быть выбраны из условий:

$$M_m = A_1 \sin \frac{\pi m}{2n+1} \left[\frac{\pi}{2(2n+1)} \operatorname{cosec} \frac{\pi}{2(2n+1)} \right];$$

$$Q_m = \frac{\pi}{2} \frac{2m+1}{2n+1}, \quad (7.19)$$

где A_1 — амплитуда основной (первой) гармоники выходного напряжения инвертора; m — порядковый номер «ступеньки» ($m=1, 2, 3, \dots, n$).

На рис. 7.16 приведены зависимости коэффициента нелинейных искажений $K_{н.н} = \sqrt{(U/U_1)^2 - 1}$ (где U — действующее значение выходного напряжения инвертора, U_1 — действующее значение его основной гармоники) от числа «ступенек»

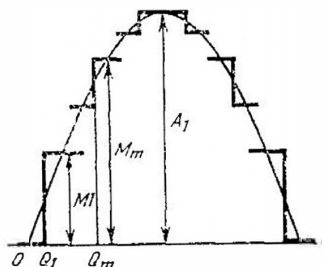


Рис. 7.15. Аппроксимация переменного напряжения синусоидальной формы ступенчатым напряжением

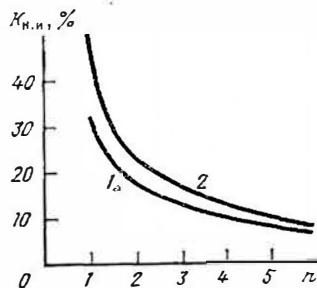


Рис. 7.16. Зависимость коэффициента нелинейных искажений от числа «ступенек» в кривой аппроксимирующего сигнала (см. рис. 7.15)

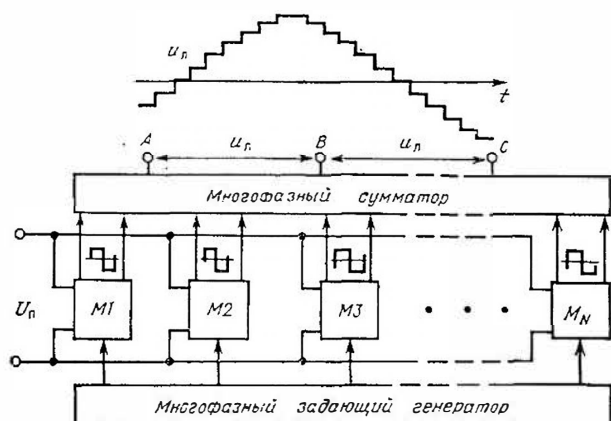


Рис. 7.17. Трехфазный инвертор с выходным напряжением, близким по форме к синусоидальному

в кривой аппроксимирующей синусоиду выходного напряжения инвертора. Кривая 1 соответствует случаю, когда существует «ступенька» при нулевом значении переменного напряжения (см. рис. 7.15), кривая 2 — случаю, когда такой ступеньки нет.

Для получения трехфазной системы переменных напряжений с малыми нелинейными искажениями создаются многофазные высокочастотные транзисторные инверторы, состоящие из большого числа силовых базовых модулей (шести, двенадцати, двадцати четырех и т. д.). Фазовый сдвиг между выходными напряжениями двух любых соседних базовых модулей (рис. 7.17) постоянен, обеспечивается многофазным задающим генератором $ЗГ$ и равен π/N , где N — число

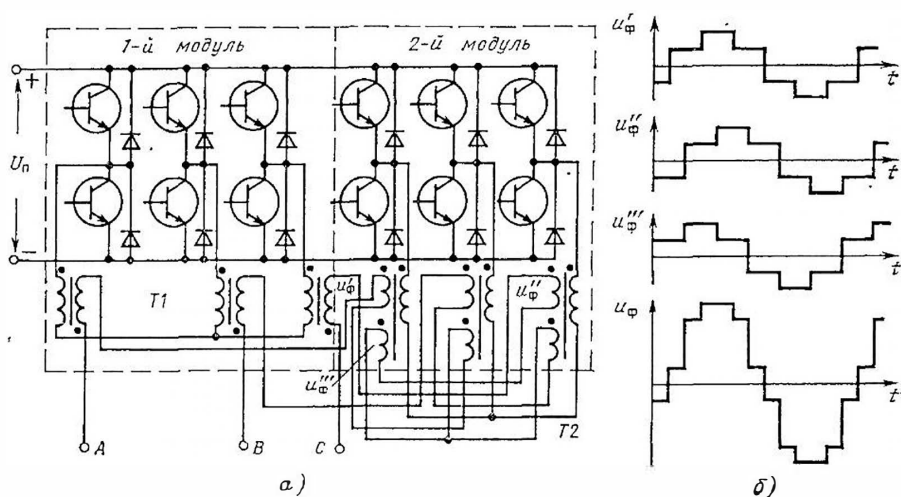


Рис. 7.18. Трехфазный инвертор, состоящий из двух базовых модулей, выполненных по мостовой трехфазной схеме

силовых базовых модулей. Выходные напряжения каждого из них снимаются со вторичных обмоток силовых трансформаторов и суммируются для получения многоступенчатого трехфазного напряжения.

В качестве силовых базовых модулей в многофазных инверторах помимо нерегулируемых или регулируемых высокочастотных транзисторных однофазных инверторов могут использоваться также целые трехфазные мостовые инверторные каскады. В качестве примера на рис. 7.18, а, б приведены силовая схема одного из таких преобразователей и временные диаграммы, иллюстрирующие ее работу. Для упрощения схемы на ней не показаны цепи управления силовыми транзисторами и дополнительные элементы, формирующие безопасные траектории их переключения.

Рассматриваемое устройство состоит из двух трехфазных мостовых инверторных каскадов, каждый из которых обеспечивает получение трехфазной системы переменных напряжений. На рис. 7.18 показаны фазные напряжения $U_{\phi'}$, $U_{\phi''}$, $U_{\phi'''}$, снимаемые с соответствующих выходных обмоток силовых трехфазных трансформаторов $T1$ и $T2$ и суммируемые для получения многоступенчатого фазного напряжения инвертора. Выходные напряжения обоих инверторных каскадов сдвинуты относительно друг друга на $\pi/6$. При таком построении трехфазного инвертора амплитуда любой высшей гармоники в кривой выходного напряжения не будет превышать 7—10 % амплитуды основной гармоники.

Организация многофазной модульной структуры высокочастотных транзисторных инверторов позволяет создавать трехфазные преобразователи относительно большой мощности (единицы киловольт-ампер) из сравнительно маломощных силовых базовых преобразовательных модулей, так как последние питаются параллельно от единого источника электроэнергии, а их мощности суммируются в общей нагрузке. При этом же удается обеспечить повышенную надежность инвертора, так как отказ любого базового модуля и его отключение внутренней схемой защиты будут приводить к некоторому уменьшению уровня выходного напряжения, появлению несимметрии фазных и линейных напряжений, изменению их гармонического состава. Инвертор же в целом будет оставаться работоспособным и обеспечивать питание нагрузки. Выбрав число мощных базовых модулей достаточно большим, можно обеспечить приемлемое функционирование нагрузки в различных аварийных режимах трехфазного инвертора.

Регулирование (стабилизацию) выходных напряжений многофазных инверторов можно осуществлять тремя способами с помощью: дополнительного регулятора (стабилизатора) постоянного напряжения в цепи питания инвертора; дополнительного трехфазного регулятора (стабилизатора) переменного напряжения на выходе инвертора; широтно-импульсной модуляции в каждом из силовых базовых модулей или некоторых из них. В первом случае гармонический состав выходного напряжения многофазного инвертора в процессе регулирования изменяться не будет, а в качестве регуляторов (стабилизаторов) постоянного напряжения обычно используются преобразователи, рассмотренные в гл. 5. В двух других случаях гармонический состав выходных напряжений многофазного инвертора будет изменяться в процессе регулирования (стабилизации), что может потребовать включения дополнительных сглаживающих фильтров, обеспечивающих заданный гармонический состав напряжения на нагрузке.

Кроме перечисленных, на практике используются и другие способы регулирования (стабилизации) выходных напряжений: способ геометрического суммирования векторов двух или более многофазных систем переменных напряжений с формой близкой к синусоидальной, способ зонного или многозонного регулирования многофазных напряжений и т. п.

Способ геометрического суммирования векторов многофазных синусоидальных напряжений, как правило, используется в мощных инверторах. В этом случае инвертор состоит из двух (или более) трехфазных каскадов, выходные напряжения которых имеют близкую к синусоидальной форму и суммируются на общей нагрузке. Регулирование (стабилизация) напряжения на нагрузке достигается посредством изменения фазового угла между векторами двух (или более) многофазных систем напряжений, причем для каждой из них собственные фазовые углы в процессе регулирования (стабилизации) остаются неизменными. В частности, для трехфазного инвертора, схема которого изображена на рис. 7.18, при сохранении последовательности прерываний мощных транзисторов в каждом из базовых трехфазных модулей, чем обеспечивается постоянство фазовых углов их выходных напряжений, регулирование может быть проведено изменением фазового угла между ними. На примере фазного напряжения U_ϕ такое регулирование будет соответствовать изменению фазового угла между U'_ϕ и U''_ϕ (U'''_ϕ) при сохранении неизменным фазового угла между U''_ϕ и U'''_ϕ . Аналогичное регулирование принципиально может быть реализовано и в модульном преобразователе, схема которого изображена на рис. 7.17, при соответствующей группировке его базовых модулей $M_1, M_2, \dots, M_N$.

Искажения выходного напряжения инвертора, прикладываемого к нагрузке, будут тем меньшими, чем ближе к синусоидальной будет форма напряжения каждого из трехфазных инверторных каскадов. Поэтому, в ряде практических применений для выполнения этого условия требуется фильтрация высших гармоник указанных напряжений с помощью пассивных электромагнитных фильтров, включенных на выходах трехфазных каскадов инвертора. При зонном регулировании уровня трехфазной системы напряжений на нагрузке осуществляется несимметричное изменение параметров коммутационной функции, когда управляющие воздействия на нее производятся независимо и по-разному в различных трех зонах, повторяющихся через каждые полпериода трехфазных напряжений. В каждой из упомянутых зон (ширина их составляет $1/6$ периода регулируемых напряжений) изменяется ширина «выреза» в кривой фазных напряжений, причем временное расположение этих «вырезов» и их длительности соответствуют интервалам времени, на которых внутри каждой из зон регулирования коммутационная функция принимает значение, равное единице. При зонном регулировании удается также решать задачи симметрирования многофазных напряжений и токов.

Для большинства практических применений выходное напряжение многофазных инверторов модульной структуры в номинальном режиме работы должно быть стабилизировано, а его допустимая нестабильность не должна во всех условиях эксплуатации превышать значений единиц процентов.

При создании регулируемых (стабилизированных) многофазных транзисторных инверторов модульной структуры разработчику приходится учитывать специфику их нагрузки, в качестве которой наиболее часто применяются асин-

хронные (реже синхронные) электродвигатели переменного тока. Так, например, при начальном пуске двигателя в условиях стабильного уровня выходного напряжения инвертора пусковой ток увеличивается по сравнению с номинальным значением в 5—8 раз, что требует существенного увеличения перегрузочной способности инвертора посредством введения избыточной установленной мощности, адаптации структуры силовой части и электрических режимов элементов к изменяющимся условиям эксплуатации (как, например, показано в § 7.3). С целью уменьшения пусковых перегрузок многофазных инверторов приходится усложнять схемы данных устройств, вводя дополнительные функциональные узлы, обеспечивающие частотный запуск, а в некоторых случаях и частотное торможение электродвигателя.

В регулируемых электроприводах переменного тока с многофазными транзисторными инверторами модульной структуры основным способом управления частотой вращения электродвигателя также является регулирование частоты питающего напряжения. С другой стороны, при создании измерительных гидроприводов приходится решать обратную задачу — стабилизировать с высокой точностью частоту питающего напряжения переменного тока, когда ее допустимая нестабильность не превышает значений сотых — тысячных долей процентов. Столь противоречивые задачи решаются принципиально разными способами. В первом случае для управления многофазными инверторами используются задающие генераторы с регулируемой частотой выходных импульсов, а все функциональные узлы инверторов выполняются с учетом допустимых границ изменения рабочих частот преобразуемых напряжений и токов. Во втором случае применяют высокостабильные задающие генераторы, содержащие в своем составе кварцы.

Отметим, что высшие гармонические составляющие фазных токов асинхронных электродвигателей, обусловленные несинусоидальностью трехфазных напряжений на выходе инверторов, вызывают обычно относительно небольшой дополнительный нагрев статоров и роторов двигателей и относительно малые изменения их вращающих моментов. В литературе приводятся данные, что при питании асинхронного трехфазного электродвигателя от инвертора с выходным напряжением простейшей формы (рис. 7.14) КПД двигателя уменьшается примерно на 1,5—2,5 % по сравнению со случаем питания того же двигателя от трехфазной сети с синусоидальной формой линейных питающих напряжений.

Питание многофазных инверторов модульной структуры, как и других высокочастотных транзисторных преобразователей, рассмотренных в настоящей книге, производится либо от сети переменного (однофазного или трехфазного) тока через выпрямитель, либо от сети постоянного тока. В качестве питающих сетей переменного тока обычно используются либо стандартные сети общепромышленного назначения с номинальным напряжением 220 или 380 В и частотой питающего напряжения 50 Гц, либо специальные сети с разнообразными уровнями питающего напряжения и их частотами 400 Гц, 1000 Гц и пр. Использование выпрямителя на входе многофазного инвертора модульной структуры приводит к появлению нового вида преобразовательных устройств — преобразователей частоты со звеном постоянного тока, в которых роль последнего играет регулируемый или нерегулируемый выпрямитель. В первом случае выпрямитель выполняет функции преобразования питающего напряжения в напряжение по-

стоянного тока, регулирования (стабилизации) его уровня в различных условиях эксплуатации и сглаживания пульсаций, во втором случае функция регулирования (стабилизации) напряжения на входе инвертора не реализуется.

Наличие выпрямителя на входе многофазного инвертора вызывает необходимость создания дополнительных силовых устройств, с помощью которых реактивная энергия, запасенная во вращающемся электродвигателе, могла бы возвратиться (рекуперировать) в питающую сеть в моменты торможения двигателя, когда он переходит в генераторный режим. В случае маломощных инверторов и двигателей эта энергия может накапливаться в конденсаторе фильтра, включенного на выходе выпрямителя, для чего емкость конденсатора должна быть соответственно увеличена.

Разработчик многофазных транзисторных преобразователей модульной структуры должен в случае питающей сети переменного тока учитывать все виды низкочастотных и высокочастотных пульсаций питающего напряжения, его провалы и всплески, вызванные работой других потребителей электроэнергии, подключенных к общей питающей сети, нестабильность его уровня в процессе эксплуатации во всех штатных и нештатных режимах и т. д. Питание многофазных транзисторных инверторов от сети постоянного тока с напряжением 12, 28, 60 В и более характерно для автономных объектов различного назначения, снабженных аккумуляторными или солнечными батареями и другими автономными источниками электроэнергии.

Важным вопросом, который должен решаться разработчиком многофазных инверторов модульной структуры, равно как и других высокочастотных транзисторных преобразователей, рассмотрению которых посвящена настоящая книга, является практическая реализация комплекса технических мероприятий, направленных на уменьшение нежелательных влияний разрабатываемых преобразователей на саму питающую сеть и другие потребители, получающие от нее электроэнергию. Здесь имеется в виду вопрос обеспечения электромагнитной совместимости преобразователей с питающей сетью и другими потребителями электроэнергии с одной стороны и преобразователями с их нагрузками с другой, а именно: уменьшение искажений формы питающих напряжений переменного тока, вызываемых работой преобразователей, уменьшение пульсаций и наводок в питающих и управляющих цепях, исключение аварийных нештатных режимов преобразователей, защита от их перегрузок и т. п.

Многофазные транзисторные инверторы модульной структуры из питающей сети переменного тока потребляют мощность, которая разделяется на активную P_n , реактивную Q_n и полную или кажущуюся S_n . Вследствие несинусоидального характера потребляемого из сети тока, искажений формы питающего напряжения различают указанные выше три составляющие мощности на основной частоте питающего напряжения (соответственно P_{n1} , Q_{n1} и S_{n1}) и так называемую мощность искажений Φ . При этом $S_{n1} = \sqrt{P_{n1}^2 + Q_{n1}^2}$, $S_n = \sqrt{P_{n1}^2 + Q_{n1}^2 + \Phi^2}$; коэффициент мощности по основной гармонике $\cos \varphi_1 = P_{n1}/S_{n1}$ и полный коэффициент мощности $\lambda = P_{n1}/S_n$.

Активная мощность основной гармоники $P_{n1} = P_n + P_n^*$, где P_n — активная мощность, отдаваемая трехфазным инвертором в нагрузку; P_n^* — сумма всех активных потерь мощности в инверторе и регулирующих устройствах, включенных в цепь его питания.

Реактивная мощность, потребляемая многофазным инвертором модульной структуры состоит из следующих составляющих: реактивной мощности нагрузки; реактивной мощности, обусловленной фазовым регулированием выходного напряжения (в том числе за счет изменения фазового сдвига моментов открывания тиристоров в регулируемом входном выпрямителе); реактивной мощностью инверторного и входного трансформаторов, а также дросселей, включенных в питающую сеть переменного тока, и т. п.

Для уменьшения степени отрицательного влияния многофазного инвертора на питающую сеть используются различные методы компенсации реактивной мощности, в частности посредством подключения емкостных компенсаторов, подключения резонансных LC -контуров, настроенных на частоты гармоник потребляемого тока. К компенсирующим устройствам обычно предъявляются такие специфические требования, как работоспособность при кратковременных набросах и быстрых изменениях реактивной мощности, малые потери, долговечность, работа при несимметричном напряжении сети и т. п. Конденсаторные компенсирующие устройства обычно подключаются и переключаются с помощью полупроводниковых приборов — диодов, тиристоров. Емкость конденсаторного компенсирующего устройства, необходимая для уменьшения сдвига основной гармоники потребляемого преобразователем тока с угла φ_α до угла φ_β , должна соответствовать выражению

$$C_{\text{комп}} = Q_{\text{комп}} / \omega_c U_c^2, \quad (7.20)$$

где $Q_{\text{комп}} = P_{\text{п1}} (\lg \varphi_\alpha - \lg \varphi_\beta)$ — требуемая емкостная реактивная мощность компенсирующего устройства; $P_{\text{п1}}$ — активная мощность преобразователя по основной гармонике; U_c — действующее значение фазового напряжения трехфазной питающей сети; ω_c — круговая частота питающего напряжения.

При использовании конденсаторной компенсации необходимо учитывать, что емкость $C_{\text{комп}}$ образует с индуктивностью питающей сети L_c параллельный колебательный контур. Если собственная частота этого контура и частота какой-либо гармоники потребляемого преобразователем тока оказываются достаточно близкими друг к другу, то ток соответствующей гармоники возрастает, а вызванные этим искажения формы питающего напряжения могут превысить допустимые значения. Для устранения влияния нежелательных резонансных явлений последовательно с компенсирующими конденсаторами включают дополнительные дроссели.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Затронутые в настоящей книге вопросы повышения частоты преобразования электроэнергии в полупроводниковых преобразователях и источниках вторичного электропитания РЭА как основного, наиболее доступного средства их миниатюризации, безусловно являются важными, но далеко не единственными в комплексе взаимосвязанных задач, решение которых определяет технический уровень данного класса наиболее массовых электроэнергетических устройств. Именно массовостью их производства, однотипностью технических проблем, решаемых разработчиками разных предприятий и организаций, различных министерств и ведомств, разобщенностью и несогласованностью их усилий определяется то обстоятельство, что на исследования и разработки рассматриваемых в настоящей книге устройств затрачиваются до сих пор огромные, и часто не оправданные умственные и материальные ресурсы. Отсутствие централизованного научно-технического центра, ответственного за единую техническую политику в области средств вторичного электропитания РЭА и высокочастотных транзисторных преобразователей, приводит к многократному дублированию однотипных разработок и распылению усилий многих тысяч разработчиков.

Взятый на вооружение метод последовательных проб и ошибок, отсутствие единого источника информации по проблемным вопросам высокочастотных транзисторных преобразователей и источников вторичного электропитания РЭА, по их схемно-техническим и конструкторско-технологическим решениям, по анализу и сравнительным эксплуатационным характеристикам, с научно обоснованными рекомендациями в части практического использования чрезвычайно затрудняют работу многочисленной армии разработчиков рассматриваемого класса полупроводниковых преобразовательных устройств, заставляют их многократно исследовать одни и те же технические решения в попытках найти оптимальное воплощение в реальных разработках.

Отмеченной задачи до настоящего времени не удалось решить как ранее действовавшим, так и ныне существующим в стране координационным советам по источникам вторичного электропитания РЭА и высокочастотным транзисторным преобразователям электроэнергии, которые решали и решают в основном узковедомственные отраслевые задачи и не смогли узаконить в нормативных документах общегосударственного значения основные направления единой в стране научно-технической политики в рассматри-

ваемой области техники. В данном вопросе заслуживает быть отмеченной активная, конструктивная деятельность междомственного координационного совета по источникам вторичного электропитания РЭА, а также заслуженного деятеля науки и техники РСФСР, лауреата Государственной премии УССР П. И. Завалишина, который внес весомый вклад в развитие данного направления, в организацию отечественной системы координации работ в масштабах нескольких ведущих отраслей промышленности, унификации схемно-технических и конструкторско-технологических решений практических разработок, их стандартизации.

Большой практический вклад в развитие координации разработок источников вторичного электропитания РЭА в масштабах страны проводит также подсекция «Научные проблемы источников вторичного электропитания» научного совета АН СССР по комплексной проблеме «Научные основы электрофизики и электроэнергетики». Благодаря их деятельности, а также инициативе Института электродинамики АН УССР, ряда других ведущих предприятий и организаций стал возможным регулярный обмен научной и инженерно-технической информацией посредством регулярного проведения всесоюзных и республиканских научно-технических конференций, семинаров, совещаний по проблемам современной полупроводниковой преобразовательной техники и малогабаритных источников вторичного электропитания РЭА.

Современное состояние рассматриваемого в настоящей книге обширного класса преобразователей электроэнергии таково, что их относительная доля в составе комплексов РЭА стала недопустимо большой и не имеет тенденции к сокращению. Темпы миниатюризации РЭА посредством перехода к ИС все большей и большей степени интеграции, использования элементов и устройств функциональной электроники, по всей видимости и в обозримом будущем будут существенно более высокими по сравнению с темпами миниатюризации источников вторичного электропитания. Поэтому важнейшее значение в плане решения указанной проблемы приобретает выработка единых научно обоснованных требований к параметрам элементной базы высокочастотных преобразовательных каскадов, промышленный выпуск широкой номенклатуры стандартизованных функциональных узлов, содержащих силовые полупроводниковые приборы, схемы управления, регулирования, защиты и т. п. и выполненных в виде твердотельных полупроводниковых ИС, промышленный выпуск унифицированных рядов высокочастотных стандартизованных трансформаторов и дросселей, фильтров на магнитопроводах из аморфных металлов и новых ферритов, стандартизация параметров питающих напряжений и токов, уровней допустимых электромагнитных полей и т. п. Такой подход носит комплексный характер и требует совместного участия в решении поставленных выше задач специалистов разного профиля.

Учитывая, что в ближайшие годы вряд ли удастся найти достойную замену традиционным силовым элементам трансформатору, дросселю, транзистору, диоду можно предположить, что облик будущих высокочастотных транзисторных преобразователей электроэнергии и источников вторичного электропитания РЭА не претерпит существенных изменений. Поэтому усилия специалистов следует сконцентрировать на разработке и широком практическом использовании диалоговых систем автоматизированного проектирования преобразовательных устройств данного класса, математическом моделировании протекающих в них процессов, автоматизированных системах диагностического контроля их параметров в процессе автоматизированного производства и эксплуатации, на оптимизации уровней электрических, тепловых и механических нагрузок на комплектующие электрорадиоэлементы преобразователей и элементы их унифицированных конструкций, на существенном сокращении разнообразия схемно-технических и конструкторско-технологических решений источников вторичного электропитания РЭА, выпускаемых различными предприятиями и организациями страны, посредством тщательного отбора и стандартизации наиболее эффективных для конкретных областей применения технических решений.

Одновременно с этим должен быть расширен фронт поисковых научно-исследовательских работ, направленных на дальнейшее совершенствование высокочастотных транзисторных преобразователей и источников вторичного электропитания РЭА. В решении комплекса перечисленных выше задач авторы настоящей книги видят важный резерв повышения производительности и эффективности труда многочисленной армии разработчиков данных устройств, повышения их качества, снижения стоимости.

Требуется обеспечить опережающий характер поисковых научно-исследовательских работ в области прогрессивной элементной базы, использования принципиально новых физико-химических явлений при ее создании, разработке силовых каскадов высокочастотных транзисторных преобразователей и схем их управления. С переходом к специализированным ИС высокой степени интеграции входящих компонентов все большая часть функциональных и электрических связей в рассматриваемых преобразовательных устройствах будет постепенно переходить от их разработчиков к разработчикам элементной базы и определяться последними. Поэтому на этапе разработки таких ИС необходима тесная и согласованная работа специалистов по полупроводниковой технологии, схеме- и системотехнике высокочастотных преобразовательных устройств, в результате которой должны быть установлены оптимальные для соответствующего уровня техники соотношения между специализацией данных ИС и их универсальностью (многофункциональностью). Именно в наилучшем разрешении диалектического противоречия между специализацией и универсально-

стью элементной базы для будущих высокочастотных полупроводниковых преобразователей и источников вторичного электропитания РЭА заложен механизм ее дальнейшего развития и совершенствования. Специализация ИС обеспечивает их наиболее эффективное использование в рассматриваемом классе преобразовательных устройств, наилучшие характеристики последних с точки зрения энергетических и временных (динамических) показателей. Универсальность (многофункциональность) гарантирует достаточно большой объем производства данных ИС и их малую стоимость.

Сказанное выше относительно специализации и универсальности полностью может быть отнесено в целом к высокочастотным полупроводниковым преобразователям и источникам вторичного электропитания РЭА как к функционально законченным устройствам. И в данном случае наиболее оптимальное для соответствующего состояния науки и техники разрешение указанного диалектического противоречия лежит в основе дальнейшего развития рассматриваемого класса устройств.

По мере продолжающейся микроминиатюризации РЭА непрерывно расширяются ее функциональные возможности, реализуемые в единице оборудования. Одновременно возрастает стоимость ликвидации последствий каждой аварийной ситуации, создаваемой отказами (даже кратковременными) в источниках вторичного электропитания. Например, кратковременное повышение напряжения на их выходе в результате сбоя в работе регулирующего (стабилизирующего) устройства может привести к выходу из строя сотен, а в ряде случаев и тысяч цифровых ИС в управляющей ЭВМ, которая получает энергию от данного источника вторичного электропитания. В результате отказа этой ЭВМ будет сорвано выполнение задания по управлению технологическим процессом, промышленным роботом или движущимся объектом, что приведет к значительным финансовым убыткам. Восстановление работоспособности вышедшей из строя ЭВМ также потребует значительного времени и средств. Поэтому важнейшим направлением дальнейшего развития высокочастотных полупроводниковых преобразователей и источников вторичного электропитания РЭА будет всемерное повышение их надежности, для чего потребуются дальнейшее развитие способов элементарного резервирования (в том числе и метода глубокого секционирования элементов), способов модульного построения адаптируемых к изменяющимся условиям эксплуатации, отказам элементов и функциональных узлов преобразовательных устройств, способов защиты потребителей и источников энергии от последствий отказов преобразователей. Анализ разнообразных нештатных ситуаций, вызванных отказами элементов и функциональных узлов высокочастотных транзисторных преобразователей и ИВЭП РЭА, и их последствий является необходимым условием создания надежных, малогабаритных и экономичных преобразовательных устройств и комплексов РЭА.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ромаш Э. М. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1981.—224 с.
2. Источники вторичного электропитания. Справочное пособие/ С. С. Букреев, В. А. Головацкий, Г. Н. Гулякович и др.; Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1983.—280 с.
3. Мкртчян Ж. А. Электропитание электронно-вычислительных машин. — М.: Энергия, 1980.—208 с.
4. Тихонов В. И., Авдеев В. В., Авдеев Д. В. Энергетические характеристики преобразователей постоянного напряжения с промежуточным звеном повышенной частоты// Проблемы преобразовательной техники: Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. — Киев, 1983.—Ч. IV.—С. 127—130.
5. Чернышев А. И., Патлахов Е. Н., Казанцев Ю. М. Оптимальное проектирование электромагнитных узлов статических преобразователей с использованием ЭВМ// Электромеханика и преобразовательная техника. — Томск, 1984.—С. 139—143.
6. Хусаинов Ч. И. Высокочастотные импульсные стабилизаторы постоянного напряжения. — М.: Энергия, 1980.—89 с.
7. Исследование вторичных источников электропитания с промежуточным повышением частоты/ Г. А. Белов, К. Г. Агапов, В. П. Крупкин, В. И. Костылев// Современные задачи преобразовательной техники: Тез. докл. Республ. науч.-техн. конф. — Киев, 1975.—Ч. 6. — С. 411—417.
8. Машуков Е. В., Конев Ю. И., Леоненко И. М. Процессы переключения силовых МДП-транзисторов в импульсных регуляторах мощности// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1982. — Вып. 13.—С. 8—16.
9. Мощные МОП-транзисторы, работающие непосредственно с ТТЛ ИС// Электроника. — 1980. — № 9. — С. 18—21.
10. Новикова Т. Н., Новиков А. А., Адамов П. Г. Преобразователи напряжения на мощных МДП-транзисторах// Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА: Материалы семинара. — М.: МДНТП, 1983. — С. 72—79.
11. Дьяконов В. П., Ремнев А. М. О переходных процессах при работе ключа на мощном МДП-транзисторе на резистивно-емкостную нагрузку// Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА: Материалы семинара. — М.: МДНТП, 1983. — С. 138—141.
12. Кабелев Б. В. Высокочастотные конверторы на мощных МДП-транзисторах// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1984.—Вып. 15. — С. 23—29.
13. Малогабаритный высокочастотный генератор/ Ю. И. Драбович, Н. Н. Юрченко, П. Н. Шевченко, В. Г. Гребенюк// Приборы и техника эксперимента. — 1977. — № 3. — С. 266.
14. Мощные МОП-транзисторы с уменьшенным сопротивлением в открытом состоянии// Электроника. — 1983. — № 12. — С. 88.
15. Улучшение характеристик выпрямителей на диодах Шоттки// Электроника. — 1983. — № 2. — С. 100.
16. Мощные транзисторы и источники питания// Электроника. — 1983. — № 21. — С. 98.
17. Бландова Е. С., Калинина Т. Я., Евдокимов В. А. Особенности проектирования дроселей повышенной энергоемкости// Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА: Материалы семинара. — М.: МДНТП, 1983. — С. 114—119.

18. Бландова Е. С., Калинина Т. Я. Проектирование дросселей фильтров на кольцевых сердечниках из Мо-пермаллоя// Электронная техника. Сер. Радиодетали и радиокомпоненты. — 1980. — Вып. 2 (39). — С. 48—51.
19. Криштафович И. А. Исследование потерь на перемагничивание в ферромагнитных сердечниках кольцевой формы// Проблемы преобразовательной техники: Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. — Киев, 1979. — Ч. 1. — С. 91—93.
20. Драбович Ю. И., Криштафович И. А. Определение параметров силовых трансформаторов транзисторных преобразователей на частотах до 1 МГц// Проблемы миниатюризации и унификации ВПП РЭА: Материалы семинара. — М.: МДНТП, 1979. — С. 205—208.
21. Конев Ю. И. Микроэлектронные электротехнические устройства и системы. — Препринт. — Киев, 1979. — 15 С. — (Ин-т электродинамики АН УССР, № 204).
22. Силовые МДП-транзисторы в импульсных регуляторах электродвигателей/ Е. В. Машуков, И. М. Леоненко, Е. М. Хрунов, Д. А. Шевцов// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1984. — Вып. 15. — С. 9—19.
23. Сергеев Б. С. Анализ коммутационных процессов в одноканальном преобразователе// Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей/ Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Радио и связь, 1978. — Вып. 19. — С. 169—176.
24. Новые достижения в области мощных МОП-транзисторов// Электроника. — 1980. — № 12. — С. 52—65.
25. Ромаш Э. М. Сравнительная оценка основных схем нерегулируемых инверторов, выполненных на силовых дрейфовых транзисторах// Проблемы преобразовательной техники: Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. — Киев, 1979. — Ч. IV. — С. 139—142.
26. High Efficiency 600 kHz Switching Supply Regulator// Electronic Products. — 1983. — Vol. 25. — № 13. — P. 108.
27. Switching Power Supplies Will Operate at 1 MHz// Machine Design. — 1984. — Vol. 56. — № 11. — P. 4.
28. Зарубежная электронная техника (Обзор), 1984. — № 6. — С. 93, 94.
29. Shepard J. New Power-conversion Topology Created// Electronic Engineering Times. — 1984. — Vol. 16. — № 290. — P. 1.
30. Способ управления транзисторами в высокочастотных инверторах/ Ю. И. Драбович, П. Н. Шевченко, Н. Н. Юрченко и др.// Проблемы преобразовательной техники: Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. — Киев, 1979. — Ч. 1. — С. 94—100.
31. Бузыкин С. Г. Пути повышения надежности силовых транзисторных ключей сетевых ИВЭП// Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА: Материалы семинара. — М.: МДНТП, 1986. — С. 44—51.
32. Голиков В. Ю., Сибиченков В. Ф. Ключевая схема для сетевых источников электропитания// Сб. трудов МЭИ. — 1977. — Вып. 329. — С. 46—49.
33. Экспериментальное определение областей безопасной работы мощных транзисторов при коммутации индуктивных нагрузок/ В. А. Шерстюк, Н. И. Студенков, А. И. Коновалов, В. Н. Кудашкина// Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА: Материалы семинара. — М.: МДНТП, 1986. — С. 122—129.
34. Силовые транзисторные ключи повышенного напряжения/ Е. В. Машуков, И. И. Алексеев, В. В. Кабелев и др.// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1984. — Вып. 15. — С. 183—194.
35. Сергеев В. В., Машуков Е. В. Энергетические характеристики транзисторных ключей для импульсных регуляторов мощности// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1984. — Вып. 15. — С. 194—204.

36. Дьяконов В. П., Ремнев А. М., Смердов В. Ю. Особенности работы составного ключа с МДП-транзистором// Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА: Материалы семинара. — М.: МДНТП, 1986. — С. 103—105.
37. Юрченко А. И., Головацкий В. А., Картаев П. И. Транзисторные преобразователи с непосредственным контролем режима перемагничивания сердечника трансформатора// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1978. — Вып. 10. — С. 118—122.
38. Апаров А. Б., Еременко В. Г., Негневицкий И. Б. Транзисторные преобразователи для низковольтных источников энергии. — М.: Энергия, 1978. — 95 с.
39. Серийные интегрально-гибридные вторичные источники питания/ Е. И. Каретникова, Ю. И. Конев, А. В. Лукни и др.// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1981. — Вып. 12. — С. 13—20.
40. А. с. 853759 СССР, МКИ Н02М 7/537. Двухтактный преобразователь напряжения/ Ч. И. Хусанов, И. К. Васильева. — Оpubл. 1981, Бюл. № 29.
41. А. с. 970610 СССР, МКИ Н02М 7/537. Двухтактный преобразователь напряжения/ А. М. Михеев, В. А. Попов, Э. М. Ромаш. — Оpubл. 1982, Бюл. № 40.
42. А. с. 494833 СССР, МКИ Н02М 7/52. Транзисторный инвертор/ В. К. Зайцевский. — Оpubл. 1975, Бюл. № 45.
43. Пат. 3528031 США, НКИ 331-113, 1970.
44. А. с. 584418 СССР, МКИ Н02М 7/537. Транзисторный инвертор/ Ю. И. Дравович, Н. Н. Юрченко, П. Н. Шевченко, В. Г. Гребенюк. — Оpubл. 1977, Бюл. № 46.
45. А. с. 668053 СССР, МКИ Н02М 7/537. Транзисторный инвертор/ Ю. И. Дравович, Н. Н. Юрченко, П. Н. Шевченко и др. — Оpubл. 1979, Бюл. № 22.
46. Мезенина Н. С. Пути ограничения одностороннего насыщения трансформатора транзисторного преобразователя// Оптимизация полупроводниковых устройств электрической энергии. — Киев, 1980. — С. 77—85.
47. Головацкий В. А., Юрченко А. И. Применение магнитного пояса в транзисторных преобразователях// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1982. — Вып. 13. — С. 71—76.
48. Глибицкий М. М., Мезенина Н. С. Способ ограничения одностороннего насыщения трансформатора транзисторного преобразователя// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1978. — Вып. 10. — С. 122—124.
49. Пат. 3170133 США, НКИ 336-165. Трансформатор с составным сердечником, 1965.
50. Пат. 966247 Великобритания, НКИ Н1Т. — 1964. — Ненасыщающийся трансформатор.
51. Ван-Вельтхоузен, Коппе. Преобразователи с размагничивающей обмоткой в источниках питания// Электроника. — 1978. — Т. 51, № 3. — С. 50—56.
52. Пат. 55-43352 Японии, МКИ Н02М 3/335. — 1980.
53. Александров Ф. И. Схемно-параметрическая оптимизация однотактного конвертора напряжения с ШИМ// Проблемы преобразовательной техники: Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. — Киев, 1979. — Ч. 3. — С. 148—152.
54. Захаров Ю. К. Сравнительный анализ двухтактного и однотактного стабилизированных преобразователей постоянного напряжения// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1980. — Вып. 11. — С. 24—30.
55. Опадчий Ю. Ф. Стабилизированные маломощные ВИП на основе однотактных преобразователей// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1980. — Вып. 11. — С. 30—43.

56. Конюхов В. И., Мякишев Г. А., Новинский В. Н. Импульсный вторичный источник питания с токовым управлением транзисторными ключами// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Сов. радио, 1978. Вып. 10. — С. 124—128.
57. Пат. 55-43351 Япония, МКИ НО2М 3/335. — 1980.
58. А. с. 555522 СССР, МКИ НО2М 3/335. Однотактный транзисторный инвертор/ Б. С. Сергеев. — Оpubл. 1977, Бюл. № 15.
59. А. с. 782080 СССР, МКИ НО2М 3/335. Однотактный транзисторный конвертор/ Б. С. Сергеев. — Оpubл. 1980, Бюл. № 43.
60. Wofford L. PWM Controller Chip Hits Frequency Highs of Switching Supplies// Electronic Design. — 1985. — May 30. — С. 97—102.
61. Пат. 56-7391 Япония, МКИ НО2М 3/335. — 1981.
62. А. с. 568125 СССР, МКИ НО2М 3/335. Стабилизированный транзисторный конвертор/ С. С. Локтюхов, Б. С. Сергеев. — Оpubл. 1977, Бюл. № 29.
63. Герасимов А. А., Лукин А. В., Опачий Ю. Ф. Особенности проектирования высокочастотных однотактных преобразователей// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева.— М.: Радио и связь, 1982. — Вып. 13. — С. 21—28.
64. Смольников Л. Е. Вторичные источники питания на транзисторах. Учебное пособие. — М.: МЭИ, 1979. — 85 с.
65. Преобразователь постоянного тока, формирующий два напряжения// Электроника. — 1983. — № 7. — С.
66. Мендес Э. Биполярный преобразователь постоянного тока без катушки индуктивности// Электроника — 1983. — № 17. — С. 65, 66.
67. Опачий Ю. Ф., Картаев П. И. Однотактные стабилизированные преобразователи малой мощности// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1977. — Вып. 9. — С. 147—153.
68. Кабелев Б. В. Сетевой однотактный ВИП с накопительным дросселем// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1981. — Вып. 12. — С. 47—53.
69. Корнеев В. Ф. Однотактный транзисторный стабилизированный преобразователь напряжения промышленной сети // Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1977. — Вып. 9. — С. 153—158.
70. Белов Г. А., Кузьмин С. А. Условия устойчивости и коэффициент стабилизации импульсного стабилизатора с обратными связями по току и напряжению// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева — М.: Радио и связь, 1984. — Вып. 15. — С. 48—58.
71. Климов В. П. Импульсный стабилизатор, инвариантный к низкочастотным пульсациям входного напряжения// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1981. — Вып. 12. — С. 80—85.
72. Лукин А. В., Мелешин В. И. Влияние емкости коллекторного перехода транзистора на несимметричный режим работы преобразователя// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1981. — Вып. 12. — С. 76—80.
73. Глебов Б. А. Магнитно-транзисторные преобразователи напряжения для питания РЭА. М.: Радио и связь, 1981. — 97 с.
74. Полянин К. П. Интегральные стабилизаторы напряжения. — М.: Энергия, 1979. — 189 с.
75. А. с. 471641 СССР, МКИ НО2Р 13/18. Стабилизированный полупроводниковый инвертор/ Л. Е. Смольников. — Оpubл. 1975, Бюл. № 19.
76. А. с. 600677 СССР, МКИ НО2М 7/537. Способ управления стабилизированным полупроводниковым инвертором/ Л. Е. Смольников, А. К. Галанчук, Л. Н. Шаров. — Оpubл. 1976, Бюл. № 12.

77. Макаров В. В. Импульсные ИВЭП с промежуточной синусоидальной формой напряжения// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1985. — Вып. 16. — С. 44—51.
78. Правильный выбор источника питания// Электроника. — 1981. — № 12. — С. 103—120.
79. Адамов П. Г., Семенова О. В. Особенности работы резонансных инверторов на мощных МДП-транзисторах на выпрямитель// Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА: Материалы семинара. — М.: МДНТП, 1983. — С. 132—137.
80. Семенова О. В. Стабилизирующий преобразователь на мощных МДП-транзисторах// Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА: Материалы семинара. — М.: МДНТП. 1986. — С. 107—109.
81. Преобразователи постоянного напряжения с использованием пьезотрансформаторов/ А. А. Богомаз, А. А. Ерофеев, В. К. Захаров и др.// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1982. — Вып. 13. — С. 116—125.
82. Многофазный импульсный стабилизатор постоянного напряжения/ А. И. Юрченко, В. А. Головацкий, В. П. Брагин и др.// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1978. — Вып. 10. С. 107—113.
83. Юрченко А. И. Многофазный импульсный стабилизатор постоянного напряжения на высоковольтных транзисторах// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1977. — Вып. 9. — С. 56—60.
84. Юрченко А. И. Гармонический анализ электрических процессов в многофазных импульсных преобразователях постоянного напряжения// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1977. — Вып. 9. — С. 61—70.
85. Шуваев Ю. Н., Виленин А. Г. Многофазные импульсные стабилизаторы// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. Радио, 1977. — Вып. 9. — С. 70—83.
86. Юрченко А. И. Несимметричные режимы в многофазных импульсных стабилизаторах постоянного напряжения// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1978. — Вып. 10. — С. 113—117.
87. Букреев С. С., Кадацкий А. Ф. Анализ статизма многофазных импульсных преобразователей постоянного напряжения// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1978. — Вып. 10. — С. 144—151.
88. Букреев С. С., Кадацкий А. Ф. Переходные процессы в многофазных импульсных преобразователях// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1981. — Вып. 12. — С. 85—88.
89. Кадацкий А. Ф. Устойчивость многофазных импульсных преобразователей с заданным качеством процессов// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1981. — Вып. 12. — С. 89—94.
90. Букреев С. С., Кадацкий А. Ф. Об увеличении рабочей частоты многофазных импульсных преобразователей// Проблемы преобразовательной техники: Тез. докл. Всесоюз. науч.- техн. конф. — Киев, 1979. — Ч. 5. — С. 130—134.
91. Кадацкий А. Ф. Гармоническая линеаризация нелинейностей многофазных импульсных преобразователей// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1983. — Вып. 14. — С. 111—120.

92. Шуваев Ю. Н., Кадацкий А. Ф. Схемы управления многофазными импульсными стабилизаторами и преобразователями напряжения// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1984. — Вып. 15. — С. 83—89.
93. К вопросу о совместной работе преобразовательных ячеек многофазных импульсных преобразователей напряжения/ В. В. Александров, А. Е. Николаева, С. Ю. Панфилов и др.// Тез. докл. Всесоюз. конф. «Проблемы преобразовательной техники». — Киев, 1983. — Ч. 3. — С. 121—124.
94. Завьялов М. П. Графический способ расчета входных конденсаторов многофазных импульсных стабилизаторов// Проблемы преобразовательной техники: Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. — Киев, 1983. — Ч. 5 — С. 125—127.
95. Колосов В. А. Способ повышения надежности систем вторичного электропитания с импульсными транзисторными преобразователями напряжения// Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА: Материалы семинара. — М.: МДНТП, 1983. — С. 14—18.
96. Дуплин Н. И. Некоторые особенности построения транзисторных преобразователей большой мощности с питанием от промышленной сети переменного напряжения //Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА: Материалы семинара. — М.: МДНТП, 1983. — С. 5—9.
97. Дуплин Н. И. Способы управления стабилизаторами постоянного напряжения с изменяемой структурой регулирующего органа// Проблемы преобразовательной техники: Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. — Киев, 1983. — Ч. 5. С. 101—105.
98. Глебов Б. А., Новиков А. А. Многоячейковые ИВЭП с аналогоцифровым принципом управления// Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА: Материалы семинара. — М.: МДНТП, 1983. — С. 9—13.
99. Трехфазные мостовые инверторы малой мощности/ Г. М. Малышков, В. К. Баранов, И. Н. Соловьев и др.// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Сов. радио, 1977. — Вып. 9. — С. 179—184.
100. Состояние и перспективы развития источников вторичного электропитания/ Ю. П. Кинсеев, А. А. Морозов, А. Л. Рыбак, Т. И. Митяшина. — М.: ЦНИИ «Электроника», 1985. — 50 с. (Обзоры по электронной технике. Сер. 5, Радиодетали и радиокомпоненты, Вып. 5).
101. Найвельт Г. С., Фильцер И. Г. Интегральные схемы управления импульсными высокочастотными источниками питания// Полупроводниковая электроника в технике связи: Сб. статей/ Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Радио и связь, 1982. — Вып. 22. — С. 181—185.
102. Стабилизирующий маломощный высокочастотный преобразователь постоянного напряжения/ А. Г. Поликарпов, Е. Ф. Сергиенко, В. М. Титкин, С. К. Чу// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1986. — Вып. 17. — С. 121—127.
103. Транзисторный преобразователь сетевого напряжения/ Ю. П. Кузьмин, Р. К. Мифтахутдинов, В. В. Мосин, Ю. Ф. Опалчий// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1986. — Вып. 17. — С. 136 — 141.
104. Определение области безопасной работы мощных транзисторов на основе неразрушающего измерения комплекса параметров, прогнозирующих отказ/ А. А. Байздренко, В. А. Шерстюк, Н. В. Загряжский и др.// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1986. — Вып. 17. — С. 201—206.
105. Белов Г. А., Кузьмин В. А., Баймуллин В. А. Мощные транзисторные преобразователи постоянного напряжения// Электронная техника в автоматике: Сб. статей/ Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1986. — Вып. 17. — С. 142 — 147.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава первая. Повышение частоты преобразования электрической энергии — одно из основных направлений комплексной миниатюризации транзисторных преобразователей	5
1.1. Проблема миниатюризации транзисторных преобразователей	5
1.2. Зависимость массогабаритных показателей транзисторных преобразователей от частоты преобразования	8
1.3. Перспективы дальнейшего повышения частоты преобразования в транзисторных преобразовательных устройствах	15
Глава вторая. Особенности работы полупроводниковых преобразователей на высоких частотах	21
2.1. Возрастание потерь энергии и выделяемой мощности с ростом частоты преобразования. Характер коммутационных процессов в основных преобразовательных каскадах	21
2.2. Влияние на характеристики преобразователей технологических разбросов параметров используемых полупроводниковых приборов	46
2.3. Сужение глубины регулирования и возрастание фазового сдвига в контуре регулирования стабилизированных преобразователей	52
2.4. Изменение режимов работы полупроводниковых приборов из-за изменения магнитных свойств ферромагнитных материалов с частотой перемагничивания	56
Глава третья. Транзисторные ключи для высокочастотных преобразовательных каскадов	58
3.1. Ключи на мощных биполярных транзисторах	58
3.2. Способы уменьшения коммутационных перегрузок полупроводниковых приборов. Оптимальные режимы управления мощными транзисторами	67
3.3. Недостатки ключей на мощных биполярных транзисторах. Целесообразность использования МДП-транзисторов	87
Глава четвертая. Высокочастотные транзисторные инверторы	89
4.1. Краткая классификация	89
4.2. Инверторы с самовозбуждением и способы их начального запуска	94
4.3. Инверторы с внешним возбуждением на биполярных транзисторах	119
4.4. Вопросы симметрирования режима перемагничивания магнитопроводов силовых трансформаторов	132
Глава пятая. Однотактные и непосредственные преобразователи постоянного напряжения	134
5.1. Высокочастотные транзисторные однотактные преобразователи	134
5.2. Непосредственные преобразователи постоянного напряжения	159
Глава шестая. Двухзвенные преобразователи постоянного напряжения	183

6.1. Принцип действия и основные характеристики	183
6.2 Стабилизированные двухзвенные преобразователи постоянного напряжения	206
6.3. Начальный запуск стабилизированных двухзвенных преобразователей постоянного напряжения	219
6.4. Транзисторные преобразователи с высокочастотными резонансными инверторами	228
Глава Высокочастотные преобразователи модульной структуры	244
седьмая.	
7.1. Общие принципы построения	245
7.2. Многофазные стабилизированные преобразователи постоянного напряжения	247
7.3. Резервирование в преобразователях модульной структуры	258
7.4. Многофазные высокочастотные транзисторные инверторы	267
Заключение	276
Список литературы	280

Производственное издание

РОМАШ ЭДУАРД МИХАЙЛОВИЧ, ДРАБОВИЧ ЮРИЙ ИВАНОВИЧ,
ЮРЧЕНКО НИКОЛАЙ НИКОЛАЕВИЧ, ШЕВЧЕНКО ПЕТР НИКОЛАЕВИЧ

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Заведующий редакцией П. И. Никонов
Редактор Н. В. Ефимова
Переплет художника В. В. Третьякова
Художественный редактор А. С. Широков
Технический редактор Г. З. Кузнецова
Корректор З. Г. Галушкина

ИБ № 1300

Сдано в набор 8.12.87	Подписано в печать 29.04.83	T-08722	Формат 60X83 ¹ / ₁₆
Бумага типогр. № 2	Гарнитура литературная	Печать высокая	Усл. печ. л. 17,64
Усл. кр.-отт. 17,64	Уч. изд. л. 19,69		Тираж 40 000 экз.
Изд. № 21391	Зак. № 6310	Цена 1 р. 30 ¹ / ₂ к.	

Издательство «Радио и связь», 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени МПО «Первая
«Образцовая типография имени А. А. Жданова» Союзполиграфпрома при Госкомиздате
СССР 113054, Москва, Валуевская, 28.