

# УЧЕБНИК

ДЛЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

СПЕЦИАЛЬНОСТЬ



## ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

СХЕМОТЕХНИКА И КОНСТРУИРОВАНИЕ

Горячая линия-Телеком



В.Г. КОСТИКОВ  
Е.М.ПАРФЕНОВ  
В.А. ШАХНОВ

издание **2е** издание

**В.Г. КОСТИКОВ  
Е.М.ПАРФЕНОВ  
В.А. ШАХНОВ**

# **ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ**

## **СХЕМОТЕХНИКА И КОНСТРУИРОВАНИЕ**

*Рекомендовано Министерством общего и профессионального образования Российской Федерации в качестве учебника для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению «Проектирование и технология электронных средств», специальностям «Проектирование и технология радиоэлектронных средств», «Конструирование и технология электронно-вычислительных средств», «Радиотехника».*

**Москва  
Горячая линия-Телеком  
2001**

ББК 32.844.1  
К 72

**Костиков В.Г., Парфенов Е.М., Шахнов В.А.**

К 72 Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование: Учебник для вузов. - 2-е изд. - М.: Горячая линия - Телеком, 2001. - 344 с.: ил.

ISBN 5-93517-052-3.

Рассмотрены схемотехнические и конструкторские решения при разработке низковольтных и высоковольтных источников электропитания электронных средств. Отмечены особенности, определяемые характеристиками систем автономного электроснабжения, характером нагрузки, условиями эксплуатации и схемотехническим исполнением. Приведены методики построения параметрических рядов модулей электропитания и способы обеспечения заданных температурных режимов. Расчеты и теоретические положения подкреплены примерами схемного и конструктивного исполнения источников электропитания и их узлов.

Для студентов вузов по специальностям "Конструирование и технология электронно-вычислительных средств" и "Проектирование и технология радио-электронных средств".

ББК 32.844.1

Учебное издание

**Костиков В.Г.  
Парфенов Е.М.  
Шахнов В.А.**

**Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование**

Обложка художника В.Г. Сетякина.

ЛР № 071825 от 16.03.99

Подписано в печать 07.03.01 Формат 60x88/16 Бумага газетная Гарнитура Arial  
Печать офсетная Усл.-изд. л. 21,5 Изд. № 52 Тираж 3000 экз. Зак. №

ISBN 5-93517-052-3

© Костиков В.Г., Парфенов Е.М.,  
Шахнов В.А. 2001

© Оформление издательства  
«Горячая линия-Телеком». 2001

Шир  
ской дея  
водство,  
ем техни  
самим эл  
узлам и  
практиче  
ния. Тол  
ник элек  
ного сре  
Госу  
тропита  
электро  
ской до  
Именно  
ником  
автоном  
элемент  
ческие  
ние кот  
В  
попытк  
проекти  
ных ср  
учебни  
ных в  
также  
рами с  
специа  
вание  
О  
сы, св  
рассм  
обеспи  
эти пр  
и тех  
этой  
печен  
А  
му де  
Л.А.  
ки ра  
руко  
соде  
Моск

## Предисловие

Широкое внедрение электронных средств во все сферы человеческой деятельности (быт, автоматизированное проектирование и производство, оборонная техника, космос и т.п.) определяет большой объем **технических**, эксплуатационных и экономических требований как к самим электронным средствам, так и к составляющим их составным узлам и устройствам. Одним из таких устройств, входящих в состав практически всех электронных средств, является источник электропитания. Только правильно спроектированный и сконструированный **источник** электропитания способен обеспечить нормальную работу электронного средства за все время его жизненного цикла.

Государственными стандартами дано определение источника электропитания (**ИЭП**) как устройства, преобразующего поступающие на электронное средство напряжение и ток до оговоренных в технической документации номиналов, показателей стабильности и надежности. Именно этот вид ИЭП, который иногда называют вторичным источником электропитания, наиболее распространен. Применяются также автономные ИЭП, использующие химико-электрические гальванические элементы, электрохимические аккумуляторы, биохимические и биологические элементы, атомно-электрические устройства и др., проектирование которых весьма специфично.

В предлагаемом вниманию читателя учебнике авторами сделана попытка изложить особенности схмотехнического и конструкторского проектирования источников электропитания для различных электронных средств с использованием современной элементной базы. В основу учебника положены результаты исследований и разработок, выполненных в том числе авторами на предприятиях радиопромышленности, а также курс «Источники электропитания РЭС и ЭВМ», читаемый авторами студентам МГТУ им. Н.Э. Баумана, проходящим подготовку по специальностям «Конструирование и технология ЭВМ» и «Проектирование и технология РЭС».

Ограниченный объем учебника не позволил рассмотреть все вопросы, связанные с созданием источников электропитания, в частности не рассмотрен столь важный раздел, как организация производства ИЭП и обеспечение их качества в процессе производства. По мнению **авторов**, эти проблемы достаточно подробно рассмотрены в учебно-методической и технической литературе применительно к электронной аппаратуре. По этой же причине также не рассмотрены в полном объеме вопросы обеспечения надежности.

Авторы считают своим долгом выразить благодарность заслуженному деятелю науки и техники Российской Федерации, доктору техн. наук **Л.А. Коледову** и одному из известных специалистов в области разработки радиоэлектронных средств **В.К. Бирюкову** за труд по рецензированию рукописи и сделанные при этом ценные замечания.

Авторы будут признательны всем читателям за все **замечания** по содержанию учебника, которые просим направлять по адресу: 101000, Москва, Почтамт, а/я 693. Издательство «Радио и связь».

*Авторы*



## Введение

Электронным средством (ЭС) принято называть изделие и его составные части, в основу функционирования которых положены принципы электроники. Если в основу функционирования ЭС положены также принципы радиотехники, то такое электронное средство называется радиоэлектронным средством (РЭС), а если принципы и методы вычислительной техники — электронно-вычислительным средством (ЭВС).

В зависимости от функциональной сложности ЭС различают следующие уровни их разукрупнения: электронная система, электронный комплекс, электронный блок, электронный функциональный узел. Для различных видов и уровней ЭС требуется создание различных по схемотехническим и конструкторским решениям источников электропитания (ИЭП).

За прошедшие более чем 100 лет от момента появления первого электронного средства (радио А.С. Попова) до наших дней сменилось несколько поколений электронных средств, имеющих принципиальные отличия друг от друга по функциональным возможностям, виду применяемой элементной базы, конструктивно-технологическим решениям и т.п. Это в равной мере относится как к радиоэлектронной аппаратуре бытового назначения, так и системам управления сложными техническими объектами, такими как воздушные лайнеры, космические аппараты и др. Однако в каждом из видов электронных средств, будь то вычислительная машина или система управления роботом, CD-проигрыватель или радиолокационная станция, узел управления холодильником или электрокардиографом, имеется система, устройство или элемент, выполняющие одну и ту же функцию: обеспечение электропитанием всех входящих в данное средство элементов (электронных ламп, транзисторов, микросхем и др.). Наличие в том или ином электронном средстве, каким бы сложным оно ни было, источника электропитания настолько очевидно, что на общей функциональной электрической схеме этого средства он даже не указывается. При этом оговаривается лишь перечень номиналов напряжений, мощность по выходу каждого канала и стабильность (если это необходимо). А между тем любое электронное средство, даже если оно состоит только из одного транзистора, требует очень внимательного отношения к источнику электропитания.

При создании электронного средства определенного класса и назначения (электронно-вычислительная, медицинская и бытовая электронная техника, средства автоматизации) источник или система электропитания могут быть подобраны из серийно выпускаемых промышленностью унифицированных ИЭП. В некоторых странах существуют фирмы, специализирующиеся на промышленном выпуске источников электропитания, и потребитель имеет возможность выбрать тот, который ему

его  
ин-  
сны  
зы-  
ы и  
БЫМ

наиболее подходит. Однако, если по эксплуатационным, конструктивным или другим соображениям серийно выпускаемые источники электропитания не удовлетворяют потребителя, необходимо разработать новый с учетом всех правил и ограничений, специфичных для этого вида электронных средств.

Если рассматривать электронное средство как устройство, потребляющее электрическую энергию, то в общем виде оно может состоять из двух частей системы или источника электропитания и нагрузки. Если электронное средство размещается на подвижном объекте, то в его состав входит также система автономного электроснабжения, которая преобразует различные виды энергии (механическую, тепловую, световую, химических реакций и др.) в электрическую. Система электропитания обеспечивает по заданной программе электропитанием все цепи электронного средства, а источники электропитания — отдельные цепи или самостоятельные приборы.

Системы и источники электропитания содержат функциональные узлы, которые в зависимости от назначения выполняют функции выпрямления, фильтрации, усиления, стабилизации, защиты, коммутации, сигнализации и др. В зависимости от качества выходного напряжения различают источники электропитания стабилизирующие и нестабилизирующие. Стабилизирующие ИЭП обеспечивают постоянство выходного напряжения на заданном уровне при воздействии, например, изменений входного напряжения, выходного тока, температуры окружающей среды и др. Они имеют в своем составе функциональный узел, осуществляющий стабилизацию выходного напряжения. В нестабилизирующих ИЭП функциональный узел стабилизации напряжения отсутствует.

Важной задачей при разработке электронных средств является снижение массы и габаритных размеров источников электропитания. Это достигается выбором принципа их действия, схемы, режима работы, элементной базы, конструкции. Конструктивное исполнение ИЭП определяет технологию его изготовления. Таким образом, при создании ИЭП перед разработчиком ставится ряд взаимосвязанных задач, решение которых зависит от знания им особенностей работы ИЭП, путей выбора рациональных схемного и конструктивных исполнений с заданными параметрами для заданных условий эксплуатации.

Развитие микроэлектроники оказало существенное влияние и на ИЭП: ужесточились требования к стабильности номиналов напряжений и токов, значительно уменьшились масса и габаритные размеры, усилились требования по надежности, безопасности, экономичности. Комплексное рассмотрение вопросов схемотехнического и конструкторского проектирования как основных в общем процессе создания источников электропитания электронных средств приводится в дальнейшем изложении курса.

Для удобства восприятия последующего материала приведем перечень наиболее часто встречающихся сокращений:

АБ — аккумуляторная батарея  
 АМ — амплитудная модуляция  
 БНК — базовые несущие конструкции  
 ВАХ — вольт-амперная характеристика  
 ГОМ — генератор отбора мощности  
 ГТИ — генератор тактовых импульсов  
 ЗИП — запасный инструмент и приборы (в нашем случае — запас-  
 ные детали и комплектующие изделия)  
 ИМС — интегральная микросхема (микросхема)  
 ИШИМ — интегральная широтно-импульсная модуляция  
 ИЭП — источник электропитания  
 КПД — коэффициент полезного действия  
 КПП — коммутационная печатная плата  
 МДП — полупроводниковая структура металл-диэлектрик-полупро-  
 водник  
 МОП — полупроводниковая структура металл-окисел-полупровод-  
 ник  
 МП — микропроцессор  
 МПК — микропроцессорный контроллер  
 ОУ — операционный усилитель  
 ПЭВМ — персональная ЭВМ  
 РЭС — радиоэлектронное средство  
 САЭС — система автономного электроснабжения  
 СВЧ — сверхвысокая частота  
 ТВМ — трансформаторно-выпрямительный модуль  
 ТКС — температурный коэффициент напряжения  
 УПТ — усилитель постоянного тока  
 ФИМ — фазоимпульсная модуляция  
 ФРП — фильтр радиопомех  
 ЧИМ — частотно-импульсная модуляция  
 ШИМ — широтно-импульсная модуляция  
 ЭВС — электронно-вычислительное средство  
 ЭЛТ — электронно-лучевая трубка

# Глава 1

## Системы электроснабжения электронных средств

### 1.1. Классификация источников электропитания

Источники электропитания электронных средств в зависимости от назначения обеспечивают изменение уровня входного напряжения, выпрямление, инвертирование, стабилизацию, фильтрацию, защиту или комбинацию этих функций. В связи с различием назначения, условий эксплуатации и широким диапазоном параметров электронных средств источники электропитания должны обеспечивать широкий диапазон варьирования своих параметров. Поэтому целесообразно провести классификацию источников по следующим основным характеристикам [1].

1. По виду входной электроэнергии: работающие от сети переменного тока (одно- или многофазного); от сети постоянного тока; от сетей переменного и постоянного токов.

2. По выходной мощности: микрометрические  $P_{\text{вых}} \leq 1$  Вт; малой мощности  $P_{\text{вых}} = 1 \dots 10$  Вт; средней мощности  $P_{\text{вых}} = 10 \dots 100$  Вт; повышенной мощности  $P_{\text{вых}} = 100 \dots 1000$  Вт; большой мощности  $P_{\text{вых}} \geq 1000$  Вт. Отдельную группу составляют источники с выходной мощностью свыше 1 кВт до 1000 кВт для электропитания приемных и передающих устройств, установок ионной оптики, технологических установок.

3. По виду выходной электроэнергии: с выходным напряжением переменного тока (одно- или многофазного); с выходным напряжением постоянного тока; комбинированные (с выходными напряжениями переменного и постоянного токов).

4. По номинальному значению выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$ : низкое  $U_{\text{вых}} < 100$  В; повышенное  $U_{\text{вых}} = 100 \dots 1000$  В; высокое  $U_{\text{вых}} > 1000$  В. Источники электропитания с уровнем выходного напряжения свыше 1000 В принято называть высоковольтными. У этих источников рабочие цепи находятся под потенциалом относительно «земли», равным рабочему напряжению. Кроме них используются источники электропитания, рабочие цепи которых находятся под потенциалом относительно «земли» выше рабочего напряжения. Такие источники применяются обычно в радиопередающих устройствах, где уровень потенциала превышает 1000 В. В этом случае источники электропитания называют высокопотенциальными.

5. По степени постоянства выходного напряжения: нестабилизирующие и стабилизирующие. Стабилизирующие источники электропитания

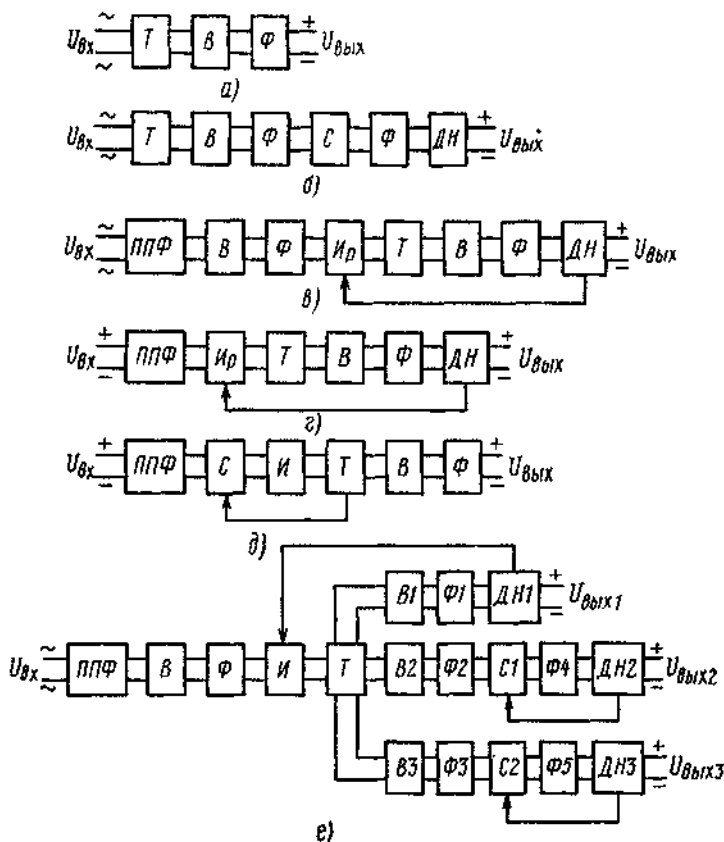


Рис. 1.1. Типовые структурные схемы источников электропитания при входном напряжении переменного (а-в, е) или постоянного (г, д) тока

обеспечивают постоянство выходного напряжения на заданном уровне при воздействии влияющих величин (изменении входного напряжения, выходного тока, температуры окружающей среды и др.). Они имеют в своем составе стабилизатор напряжения, который конструктивно может быть выполнен в виде функционального узла.

6. По допустимому отклонению номинала выходного напряжения: низкой точности ( $> 5\%$ ); средней точности ( $1...5\%$ ); высокой точности ( $0,1...1\%$ ); прецизионные ( $< 0,1\%$ ).

7. По уровню пульсации (переменной составляющей) выходного напряжения постоянного тока: малый уровень ( $< 0,1\%$ ); средний уровень ( $0,1...1\%$ ); большой уровень ( $> 1\%$ ).

8. По числу выходов: **одноканальные** (один выход) и **многоканальные** (два и более выходов).

9 По способу стабилизации напряжения непрерывного и импульсного действия

Структурная схема источника электропитания определяется входными и выходными параметрами. На рис. 1.1,а-е приведены типовые структурные схемы источников электропитания, содержащие следующие функциональные узлы: трансформатор  $T$ , выпрямитель  $B$ , сглаживающий фильтр  $\Phi$ , стабилизатор напряжения  $C$ , делитель выходного напряжения  $ДН$ , помехоподавляющий фильтр  $ППФ$ , инвертор регулирующий  $Ир$ , инвертор нерегулирующий  $И$ .

Трансформатор на входе источника электропитания (рис. 1.1,а,б) рассчитывается на частоту тока системы электроснабжения. Такие схемы используются при малой выходной мощности, так как трансформатор при работе на частоте тока сети имеет завышенные габаритные размеры и массу. В схемах на рис. 1.1,в-е во входных цепях используются узлы  $ППФ$ , осуществляющие фильтрацию высокочастотных помех как со стороны сети, так и со стороны инвертора в сеть.

В схемах на рис. 1.1,в,г применяется инвертор, регулирующий выходное напряжение источника по сигналу обратной связи с делителя напряжения. В схеме на рис. 1.1,д инвертор  $И$  выполняет лишь функцию преобразования постоянного тока в переменный, а стабилизацию напряжения осуществляет стабилизатор  $C$  по сигналу обратной связи с трансформатора (от дополнительной обмотки).

На рис. 1.1,е приведена схема многоканального источника электропитания. Обратная связь на регулирующий инвертор может быть подана только с одного выхода, поэтому остальные каналы при необходимости стабилизации их выходных напряжений должны быть снабжены узлами стабилизации  $C1$  и  $C2$ . Обратная связь на инвертор обычно подается с выхода канала, рассчитанного на больший ток.

## Способы регулирования выходного напряжения источников электропитания

Выходное напряжение источника электропитания изменяется в процессе работы под воздействием изменений тока нагрузки, входного напряжения, температуры окружающей среды, а также под влиянием ионизирующих излучений, времени непрерывной работы, влажности окружающего воздуха, механических воздействий.

Регулирование выходного напряжения может осуществляться вручную (оператором) или автоматически. Источник называют *стабилизирующим*, если в нем поддерживается уровень напряжения или тока неизменным с заданной степенью точности. В зависимости от вида регулирования стабилизирующие источники подразделяются на *параметрические* и *компенсационные*.

Для параметрической стабилизации применяются компоненты с нелинейной вольт-амперной характеристикой (ВАХ). На рис. 1.2,а показана ВАХ компонента — стабилизатора напряжения, на рис. 1.2,б —

ВАХ стабилизатора тока. Для параметрической стабилизации при постоянном токе применяются стабилитроны и переходы транзисторов (у биполярных транзисторов переходы база-эмиттер), для параметрической стабилизации при переменном токе — электромагнитные компоненты (дроссели).

Компенсационные стабилизирующие источники представляют собой устройства автоматического регулирования с отрицательной обратной связью. В этих устройствах сигнал обратной связи с выхода источника воздействует на регулирующий компонент. В компенсационных стабилизаторах напряжения сигнал обратной связи определяется уровнем выходного напряжения, в стабилизаторах тока — уровнем выходного тока.

В зависимости от принципа регулирования различают компенсационные источники *непрерывного* и *импульсного* действия. В источниках электропитания непрерывного действия регулирующий компонент включен последовательно с нагрузкой или параллельно ей. В соответствии с этим различают последовательные или параллельные стабилизаторы.

При регулировании выходного напряжения источника используют следующие способы модуляции:

а) амплитудная модуляция (АМ), когда регулирование осуществляется изменением амплитуды напряжения;

б) частотная импульсная модуляция (ЧИМ), когда регулирование напряжения осуществляется изменением частоты следования импульсов напряжения;

в) фазоимпульсная модуляция (ФИМ), когда регулирование напряжения осуществляется изменением его фазы;

г) **шиотно-импульсная** модуляция (ШИМ), когда регулирование выходного напряжения осуществляется изменением длительности импульсов при постоянной частоте следования;

д) частотно-шиотно-импульсная модуляция (ЧШИМ), когда в одной части диапазона регулирование напряжения осуществляется в режиме ШИМ, а в другой части диапазона происходит переход в режим ЧИМ;

е) интегральная широтно-импульсная модуляция (ИШИМ), когда длительность импульсов определяется всей совокупностью значений управляющего сигнала на тактовом промежутке времени.

Наиболее широкое распространение в источниках электропитания электронных средств получил способ **шиотно-импульсной** модуляции, который подробно рассмотрен ниже. Представляет интерес также способ ИШИМ, обеспечивающий высокую точность разомкнутых **шиотно-импульсных** устройств регулирования и стабилизации.

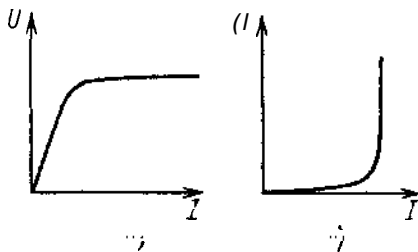


Рис. 1.2. Вольт-амперные характеристики нелинейных компонентов для стабилизации напряжения (а) и тока (б)



## Способ широтно-импульсной модуляции при регулировании и стабилизации напряжения

Положительными качествами ШИМ является отсутствие статических потерь (по сравнению с амплитудной модуляцией) и стабильность частоты сигнала и, следовательно, параметров обратной связи (по сравнению с частотной модуляцией). В процессе ШИМ осуществляется плавное регулирование момента появления сигнала, открывающего или закрывающего транзистор в зависимости от значения сигнала обратной связи с выхода источника электропитания

При импульсах одной полярности модулирующий сигнал преобразуется в последовательность **однополярных** периодически повторяющихся широтно-модулированных импульсов. Такая ШИМ получила название «**однотактная ШИМ**». При необходимости использования двухполярного модулирующего сигнала его предварительно превращают в **однополярный** модулирующий сигнал с помощью добавления постоянной составляющей. Длительность импульсов в однотактной ШИМ определяется дискретными значениями модулирующего сигнала.

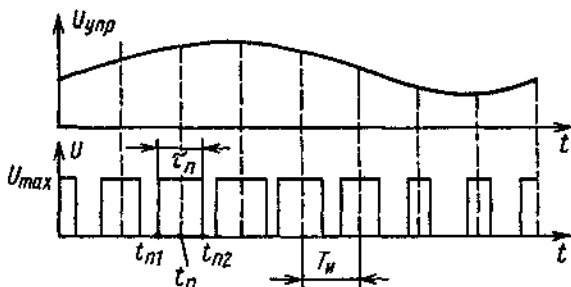
На рис. 1.3 приведены диаграммы, поясняющие действие однотактной ШИМ, где  $U_{\text{упр}} = U + U_0 \sin \omega t$  — модулирующий сигнал;  $U_{\text{max}}$  — максимальная амплитуда импульсов;  $T_n$  — период следования **импульсов**;  $t_n$  — тактовый момент;  $\tau_n$  — длительность импульса;  $t_{n1}$  и  $t_{n2}$  — моменты начала и окончания  $n$ -го импульса соответственно.

В качестве параметров однотактной ШИМ используются:

а) относительное значение постоянной составляющей до длительности импульсов:

$$d_0 = h_0 \frac{\tau_0 \max}{T_n},$$

где  $h_0 = (U_0/U_0 \max) \leq 1$  — коэффициент уровня постоянной составляющей сигнала;  $U_0 \max$  — наибольшее значение постоянной составляющей длительности импульсов при  $h_0 = 1$ ;



**Рис. 1.3.** Диаграмма напряжений при однотактной широтно-импульсной модуляции

б) относительная амплитуда переменной составляющей  $d$  длительности импульсов.

$$d = h \frac{\Delta \tau_{\max}}{T_{\text{и}}},$$

где  $h = (U/U_{\max}) < 1$  — коэффициент уровня переменной составляющей сигнала;  $\Delta \tau_{\max}$  — наибольшее значение переменной составляющей длительности импульсов при  $h = 1$ ;

в) коэффициент  $\mu$  следования импульсов:

$$\mu = f_{\text{и}}/\omega,$$

где  $f_{\text{и}}$  — частота следования импульсов;  $\omega$  — частота модулирующего сигнала

При двухтактной ШИМ (рис. 1.4) длительность каждого импульса определяется его абсолютным значением в определенные моменты времени, а полярность импульса — полярностью модулирующего сигнала  $U_{\text{упр}}$ .

В качестве параметров двухтактной ШИМ используются:

а) коэффициент  $d$  модуляции импульсов по длительности:

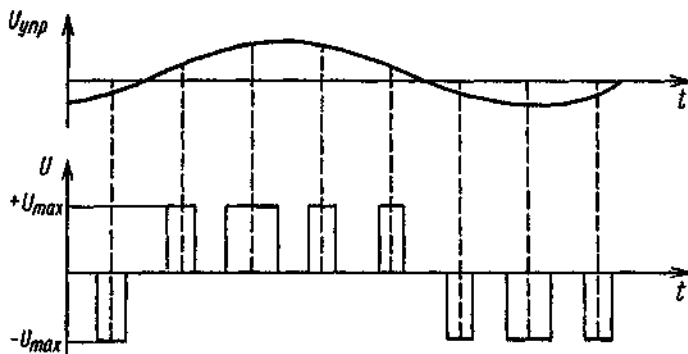
$$d = h \frac{\Delta \tau_{\max}}{T_{\text{и}}},$$

б) коэффициент  $\mu$  следования импульсов:

$$\mu = \Omega/\omega.$$

В стабилизирующих источниках электропитания должно осуществляться подавление пульсаций входного напряжения, поэтому при однотактной или двухтактной ШИМ в последней формуле необходимо принимать частоту модулирующего сигнала равной частоте  $\omega_{\text{вх}}$  пульсаций входного напряжения:

$$\omega = \omega_{\text{вх}}.$$



**Рис. 1.4.** Диаграмма напряжений при двухтактной широтно-импульсной модуляции

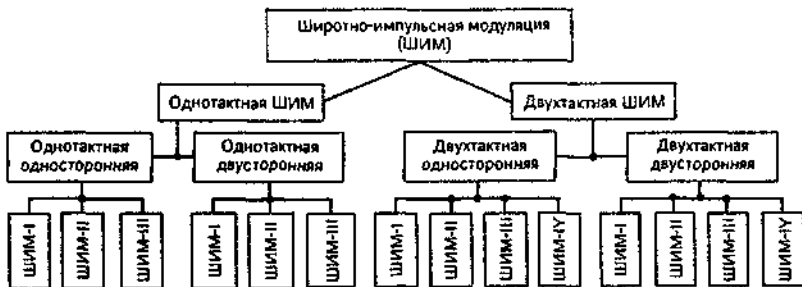


Рис. 1.5. Классификация ШИМ

При однотактной и двухтактной ШИМ длительность импульса может изменяться за счет изменения положения фронта, спада или фронта и спада. Поэтому различают однотактную одностороннюю (ООШИМ), двухтактную одностороннюю (ДОШИМ), однотактную двустороннюю (ОДШИМ) и двухтактную двустороннюю (ДДШИМ) широтно-импульсные модуляции.

В зависимости от момента выборки значения сигнала, определяющего длительность импульса, однотактные и двухтактные виды ШИМ делятся на четыре рода:

при ШИМ первого рода (ШИМ-I) фронт импульса определяется значением сигнала в момент времени, совпадающий с модулируемым фронтом импульса;

при ШИМ второго рода (ШИМ-II) фронт импульса определяется значением сигнала в тактовый момент времени;

при ШИМ третьего рода (ШИМ-III) уровень сигнала, определяющий длительность импульса, находится внутри интервала действия импульса и отстоит от модулируемого фронта на некоторую часть длительности импульса;

при ШИМ четвертого рода (ШИМ-IV) смещение фронта импульса относительно тактового момента определяется абсолютным значением сигнала в момент времени, который расположен внутри интервала смещения фронта и отстоит от тактового импульса на время, равное некоторой части смещения, соответствующего модулирующему сигналу в тактовый момент времени.

Классификация разновидностей ШИМ приведена на рис. 1.5.

### Способ интегральной широтно-импульсной модуляции при регулировании и стабилизации напряжения

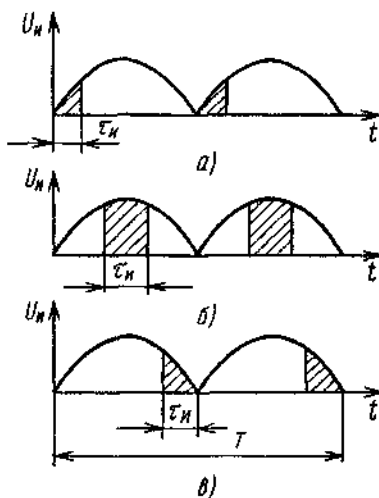
Использование ИШИМ позволяет синтезировать однотактную одностороннюю и двустороннюю ШИМ, обладающую высокими качественными показателями и обеспечивающую требуемую точность разомкнутых широтно-импульсных устройств регулирования и стабилизации. При осуществлении такого синтеза необходимо удовлетворить противоречивые требования высокой точности устройства и низкой частоты следования импульсов.

При интегральной ШИМ определяется длительность импульсов модуляции в соответствии с анализом входного сигнала на всем тактовом промежутке, что обеспечивает достаточно хорошую помехозащищенность. Подобную модуляцию называют интегральной ШИМ по входу. Однако эта модуляция не учитывает искажений формы импульсов и пульсаций напряжения источника электропитания, которые могут вызвать паразитную амплитудную модуляцию и ухудшить точность воспроизведения выходного сигнала и стабильность его характеристик. Для работы преобразователя напряжения с неидеальными импульсами и значительной пульсацией напряжения электропитания используется интегральная модуляция по входу и выходу. В этом случае в качестве параметра модуляции используется не длительность импульса, а его площадь, которая выбирается по интегралу входного сигнала на тактовом промежутке. Такая модуляция определяется равенством вольт-секундных площадей (интегралов) сигнала управления  $S$  и сигнала обратной связи (сравнения)  $S'$ .

Преобразователи с одноконтурной интегральной ШИМ не нашли широкого применения, так как имеют низкий коэффициент использования длительности периода (не более  $0,5T$ ), для повышения которого необходимо изменение частоты дискретизации в зависимости от уровня сигнала управления в широких пределах. Однако в источниках электропитания желательно иметь стабильную частоту дискретизации (преобразования).

Преобразователи с двухконтурной интегральной ШИМ могут быть с непрерывным занесением сигнала управления в интегратор и с потактовым занесением. В первом случае сигнал управления заносится на всем интервале работы, во втором — лишь во время соответствующего тактового промежутка.

Использование интегральной ШИМ при синусоидальных сигналах сравнения имеет ряд особенностей. Различают три способа формирования импульсов при синусоидальных сигналах сравнения, отличающихся расположением импульса в тактовом промежутке. При первом способе импульс находится в начале тактового промежутка, при втором — симметрично относительно середины тактового промежутка, при третьем способе — в конце тактового промежутка. **Диаграммы формирования импульсов при синусоидальных сигналах**



**Рис. 1.6. Способы формирования импульсов при синусоидальных сигналах сравнения: а — первый способ; б — второй способ; в — третий способ**

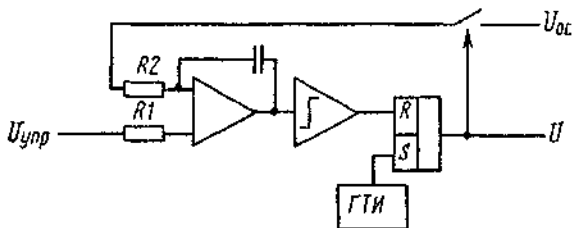


Рис. 1.7. Структурная схема с двухтактной ШИМ

лах сравнения приведены на рис. 1.6.

Третий способ формирования импульсов применяется в основном в **тиристорных** регуляторах с фазовым управлением. Возникающие при этом способе ошибки можно отработать лишь в следующем тактовом промежутке, что ухудшает качественные характеристики интегральной ШИМ.

Основным звеном устройства с интегральной ШИМ является интегратор с **потактовым** или непрерывным занесением сигнала управления. Рассмотрим сначала первый способ формирования импульсов. Структурная схема с двухтактной интегральной ШИМ и непрерывным занесением, реализующая первый способ формирования импульсов, приведена на рис. 1.7, а диаграммы ее работы — на рис. 1.8. На интервале занесения входной ток интегратора

$$I_{упр} = -U_{упр} / R_1.$$

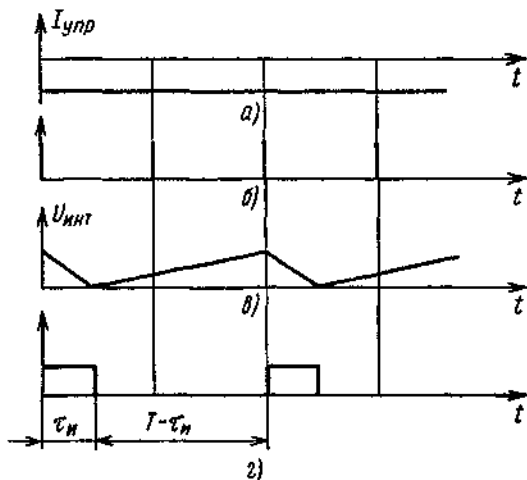


Рис. 1.8. Диаграммы работы схемы с двухтактной ИШИМ

К моменту прихода тактового импульса напряжение на выходе интегратора достигнет значения

$$U_{\text{инт}}(T/2) = \frac{1}{R_1 C} U_{\text{упр}}(T - \tau_{\text{н}}).$$

После прихода тактового импульса входной ток интегратора имеет вид

$$I_{\text{инт}} = -\frac{U_{\text{упр}}}{R_1} + \frac{U_0}{R_2} \sin(\pi - \omega t). \quad (1.1)$$

Напряжение на выходе интегратора будет изменяться по закону

$$U_{\text{инт}}(t) = \frac{1}{R_1 C} U_{\text{упр}} T - \frac{U_0}{2\pi R_2 C} T + \frac{U_0}{2\pi R_2 C} T \cos \omega t. \quad (1.2)$$

При условии постоянства  $U_0$  выражение (1.2) можно преобразовать к виду

$$k_1(t) = k_2 - \frac{1}{\pi} \left( 1 - \cos 2\pi \frac{t}{T} \right),$$

где  $k_1 = \frac{U_{\text{инт}} R_2 C}{U_0 T}$  — относительный уровень выходного напряжения;

$k_2 = \frac{U_{\text{упр}} R_2 C}{U_0 T}$  — относительный уровень сигнала занесения.

Выражение (1.1) при этом может быть приведено к виду

$$k_3(t) = \sin(\pi - 2\pi \frac{t}{T}),$$

где  $k_3(t) = I_{\text{инт}} R_2 / U_0$  — относительный входной ток интегратора.

Формирование импульса на выходе устройства заканчивается при достижении напряжением на выходе интегратора нулевого значения, что определяется условием

$$k_1(t) \leq k_3(t).$$

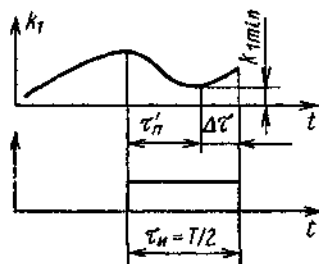


Рис. 1.9. Диаграммы процесса возникновения ошибки длительности импульса при модуляции с непрерывным занесением

Однако при определенном значении  $k_2$  входной ток интегратора может стать равным нулю прежде, чем напряжение на выходе интегратора достигнет нулевого значения. При этом импульс сформируется лишь после прихода тактового импульса, результатом чего будет ошибка в установлении длительности импульса (рис. 1.9).

Относительное значение сигнала занесения, при котором возможно формирование ширины импульса без ошибки, может быть определено из условий

$$\begin{cases} k_1(t) = 0; \\ k_3(t) = 0. \end{cases}$$

Отсюда имеем

$$k_2 = \frac{4\pi}{4\pi^2 + 1} = 0,3103;$$

$$\left(\frac{\tau_{\text{и}}}{T_0}\right)_{\text{кр}} = \frac{1}{2\pi}(\pi - \arcsin k_2) = 0,4498.$$

Из последней зависимости видно, что тактовый промежуток используется не полностью. Коэффициент его использования уменьшен примерно на 10 %

На рис. 1.10 приведены зависимости  $k_1$  и  $k_3$  от  $t/T$  для различных значений  $k_2$ . На рисунке можно отметить две области: в одной области ошибка сравнения отрабатывается полностью, в другой — переносится

из такта в такт с частичной обработкой. Уравнение кривой, разделяющей эти области, определяется равенством

$$k_1(t) = k_3(t)$$

и имеет вид

$$k_2 - \frac{1}{2\pi}(1 - \cos 2\pi \frac{t}{T}) =$$

$$= \sin(\pi - 2\pi \frac{t}{T}) - k_2.$$

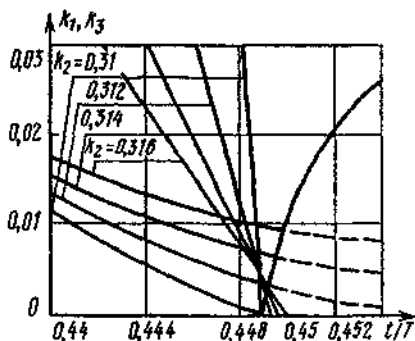


Рис. 1.10. Зависимости  $k_1$  и  $k_3$  от  $t/T$  для различных значений  $k_2$



Перенос ошибки из такта в такт приводит к ее частичной отработке, поэтому в конечном счете в некотором такте она будет отработана полностью. Для определения этого такта предположим, что относительный уровень управляющего сигнала до момента времени  $\tau_n/T$  равен  $k_{2кр}$ , а в момент  $\tau_n/T$  увеличился до значения  $k_2$ . На интервале сравнения относительный уровень выходного напряжения интегратора достигает минимального значения

$$k_1 \text{ мм} = k_2 + \frac{k_2}{2\pi} (\arcsin k_{2кр} - \arcsin k_2) - \frac{1}{2\pi} \sqrt{1 - k_2^2} + \frac{1}{2\pi}.$$

В последующих тактах благодаря частичной отработке ошибки минимальное значение относительного уровня выходного напряжения интегратора снижается и в некотором такте достигает нуля. Номер такта, при котором ошибка будет отработана полностью, определяется зависимостью

$$n_1 = \frac{k_2(\arcsin k_2 - \arcsin k_{2кр}) + \sqrt{1 - k_2^2}}{2(1 - \pi k_2)}$$

Перенос ошибки в такт до полной отработки приводит к изменениям ширины импульсов с частотой

$$/ = f_0/n,$$

где  $f_0 = 2\pi/T$ .

При некотором значении

$$k_{2\max} = \frac{1}{\pi} = 0,3183$$

ошибка переносится в бесконечность, т.е. ее отработка отсутствует.

При втором способе формирования ширины импульсов также имеет место перенос ошибки. Относительный уровень выходного напряжения интегратора имеет вид

$$k_1 = k_2 - \frac{1}{\pi} \sin \pi(t/T),$$

а относительный уровень входного тока выражается зависимостью

$$k_3 = \cos 2\pi(t/T) - k_2$$

Критическому значению относительного входного сигнала

$$k_{2кр} = \frac{1}{\sqrt{1 + \pi^2}} = 0,3033$$

соответствует ширина импульса

$$\left(\frac{\tau_{и}}{T}\right)_{кр} = \pm \frac{1}{2\pi} \arcsin \pi k_{2кр} = \pm 0,2008.$$

Таким образом, при втором способе формирования импульсов коэффициент использования периода сигнала снижается примерно на 20 %. Номер такта, в котором заканчивается отработка ошибки, определяется по формуле

$$n_2 = [k_2(\arccos k_2 - \arcsin k_{2кр}) + \sqrt{1 - k_2^2}] / 2(1 - \pi k_2).$$

Графики зависимости номера такта от уровня  $k_2$  показаны на рис. 1.11. В устройстве с **потактовым** занесением сигнала управления перенос ошибки отсутствует, поэтому коэффициент использования периода сигнала приближается к единице.

## 1.2. Общие требования к источникам электропитания электронных средств

Источники электропитания электронных средств **характеризуются** следующими основными параметрами:

- показателями надежности работы;
- значениями и отклонениями напряжения и тока входной сети (системы электроснабжения);
- значением, нестабильностью и пульсацией выходного напряжения при **воздействии** влияющих величин;
- наличием защиты при аварийных режимах;
- коэффициентом полезного действия;
- габаритными размерами и массой.

Степень важности отдельных показателей определяется конкретным видом нагрузки и условиями эксплуатации, однако для любого источника надежность работы является его важнейшей характеристикой. Она оценивается временем наработки на отказ и вероятностью безотказной работы. Выбор показателей надежности определяется назначением электронных средств. Так, наибольшую наработку на отказ должна обеспечивать аппаратура, размещаемая на необслуживаемых объектах (космические аппараты, морские буи и т.п.) Наибольшая вероятность

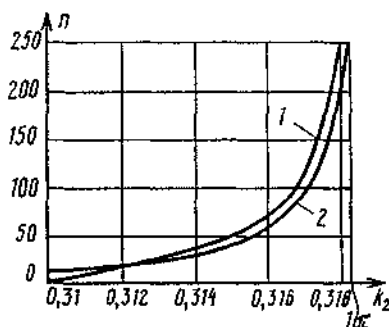


Рис. 1.11. Зависимость номера такта  $n$  от уровня  $k_2$ . 1 — первый способ формирования импульсов; 2 — второй способ формирования импульсов

безотказной работы требуется от электронных средств, функционирующие которых в течение заданного (сравнительно небольшого) времени должно быть гарантировано. К таким объектам относятся медицинская аппаратура, ракетная техника и т.п. Нароботка на отказ отдельных составных частей (функциональных узлов) источников электропитания обычно находится в пределах  $(50 \dots 100) \cdot 10^3$  ч, а наработка на отказ источников электропитания в пределах  $(20 \dots 70) \cdot 10^3$  ч. Вероятность безотказной работы источников и их функциональных узлов составляет примерно 0,95 за 1000 ч непрерывной работы.

Значение пульсаций выходного напряжения ИЭП определяет его электромагнитную совместимость с нагрузкой. Электронные средства, выполненные на цифровых компонентах, предъявляют умеренные требования к пульсациям источников электропитания. Так, для электропитания цифровых микросхем допустимо напряжение постоянного тока с переменной составляющей не более 1 %. Для аналоговой аппаратуры в большинстве случаев допустима пульсация (0,1...0,2) % от уровня выходного напряжения. К источникам электропитания высокого напряжения передающих устройств могут предъявляться требования по значениям и составу гармонических составляющих выходного напряжения. Наличие этих требований определяется режимом обработки сигнала в приемопередающей аппаратуре (непрерывный, квазинепрерывный, импульсный).

Изменение входного тока источника электропитания при динамическом характере нагрузки определяет возможность его электромагнитной совместимости с системой электроснабжения, особенно с системой ограниченной мощности. Уровень электромагнитных помех со стороны источника электропитания в систему электроснабжения в существенной степени зависит от значения реактивной составляющей входного тока, а при коммутации переменного тока — также от мгновенного значения входного напряжения. Применение входного фильтра уменьшает пульсации на входе источника как со стороны системы электроснабжения, так и со стороны самого источника. Помехи от источника электропитания не должны превышать значений, установленных в нормативно-технической документации.

Нестабильность выходного напряжения стабилизирующего ИЭП до 2 % от номинального напряжения для многих видов нагрузок (в том числе передающих и индикаторных устройств) может быть приемлемой. В отдельных случаях требования могут быть более жесткими и отклонение напряжения от номинального не должно превышать 1 %. Наибольшее влияние на нестабильность выходного напряжения оказывают диапазоны изменения температуры окружающей среды и выходного тока. При импульсном характере и широком диапазоне изменения тока, потребляемого нагрузкой, обеспечение требований по нестабильности выходного напряжения может вызвать значительное усложнение

работ-  
отана  
носи-  
Т ра-  
рвале  
атора

соответствует ширина импульса

$$\left(\frac{\tau_{\text{и}}}{T}\right)_{\text{кр}} = \pm \frac{1}{2\pi} \arcsin \pi k_{2\text{кр}} = \pm 0,2008.$$

Таким образом, при втором способе формирования импульсов коэффициент использования периода сигнала снижается примерно на 20 %. Номер такта, в котором заканчивается отработка ошибки, определяется по формуле

$$n_2 = [k_2(\arccos k_2 - \arcsin k_{2\text{кр}}) + \sqrt{1 - k_2^2}] / 2(1 - \pi k_2).$$

и ми-  
я ин-  
такта,  
зави-

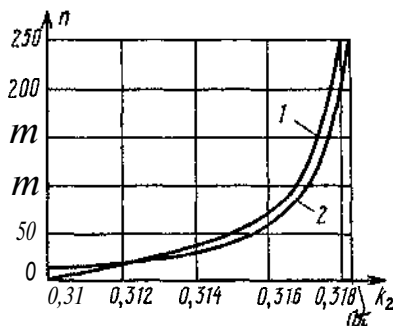


Рис. 1.11. Зависимость номера такта  $n$  от уровня  $k_2$ : 1 — первый способ формирования импульсов; 2 — второй способ формирования импульсов

Графики зависимости номера такта от уровня  $k_2$  показаны на рис. 1.11. В устройстве с **потактовым** занесением сигнала управления перенос ошибки отсутствует, поэтому коэффициент использования периода сигнала приближается к единице.

мене-

## 1.2. Общие требования к источникам электропитания электронных средств

Источники электропитания электронных средств характеризуются следующими основными параметрами:

г. име-  
апря-

- показателями надежности работы;
- значениями и отклонениями напряжения и тока входной сети (системы электроснабжения);
- значением, нестабильностью и пульсацией выходного напряжения при воздействии влияющих величин;
- наличием защиты при аварийных режимах;
- коэффициентом полезного действия;
- габаритными размерами и массой.

Степень важности отдельных показателей определяется конкретным видом нагрузки и условиями эксплуатации, однако для любого источника надежность работы является его важнейшей характеристикой. Она оценивается временем наработки на отказ и вероятностью безотказной работы. Выбор показателей надежности определяется назначением электронных средств. Так, наибольшую наработку на отказ должна обеспечивать аппаратура, размещаемая на необслуживаемых объектах (космические аппараты, морские буи и т.п.). Наибольшая вероятность

Перенос ошибки из такта в такт приводит к ее частичной отработке, поэтому в конечном счете в некотором такте она будет отработана полностью. Для определения этого такта предположим, что относительный уровень управляющего сигнала до момента времени  $\tau_n/T$  равен  $k_{2кр}$ , а в момент  $\tau_n/T$  увеличился до значения  $k_2$ . На интервале сравнения относительный уровень выходного напряжения интегратора достигает минимального значения

$$k_{1 \min} = k_2 + \frac{k_2}{2\pi}(\arcsin k_{2кр} - \arcsin k_2) - \frac{1}{2\pi}\sqrt{1 - k_2^2} - \frac{1}{2\pi}.$$

В последующих тактах благодаря частичной отработке ошибки минимальное значение относительного уровня выходного напряжения интегратора снижается и в некотором такте достигает нуля. Номер такта, при котором ошибка будет отработана полностью, определяется зависимостью

$$n_1 = \frac{k_2(\arcsin k_2 - \arcsin k_{2кр}) + \sqrt{1 - k_2^2}}{2(1 - \pi k_2)}.$$

Перенос ошибки в такт до полной отработки приводит к изменениям ширины импульсов с частотой

$$/ = f_0/n,$$

где  $f_0 = 2\pi/T$ .

При некотором значении

$$k_{2 \max} = \frac{1}{\pi} = 0,3183$$

ошибка переносится в бесконечность, т.е. ее отработка отсутствует.

При втором способе формирования ширины импульсов также имеет место перенос ошибки. Относительный уровень выходного напряжения интегратора имеет вид

$$k_1 = k_2 - \frac{1}{\pi} \sin \pi(t/T),$$

а относительный уровень входного тока выражается зависимостью

$$k_3 = \cos 2\pi(t/T) - k_2.$$

Критическому значению относительного входного сигнала

$$k_{2кр} = \frac{1}{\sqrt{1 + \pi^2}} = 0,3033$$

соответствует ширина импульса

$$\left(\frac{\tau_n}{T}\right)_{кр} = \pm \frac{1}{2\pi} \arcsin \pi k_{2кр} = \pm 0,2008.$$

Таким образом, при втором способе формирования импульсов коэффициент использования периода сигнала снижается примерно на 20 %. Номер такта, в котором заканчивается отработка ошибки, определяется по формуле

$$n_2 = [k_2(\arccos k_2 - \arcsin k_{2кр}) + \sqrt{1 - k_2^2}]/2(1 - \pi k_2).$$

Графики зависимости номера такта от уровня  $k_2$  показаны на рис. 1.11. В устройстве с **потактовым** занесением сигнала управления перенос ошибки отсутствует, поэтому коэффициент использования периода сигнала приближается к единице.

## 1.2. Общие требования к источникам электропитания электронных средств

Источники электропитания электронных средств **характеризуются** следующими основными параметрами:

- показателями надежности работы;
- значениями и отклонениями напряжения и тока входной сети (системы электроснабжения);
- значением, нестабильностью и пульсацией выходного напряжения при воздействии влияющих величин;
- наличием защиты при аварийных режимах;
- коэффициентом полезного действия;
- габаритными **размерами** и массой.

Степень важности отдельных показателей определяется конкретным видом нагрузки и условиями эксплуатации, однако для любого источника надежность работы является его важнейшей характеристикой. Она оценивается временем наработки на отказ и вероятностью безотказной работы. Выбор показателей надежности определяется назначением электронных средств. Так, наибольшую наработку на отказ должна обеспечивать аппаратура, размещаемая на необслуживаемых объектах (космические аппараты, морские буи и т.п.). Наибольшая вероятность

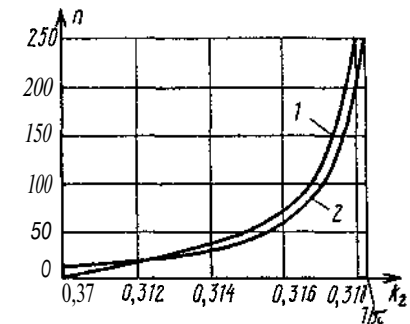


Рис. 1.11. Зависимость номера такта  $n$  от уровня  $k_2$ : 1 — первый способ формирования импульсов; 2 — второй способ формирования импульсов

безотказной работы требуется от электронных средств, функционирование которых в течение заданного (сравнительно небольшого) времени должно **быть** гарантировано. К таким объектам относятся медицинская аппаратура, ракетная техника и т.п. Нарботка на отказ отдельных составных частей (функциональных узлов) источников электропитания обычно находится в пределах  $(50 \dots 100) \cdot 10^3$  ч, а наработка на отказ источников электропитания в пределах  $(20 \dots 70) \cdot 10^3$  ч. Вероятность безотказной работы источников и их функциональных узлов составляет примерно 0,95 за 1000 ч непрерывной работы.

Значение пульсаций выходного напряжения ИЭП определяет его электромагнитную совместимость с нагрузкой. Электронные средства, выполненные на цифровых компонентах, предъявляют умеренные требования к пульсациям источников электропитания. Так, для электропитания цифровых микросхем допустимо напряжение постоянного тока с переменной составляющей не более 1 %. Для аналоговой аппаратуры в большинстве случаев допустима пульсация  $(0,1 \dots 0,2)$  % от уровня выходного напряжения. К источникам электропитания высокого напряжения передающих устройств могут предъявляться требования по значениям и составу гармонических составляющих выходного напряжения. Наличие этих требований определяется режимом обработки сигнала в приемопередающей аппаратуре (непрерывный, квазинепрерывный, импульсный).

Изменение входного тока источника электропитания при динамическом характере нагрузки определяет возможность его электромагнитной совместимости с системой электроснабжения, особенно с системой ограниченной мощности. Уровень электромагнитных помех со стороны источника электропитания в систему электроснабжения в существенной степени зависит от значения реактивной составляющей входного тока, а при коммутации переменного тока — также от мгновенного значения входного напряжения. Применение входного фильтра уменьшает пульсации на входе источника как со стороны системы электроснабжения, так и со стороны самого источника. Помехи от источника электропитания не должны превышать значений, установленных в нормативно-технической документации.

Нестабильность выходного напряжения стабилизирующего ИЭП до 2 % от номинального напряжения для многих видов нагрузок (в том числе передающих и индикаторных устройств) может быть приемлемой. В отдельных случаях требования могут быть более жесткими и отклонение напряжения от номинального не должно превышать 1 %. Наибольшее влияние на нестабильность выходного напряжения оказывают диапазоны изменения температуры окружающей среды и выходного тока. При импульсном характере и широком диапазоне изменения тока, потребляемого нагрузкой, обеспечение требований по нестабильности выходного напряжения может вызвать значительное усложнение

схемы и конструкции. Нестабильность выходного напряжения в течение заданного промежутка времени (например, в течение 24 ч) может быть задана не более 0,02 %.

Нестабильность выходного напряжения высоковольтных источников электропитания должна обеспечиваться не только схемными, но и конструктивно-технологическими мерами. Это вызвано тем, что наличие высокого напряжения является предпосылкой для увеличения токов утечки. В маломощных устройствах под воздействием влияющих величин (в первую очередь — повышенной влажности) токи утечки могут быть сравнимы с выходным током, что приведет к изменению выходного напряжения.

Коэффициент полезного действия источника электропитания во многом определяется сочетанием выходных напряжений и тока. При одинаковой выходной мощности источники с более высоким выходным напряжением, как правило, имеют более высокий КПД. Однако в маломощных ИЭП высокого напряжения (например, в источниках электропитания ЭЛТ) получение высокого КПД затруднено, так как режим их работы близок к режиму холостого хода. В источниках с большими выходными токами КПД определяется в основном мощностью тепловых потерь и возможностью ее отвода от источника при заданных условиях охлаждения и конструктивном исполнении. В низковольтных источниках электропитания КПД обычно составляет: при непрерывном преобразовании 45...55 %, при импульсном преобразовании 75...80 %. В источниках высокого напряжения при выходной мощности до 1 кВт оптимальный КПД составляет примерно 55...70 %.

Технические требования к характеристикам источников электропитания должны выполняться в заданных условиях эксплуатации электронных средств. Эти условия определяются назначением аппаратуры, в которой используются источники, и могут существенно различаться. Если электронные средства размещаются в отапливаемом помещении, то они рассчитываются на температуру окружающей среды от  $+5$  до  $+40^\circ\text{C}$ , атмосферное давление не ниже 460 мм рт.ст. и относительную влажность воздуха 95 % при температуре  $30^\circ\text{C}$ . Если электронные средства размещаются на подвижных наземных носителях (колесных и гусеничных самоходах), то диапазон изменения температуры расширяется от  $-50$  до  $+65^\circ\text{C}$ , а относительная влажность воздуха повышается до 98...100 %.

Источники электропитания должны выдерживать циклическое изменение температуры окружающей среды. Особенно критичны к такому режиму герметизируемые конструкции, а также устройства высокого напряжения, для конструкций которых характерна большая толщина слоя **изолирующего** компаунда. Значительный перепад температур обычно имеет место при подъеме и последующем снижении аппаратуры. Так, при подъеме на высоту более 9 000 м температура окружающей среды

за короткое время достигает  $-60^{\circ}\text{C}$ . При эксплуатации в составе самолетной аппаратуры источники электропитания должны сохранять работоспособность в условиях атмосферного давления 5 мм рт.ст.

К источникам электропитания электронных средств предъявляются также требования устойчивости к воздействию проникающей радиации. В этом случае необходимо учитывать обратимые и необратимые изменения, происходящие в полупроводниковых структурах, конденсаторах, электромагнитных компонентах и др. Наиболее критичным параметром для высоковольтной конструкции ИЭП является сопротивление изоляции. При плотности потока нейтронов  $10^{11}\text{см}^{-2} \cdot \text{с}^{-1}$  и мощности дозы  $\gamma$ -излучения  $10^3 \text{Р/с}$  сопротивление изоляции может снижаться на несколько порядков

Конструкции источников электропитания (помимо допустимых значений массы и объема) должны обеспечивать заданный температурный режим, уровень технологичности, уровень унификации, уровень миниатюризации, а также удобство обслуживания и безопасность работы обслуживающего персонала.

### 1.3. Системы автономного электроснабжения

Показатели источников электропитания в значительной степени определяются их электрической и конструктивной совместимостью с системой электроснабжения, выходное напряжение которой является входным для ИЭП. Если источники электропитания являются составной частью стационарных электронных средств, то в качестве системы электроснабжения используется стационарная промышленная сеть, отвечающая требованиям ГОСТ 13109—87. При размещении электронных средств на подвижном носителе должна быть обеспечена совместимость источников электропитания с системой автономного электроснабжения (САЭС) и с транспортным средством. При этом может использоваться аккумуляторная батарея транспортного средства для работы в буферном режиме с САЭС или генератор транспортного средства в качестве САЭС.

К системе автономного электроснабжения предъявляются следующие требования: обеспечение заданными значениями напряжений и мощности постоянного и переменного токов, стабильность выходных напряжений, бесперебойность электроснабжения, высокая наработка на отказ, возможность размещения в непосредственной близости к источникам электропитания, минимальное время готовности к работе, минимальный расход топлива.

#### 1.3.1. Построение и характеристики систем автономного электроснабжения

Анализ серийно выпускаемых или разработанных САЭС показал, что в различных видах электронных средств они имеют похожие струк-

турные схемы, которые отличаются видом приводного двигателя, выходными мощностью и напряжением, способом подключения источников электроэнергии, числом каналов и способом их переключения, конструктивным исполнением. Наиболее распространенными в настоящее время являются САЭС, построенные по схеме генератора переменного тока стабильной частоты с отбором мощности от двигателя транспортного средства, а также встраиваемые электроагрегаты с бензиновыми, дизельными, газотурбинными и другими двигателями.

Долговечность, стабильность параметров генерируемого тока и другие важнейшие характеристики САЭС во многом определяются типом приводного двигателя, который должен работать на топливе, идентичном топливу двигателей транспортных средств.

В САЭС электронных средств подвижных объектов связи применяются в основном бензиновые электроагрегаты мощностью 4 и 8 кВт, напряжением 230 и 400 В переменного тока и частотой 50 Гц. В меньшей степени распространены САЭС постоянного тока. Все электроагрегаты обеспечивают электроэнергией электронные средства как на стоянке, так и при движении автошасси. Время непрерывной работы САЭС не менее 24 ч с дозаправками топливом. Приведенные в табл. 1.1 источники электроэнергии имеют близкие показатели качества электроэнергии: допустимые отклонения напряжения в установившемся режиме  $\pm(2 \dots 5) \%$  и при переходных процессах  $\pm(20 \dots 50) \%$ , время восстановления 0,5...2 с, допустимые отклонения частоты в установившемся режиме  $\pm(3 \dots 5) \%$  и при переходных процессах  $\pm(6 \dots 12) \%$ , время восстановления 1...3 с.

Для аппаратуры средней и большой потребляемой мощности и при работе группы подвижных электронных средств в качестве источников электроэнергии применяются в основном автомобильные и прицепные электростанции. Автомобильные электростанции осуществляют длительное электроснабжение на стоянке. Прицепные электростанции используются для тех электронных средств, к которым не предъявляются требования по бесперебойности электроснабжения. Основные характеристики автомобильных и прицепных электростанций приведены в табл. 1.2.

На рис. 1.12 приведена структурная схема САЭС постоянного тока электронных средств объектов связи. Она содержит источники электроэнергии и распределительную сеть. Основным источником электроэнергии является бензиновый электроагрегат типа АБ4У-П/28,5-1В. Резервным источником электроэнергии является электроустановка ЭУ66-4-П/28,5 на автомобиле ГАЗ-66 и бортовая сеть транспортной базы на БТР-80.

Аккумуляторная батарея 12СТ-85Р является вспомогательным (аварийным) источником. Основной, резервный и вспомогательный источники электроэнергии могут работать как на стоянке, так и при движении транспортного средства. Электроагрегат устанавливается в кузове



Таблица 1 1

Встраиваемые электроагрегаты

Основные характеристики	Условное обозначение и шифр разработки											
	АБ-0,5	АБ-1	АБ-2	АБ-4	АБ-8	АБ-0,5М	АБ-1М	АБ-2М	АБ-4М	АБ-8М	АБ-4У	АБ-8У
Мощность, кВт	0,5	1	2	4	8	0,5	1	2	4	8	4	8
Напряжение, В	30	230		230		28,5	230	230		28,5		
Частота, Гц		400		400			400	400				
Вид топлива	Бензин											
Масса, кг	22	62	170	195	400	26	56	178	190	260	156	300
Средняя наработка на отказ, ч	100	200	250	300		500		500		500		
Моторесурс, ч	1200	1800		2500		3500				3000		
Удельный расход топлива, г/(кВт·ч)	1800	900	650	625	600	1000	900	650	625	560	400	575

Электростанции автомобильные и прицепные трехфазного тока частоты 400 Гц

Таблица 1.2

Основные характеристики	Условное обозначение и шифр разработки					
	ЭД8-Т/ /400-1BC	ЭД16-Т/ /400-1BC	ЭД30-Т/ /400-1PC	ЭД2х30-Т/ /400-1PC	ЭД2х16-Т/ /400-1BAC	ЭД2х30-Т/ /400-1BAC
Номинальная мощность, кВт	8	16	30	2х30	2х16	2х30
Транспортная база	МТ-ЛБу	МТ-ЛБу	БТР-60ПБ	МТ-ЛБу	КАМАЗ-4310	КАМАЗ-4310
Запас топлива, л/ч работы	550/189	550/100	240/24	550/55	1200/55	960/100
Удельный расход топлива, кг/кВт·ч	0,298	0,3	0,318	0,318	0,288	0,267
Моторесурс по двигателю, ч	10000	10000	18000	18000	10000	10000
Нарботка на отказ, ч	600	600	500	5000	6000	6000

Окончание табл. 1.2

Основные характеристики	Условное обозначение и шифр разработки				
	ЭД2х30-Т/ /400-1РАМ1	ЭД2х100-Т/ /400-1РА	ЭД2х60-Т/ /400-1BAC	ЭД2х8-Т/ /400-1ВПС	ЭСД20-BC/ /400-МЗ
Номинальная мощность, кВт	2х30	2х100	2х60	2х8	20
Транспортная база	КАМАЗ-4310	УРАЛ-375 с прицепом	КАМАЗ-4310	Прицеп 1-ПН-2,5	Прицеп 2-ПН-2
Запас топлива, л/ч работы	960/100	690/20	480/24	100/36	104/38
Удельный расход топлива, кг/кВт·ч	0,267	0,256	0,264	0,298	0,258
Моторесурс по двигателю, ч	10000	6000	10000	10000	10 000
Нарботка на отказ, ч	5000	6000	6000	6000	6000

Таблица 1.3

Основные характеристики источников электроэнергии

Основные характеристики	Электроустановки отбора мощности, кВт				Бензоэлектроагрегаты, кВт			Дизельные агрегаты, кВт		
	4	8	16	30	4	8	16	8	16	30
Масса, кг	200	200	260	350	260	480	750	600	1000	1500
Часовой расход топлива, кг/ч	8... 8,6	9,2... 9,8	11,2... 12	14,5... 15	3	5,2	5,4	2,6	4,8	9
Моторесурс, ч	2500	2500	2500	2500	3000	3000	3000	6000	6000	6000
Нарботка на отказ, ч	500	400	300... 500	400	400	400	500	600	600	600
Время приведения в рабочее состояние, мин	2	2	2	2	30	30	30	45	45	45
Снижение средней скорости движения, %	Не снижает		1	1	7	7	7	8	8	8
Удельная масса, кг/кВт	50	25	16,2	11,6	65	60	47	75	62,5	50
Удельный расход топлива, кг/кВт·ч	2	1,15	0,7	0,5	0,75	0,65	0,34	0,325	0,3	0,3

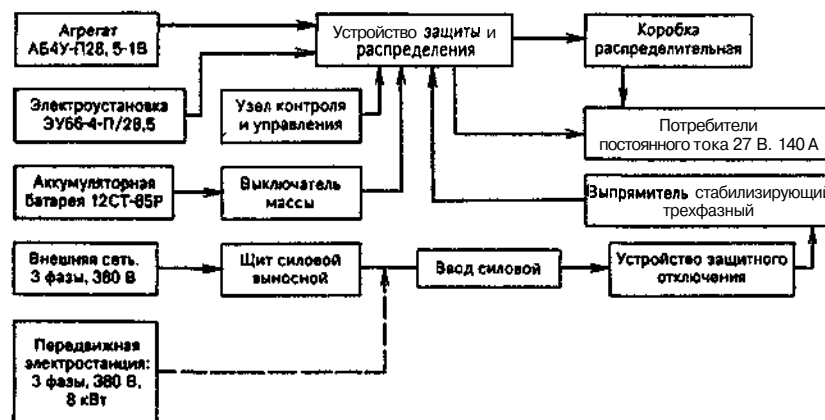


Рис. 1.12 Структурная схема САЭС постоянного тока

транспортного средства в герметизированном отсеке и имеет следующие основные характеристики: мощность 4 кВт; напряжение  $28,5 \text{ В} \pm 5 \%$  постоянного тока; непрерывная работа на стоянке 24 ч и при движении 12 ч; топливо — бензин А76; удельный расход топлива не более  $400 \text{ г/кВт} \cdot \text{ч}$ ; масса 156 кг.

Электроустановка ЭУ66-4-П/28,5 размещается под капотом и в кабине транспортного средства. Ее характеристики: мощность 4 кВт, напряжение  $28,5 \text{ В} \pm 5 \%$  постоянного тока; непрерывная работа 10 ч, масса 183 кг.

В изделиях, размещаемых на транспортном средстве БТР-80, вместо электроустановки используется штатная бортовая сеть постоянного тока с ограниченным отбором мощности. Основные характеристики бортовой сети: разрешенная для отбора мощность 2 кВт; напряжение  $26 \dots 29 \text{ В}$  постоянного тока; непрерывная работа в течение времени движения транспортного средства.

Аккумуляторная батарея размещается либо в агрегатном, либо в отдельном отсеке и используется для электроснабжения стартера электроагрегата и цепей управления САЭС. Батарея работает в буферном режиме с источником электроэнергии постоянного тока. Этим достигается уменьшение выбросов напряжения на выходе САЭС при переходных процессах вследствие коммутации нагрузки, а также уменьшение пульсации напряжения источника электропитания. При работе батареи в буферном режиме она постоянно находится в режиме подзаряда. В аварийном режиме батарея используется для электроснабжения электронных средств.

В САЭС постоянного тока предусмотрена возможность электроснабжения от внешней четырехпроводной сети переменного тока частоты  $50 \text{ Гц} \pm 1 \%$  при напряжении 380 В (+10 ... -15) % или от четырехпроводной передвижной электростанции переменного тока частоты  $50 \text{ Гц} \pm 5 \%$  при напряжении 380 В  $\pm 5 \%$ .

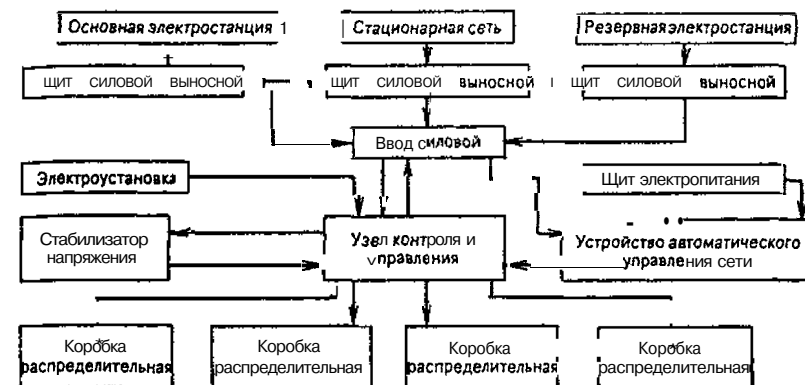


Рис. 1.13. Структурная схема САЭС переменного тока

Структурная схема САЭС переменного тока приведена на рис. 1.13. Эта система относится к САЭС трехфазного тока второй категории надежности и второй степени бесперебойности. В составе САЭС два гальванически развязанных канала электроснабжения (основной и резервный). В качестве основного источника электроэнергии используется передвижная электростанция, в качестве резервного — собственная электроустановка. Стационарная сеть может быть как основным, так и резервным источником электроэнергии.

Электроустановки отбора мощности от двигателя транспортного средства применяются как вспомогательные или резервные при работе на стоянке. Сравнение параметров электроустановок переменного тока, работающих на стоянке, с бензиновыми и дизельными электроагрегатами приведено в табл. 1.3. Из таблицы видно, что электроустановки мощностью  $8 \dots 30 \text{ кВт}$  имеют существенно меньшую удельную массу ( $15 \dots 25 \text{ кг/кВт}$  по сравнению с электроагрегатами, имеющими  $47 \dots 75 \text{ кг/кВт}$ ) и более высокий расход топлива ( $0,5 \dots 1 \text{ кг/кВт} \cdot \text{ч}$  против  $0,3 \dots 0,6 \text{ кг/кВт} \cdot \text{ч}$ ). При необходимости частых перемещений электронных средств суммарная масса источника электроэнергии мощностью 16 кВт и топлива для его работы в течение 48 ч значительно меньше у электроустановок (800 кг) по сравнению с бензиновым (1010 кг) и дизельным (1230 кг) агрегатами.

Электроустановки отбора мощности дешевле, чем другие источники электроэнергии. Так, для мощности 16 кВт стоимость 1 кВт установленной мощности составляет (в условных единицах). при использовании электроустановки 143 у.е., встроенного электроагрегата 375 у.е., прицепной электростанции 430 у.е., автомобильной электростанции 830 у.е.

Основные области использования электроустановок переменного тока: холодный резерв на основном цикле работы; основной источник на время развертывания; основной источник для средств с малым сроком

работы на одном месте, основной источник в экстремальных условиях. В табл. 1.4 приведены показатели качества электроэнергии электроустановок.

Одним из требований со стороны электронных средств может быть необходимость бесперебойного электропитания. Даже кратковременные перерывы в электропитании отдельных видов запоминающих устройств ведут к нарушению программы работы, для восстановления которой требуется длительное время. Бесперебойное электропитание нагрузки обеспечивается при помощи устройств гарантированного электроснабжения, дополнительных фидеров электроснабжения, резервных источников электроэнергии. Перечисленные электрические требования определяют выбор мощности, рода тока, числа фаз и уровня выходного напряжения системы электроснабжения, а по важности задач, решаемых электронными средствами, выбираются количество источников электроэнергии и режимы их работы.

В табл. 1.5 приведены основные технические характеристики дизельных электростанций, которые применяются для электроснабжения электронных средств переменным током частоты 50 или 400 Гц при напряжении 230 В и размещаются на шасси автомобиля КамАЗ-4310 (электростанция ЭД2х16) и на автомобильном прицепе 2-ПН-2 (электростанция ЭД30).

Электронные средства содержат устройства, существенно отличающиеся потребляемой мощностью, уровнем и качеством входных напряжений, что приводит к значительному различию систем электропитания этих устройств. Для иллюстрации указанного различия рассмотрим два передающих электронных устройства. Первое из них работает с квазинепрерывной обработкой сигналов, второе устройство импульсное. Способ обработки сигналов определяет требования со стороны передающего устройства к источникам электропитания. В случае квазинепрерывного сигнала допустимый уровень гармонических составляющих не должен превышать  $10^{-6}$  входного напряжения передающего устройства, причем нестабильность этого напряжения должна быть менее  $\pm 2\%$ .

Использование САЭС с выходным напряжением постоянного тока не позволяет выполнить указанные требования к уровню гармонических составляющих, так как в этом случае источник электропитания должен быть построен с использованием высокочастотного инвертора. При удовлетворении достаточно жестких требований к массе и объему источника электропитания подвижных электронных средств уровень помех составляет не менее  $10^{-3} \dots 10^{-4}$  выходного напряжения. Снижение уровня гармонических составляющих может быть достигнуто применением САЭС синусоидального трехфазного тока и использованием многофазных схем выпрямления тока секционированных вторичных обмоток входного трансформатора. После повышения этим трансформатором напряжения до заданного уровня, его выпрямления, фильтрации и стабилизации на выходе источника электропитания включается емкостный накопитель

Таблица 1.4

Основные характеристики электроустановок

Параметры	Тип электроустановки				
	I	II	III	IV	V
Мощность номинальная, кВт	16	16	8х16	16	80
Частота номинальная, Гц	50	50	50	50	50
Напряжение номинальное, В	400	400	400	400	400
Установившееся отклонение напряжения, %	$\pm 8$	$\pm 8$	$\pm 2$	$\pm 8$	$\pm 1$
Установившееся отклонение частоты, %	$\pm 5$	$\pm 5$	$\pm 0,5$	$\pm 2,5$	$\pm 1$
Переходное отклонение напряжения, %;	$\pm 20$ ;	$\pm 20$ ;	$\pm 20$ ;	$\pm 20$ ;	$\pm 20$ ;
время восстановления, с	1	1	1	1	1
Переходное отклонение частоты, %;	$\pm 2$ ;	$\pm 10$ ;	$\pm 6$ ;	$\pm 3$ ;	$\pm 5$ ;
время восстановления, с	7	5	3	3	2
Коэффициент искажения напряжения:					
линейного, %	10	10	5	10	5
фазного, %	80	98	10	28	10
Коэффициент небаланса, %	10	10	10	10	10
Защита от перегрузок по току	Д <sub>а</sub>	Д <sub>а</sub>	Д <sub>а</sub>	Д <sub>а</sub>	Д <sub>а</sub>
Защита при аварийном повышении оборотов генератора	Д <sub>а</sub>	Д <sub>а</sub>	Д <sub>а</sub>	Д <sub>а</sub>	Д <sub>а</sub>
Защита при понижении оборотов генератора	Хет	Хет	Нкт	Д <sub>а</sub>	Д <sub>а</sub>

Примечание. Обозначения электроустановок: I — ЭД2х16-Т/400; II — ЭД30-16-Т/400; III — ЭД2х16-7/400 АЗРК; IV — ЭД4310-16-Т/400; V — ЭД4310-16-Т/400.

Основные характеристики электростанций

Таблица 1.5

Основные характеристики	Тип электростанции			
	Электростанция ЭД2х16-Т230П-1РАМ1		Электростанция ЭД30-Т230П-1РП	
	Дизель-генератор типа 1603	Преобразователь частоты 50/400 Гц	Электроагрегат АД30-Т230П-1РП	Преобразователь частоты 400/50 Гц
Род тока	Переменный трехфазный			
Частота тока, Гц	50	400	400	50
Напряжение, В	230	230	230	230
Мощность, кВт	2х16	15	30	4
Номинальный ток, А	2х50,2	44,5	94	12,5
Параметры входной сети	—	380 В, 50 Гц, 3 фазы	—	230 В, 400 Гц, 3 фазы
Длительность непрерывной работы без дозаправки	24 ч	—	4 ч	—
Габаритные размеры, мм	7900х2650х3450		5750х1890х2500	
Масса, кг	12400		4000	
Зависимость выходной мощности от высоты над уровнем моря, кВт	13,5х2 при 2000 м; 11х2 при 3000 м; 8х2 при 4000 м	Не оговорена	25,5 при 2000 м; 22,5 при 3000 м	Не оговорена

электроэнергии для компенсации изменений напряжения при импульсном потреблении тока передающим устройством.

На рис. 1.14 показана одна из реализаций таких САЭС. В качестве источника электроэнергии переменного тока в системе электрооборудования используются два идентичных газотурбинных электрических агрегата А1 и А2, каждый из которых содержит газотурбинный двигатель и синхронный высокооборотный (8000 об./мин) генератор с выходной мощностью 65 \* Вт. Генератор представляет собой бесконтактную трехфазную явную синхронную машину со вращающимся магнитным полем. Управление генератором осуществляется при помощи регулятора напряжения и устройства защиты. Регулятор генератора предназначен для поддержания напряжения на заданном уровне, а устройство защиты — для предотвращения изменения нагрузки от нуля до полной и коэффициента мощности от 0,4 до 1,0.

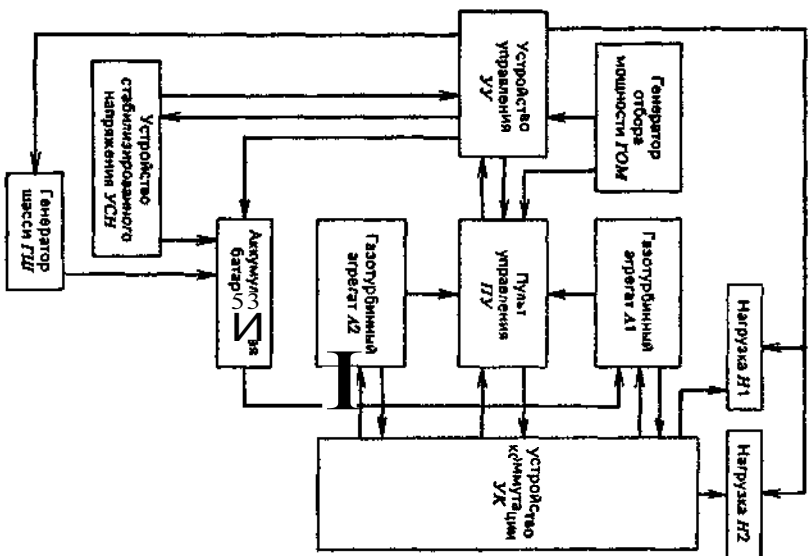


Рис. 1.14. Структурная схема САЭС по трем фазам

Пульт управления ПУ предназначен для управления работой, контроля основных параметров и состояния системы электроснабжения с помощью **измерительных** приборов и сигнальных ламп. Устройство коммутации УК предназначено для приема команд управления и сигналов о состоянии агрегатов А1 и А2, обработки этих сигналов и формирования команд управления системой электроснабжения, в том числе при дистанционном управлении, а также обеспечения цепей системы постоянным током. Устройство коммутации осуществляет коммутацию электроэнергии переменного тока и защиту генератора от перегрузок и коротких замыканий. Схемы включения агрегатов А1 и А2 идентичны и обеспечивают подключение требуемого источника электроэнергии переменного тока к нагрузке, исключая при этом возможность одновременного включения двух агрегатов на одну и ту же нагрузку. Схема позволяет одновременно включать два источника электроэнергии переменного тока на разные нагрузки, а также подключать первый агрегат ко второй нагрузке или второй агрегат к первой нагрузке.

Устройство управления УУ предназначено для исключения возможности параллельной работы источников электроэнергии постоянного тока, к выходу которых подключена аккумуляторная батарея. Последняя работает в режиме буферной батареи. Устройство стабилизированного напряжения УСН предназначено для обеспечения нагрузки стабилизированным напряжением постоянного тока на стоянке и зарядки аккумуляторной батареи подвижного средства. Генератор отбора мощности ГОМ **предназначен** для обеспечения нагрузки напряжением постоянного тока на ходу и зарядки аккумуляторной батареи подвижного средства.

Каждая нагрузка (Н1 и Н2) разделена на две группы в зависимости от рода потребляемого тока (постоянного или переменного). Газотурбинные агрегаты могут работать как на стоянке, так и на ходу. Нагрузки потребляют постоянный ток на ходу от генератора отбора мощности ГОМ, на **стоянке** — от устройства стабилизированного напряжения. Каждый агрегат рассчитан на непрерывную работу в течение 48 ч, время готовности САЭС не превышает 45 с.

Система электроснабжения характеризуется следующими показателями качества электроэнергии. Выходное напряжение переменного тока может изменяться в пределах 218...230 В при точности поддержания в установившемся режиме  $\pm 2\%$ . Частота тока в установившемся режиме изменяется в пределах  $\pm 1\%$ . При номинальной нагрузке форма выходного напряжения может иметь отклонение от синусоиды не более 1,3 %, а на холостом ходу — не более 0,65 %.

При работе от генератора отбора мощности выходная мощность составляет 18 кВт при напряжении  $27,5 \pm 1$  В постоянного тока. При работе от устройства стабилизированного напряжения номинальная мощность не превышает 6 кВт при напряжении  $27,5 \pm 1$  В. Отклонение выходного напряжения при  $\cos \varphi = 0,8$  и изменении нагрузки мощностью 50 кВт от 0 до 25 % не превышает 5,5 %, длительность переходного процесса

при этом не более 0,14 с. Изменение нагрузки от 0 до 100 % (наброс нагрузки) вызывает отклонение напряжения на 19 % при длительности переходного процесса 0,19 с. При сбросе нагрузки от 100 % до 0 время переходного процесса составляет 0,28 с. При переходных процессах имеют место кратковременные отклонения выходного напряжения. Наброс (или сброс) нагрузок 7 и 30 кВт при  $\cos \varphi = 0,4$  приводит к отклонениям напряжения 4,5 и 20 % соответственно. При плавном изменении нагрузки 30 кВт при  $\cos \varphi = 0,4$  отклонение напряжения не превышает  $\pm 0,5\%$ .

Описанная система электроснабжения позволяет получить требуемый уровень гармонических составляющих (порядка  $10^{-6} U_{\text{вых}}$ ) выходного напряжения. Высокие электрические характеристики САЭС позволяют получить объем системы электропитания, не превышающий 25 % объема электронных средств.

Основными недостатками известных САЭС являются:

большое потребление электроэнергии по постоянному току при **запуске**;

ненадежный запуск при температуре  $-50^\circ\text{C}$ ;

большой расход топлива;

малый ресурс;

критичность к марке топлива.

Для устранения отмеченных недостатков проводится **совершенствование** силовых установок по пути создания приводного двигателя свободно-поршневого типа. Подвижная часть такого двигателя совершает **возвратно-поступательное** движение, которое преобразуется затем во вращательное при помощи гидромотора. В качестве источника электроэнергии может быть использован электрический генератор любого типа. Конструктивная схема свободно-поршневого двигателя дает возможность достижения высокой уравниваемости силовой установки и осуществления **блочной-модульной** компоновки. На рис. 1.15 показана структурная схема САЭС на базе свободно-поршневого двигателя (СПД) с гидравлической силовой частью, где К — контейнер, ФВ — фильтр воздухоочистки, СПД — свободно-поршневой двигатель, УЗ — устройство запуска, УТ — устройство топливоподдачи, ГМ — гидромотор, Г — генератор переменного тока, УРН — узел регулирования напряжения, УК — устройство коммутации, ВУ — выпрямительное устройство, ПИ — пульт индикации и управления, Л — люк забора воздуха, ЛВ — люк выхлопных газов СПД, УРЧ — устройство регулирования частоты вращения гидромотора.

Сравнительные показатели электрических агрегатов с различными типами двигателей приведены в табл. 1.6, из которой видно, что силовая установка со **свободно-поршневым** двигателем и гидромотором имеет следующие преимущества: существенно увеличенную долговечность; повышенный КПД; сниженный расход топлива; меньшую массу, отнесенную к мощности. Кроме того, СПД с гидромотором имеет минимальную температуру пуска без подогрева  $-50^\circ\text{C}$ , что обеспечивает запуск агрегата в жестких условиях эксплуатации изделия. Важным

Таблица 1.6

Оценительные показатели силовых установок

Показатель	Тип силовой установки					
	Кэлектростанция	Дизельный	Газовый	СПД с газовой турбиной	СПД с газовой турбиной	КЭИТ
Эффективный КПД	0,25...0,88	0,85...0,9	0,2...0,4	0,88...0,95	0,45...0,55	0,5...0,55
Часовой расход топлива при мощности 100 кВт, кг/ч	80...120	21,7...21,8	85...45	19...22,5	13...15	55
Удельная масса, кг/кВт	1,1...2,8	8...7	0,85...0,8	8,7	0,8...0,8	6...8
Долговечность, тыс.ч	2...8	8...6	2...8	8...12	8...12	8...12
Минимальная температура пуска без подогрева, °С	-15	-12	-50	-50	-50	-50
Применяемое топливо	Бензин, дизельное, газ, пропан-бутан	Дизельное, газ, пропан-бутан	Керосин	Дизельное, газ, пропан-бутан	Бензин, дизельное, газ, пропан-бутан	Водород, аммиак

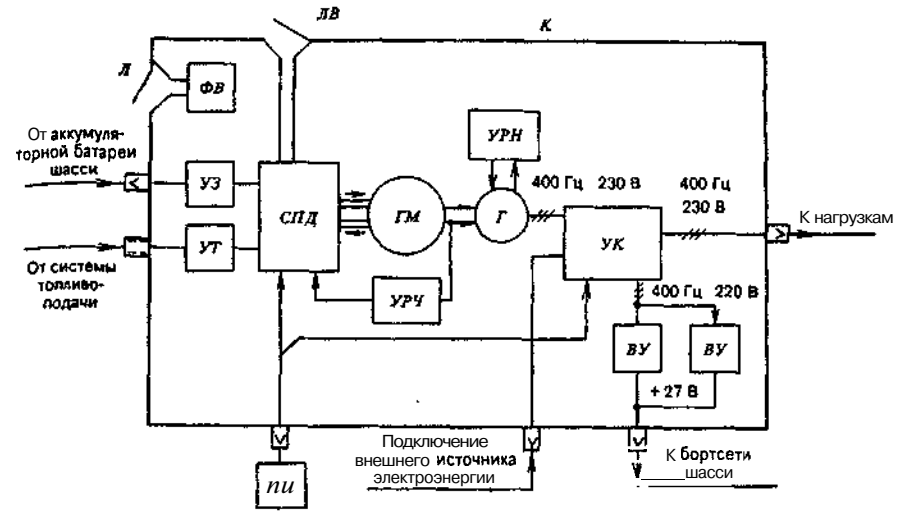


Рис. 1.15. Структурная схема САЭС на базе СПД с гидравлической силовой частью

эксплуатационным параметром является также не критичность к виду применяемого топлива.

### 1.3.2. Химические источники тока

В химических источниках тока химическая энергия исходных активных материалов преобразуется непосредственно в электрическую энергию. К подобным источникам относятся гальванические элементы, активные материалы которых (электролиты и электроды) используются одноразово. Гальванические элементы обычно объединяются в батареи.

Наиболее распространенными сухими элементами являются марганцево-цинковые гальванические элементы. Они работают в широком

Таблица 1.7

Параметры аккумуляторов

Тип аккумулятора	Напряжение разомкнутой цепи, В	Рабочее напряжение, В	Наработка, цикл	Срок службы, год	Саморазряд, % в месяц	Относительная стоимость, условная единица
СЦ	1,80	1,4...1,5	30...100	0,5...2	2...4	15
НЦ	1,83	1,6...1,7	100...300	3...5	10...15	5
НК	1,36	1,0...1,2	300...700	8...10	30	3
СК	2,00	1,6...2,0	150...200	2...4	30	1

Таблица 1 8

## Основные параметры герметичных

Тип аккумулятора	Номинальная емкость, А·ч	Режим разряда		Режим заряда	
		Номинальный ток, мА	Продолжительность, ч	Номинальный ток, мА	Продолжительность, ч
Д-0,25Д	0,025	2,5	10	2,5	15
Д-0,06	0,06	12	5	6	15
Д-0,06Д	0,06	6	10	6	15
Д-0,1	0,1	20	5	10	15
Д-0,115Д	0,115	11,5	10	12	15
Д-0,25	0,25	50	5	25	15
Д-0,26Д	0,26	26	10	26	15
Д-0,26С	0,26	52	5	26	15
Д-0,55С	0,55	110	5	55	15
КНГ-0,35Д	0,35	80	6	35	15
КНГ-0,7Д	0,7	150	6	70	15
КНГ-1,5	1,5	200	7,5	150	15
КНГ-1Д	1,0	200	6	100	15
КНГ-10Д	10	1000	10	1000	15
КНГК-10Д	10	1000	10	1000	15
КНГЦ-1Д	1,0	100	10	100	17
КНГЦ-3Д	3,0	300	10	300	17
ЦНК-0,2	0,2	20	10	20	15
ЦНК-0,45	0,45	45	10	45	15
ЦНК-0,85	0,85	85	10	85	15
7Д-ОД	ОД	20	5	10	15
2Д-0,25	0,25	50	5	25	15
3КНГЦ-0,2	0,2	20	10	20	15
10КНГ-1Д	1,0	100	10	100	17

диапазоне температур и имеют малое внутреннее сопротивление, которое в зависимости от степени разряда и объема находится в диапазоне ОД... 10 Ом. При увеличении тока разряда емкость уменьшается, а с повышением температуры электролита емкость сначала увеличивается, а затем уменьшается.

**Ртутно-цинковые** элементы имеют герметичную конструкцию в форме диска. Они отличаются высокой стабильностью электродвижущей силы, которая в течение года изменяется на 0,2 %. Внутреннее сопротивление значительно выше по сравнению с **марганцево-цинковыми** элементами. **Ртутно-цинковые** элементы отличаются от других химических источников тока наибольшей удельной емкостью на единицу объ-

## никелево-кадмиевых аккумуляторов

Интервал рабочих температур, °С	Гарантийные сроки		Габаритные размеры, мм, не более	Масса, г, не более
	службы, циклы	хранения, мес.		
—	—	18	11,65,5	2,0
-20...+35	392	12	15,76,6	4,0
-20...+35	392	18	15,66,1	3,6
-30...+50	392	15	20,17,1	7,0
-30...+50	392	18	20,06,6	7,0
-30...+50	392	6	27,210,3	14,0
-30...+50	—	18	25,29,3	13,5
-30...+50	—	18	25,29,3	13,5
-30...+50	—	18	34,69,8	28,0
-15...+35	100	12	15,104,1	21,0
-15...+35	250	12	25,124,1	40,0
-40...+50	100	12	35,147,1	98
-15...+35	100	12	35,144,1	61
0...+45	800	36	45,530,162	580
0...+45	800	36	49,333,3120	440
-40...+50	150	36	2060	55
-40...+50	150	36	3461,5	174
+5...+45	50	12	1624,5	15
+5...+45	50	12	1450	23
+5...+45	50	12	1496	41
-30...+50	392	15	24,162,2	60
-30...+50	392	6	2722,5	29
-40...+50	150	36	1875	50
-40...+50	150	36	1114564,5	680

ема. К недостаткам **ртутно-цинковых** элементов следует отнести низкую работоспособность при отрицательных температурах.

В отличие от рассмотренных гальванических элементов аккумулятор может использоваться многократно за счет восстановления химической энергии вещества путем пропускания электрического тока в направлении, обратном направлению тока при разряде. Применение находят следующие типы аккумуляторов и составленных из них батарей: **свинцово-кислотные** (СК), **никелево-кадмиевые** (НК), **никелево-железные** (НЖ), **серебряно-цинковые** (СЦ), **никелево-цинковые** (НЦ), **никелево-водородные** (НВ). Они имеют герметическое исполнение, за

исключением **никелево-железных**, которые должны иметь вентилируемую конструкцию. Параметры некоторых типов аккумуляторов приведены в табл. 1.7.

Из таблицы можно заключить о технико-экономической целесообразности применения никель-кадмиевых аккумуляторов и батарей. По сравнению с **марганцево-цинковыми** элементами они имеют в 1,5 раза более высокую удельную емкость, в 2 раза больший срок хранения, значительно меньшее внутреннее сопротивление и значительно больший срок службы. Стоимость одного ватт-часа у **никелево-цинковых** аккумуляторов в 100...200 раз меньше, чем у **марганцево-цинковых** элементов. В процессе эксплуатации герметичных дисковых аккумуляторов они должны заряжаться малым током. Это позволяет удерживать давление газов внутри корпуса на допустимом уровне и обеспечивать герметичность корпуса. Основные параметры герметичных **никелево-кадмиевых** аккумуляторов при нормальных условиях окружающей среды приведены в табл. 1.8.

### 1.3.3. Автономные источники электроэнергии на базе солнечных батарей

Солнечные батареи используются для преобразования энергии солнечного излучения в электрическую энергию. В темное время суток (ночью или в тени) солнечные батареи не производят энергии. Для непрерывного обеспечения нагрузки электроэнергией необходимо запастись некоторую часть энергии, производимой солнечной батареей в период освещения, и отдавать ее в нагрузку в период тени. Поэтому автономная система электроснабжения должна содержать кроме солнечной также аккумуляторную батарею, которая разряжается на нагрузку в темное время суток и в случае пиковых нагрузок.

Для получения требуемой мощности солнечные элементы объединяют в модули, а модули — в панели. Солнечные элементы по существу являются полупроводниковыми приборами большой площади с неглубоким *p-n* переходом, удельным сопротивлением базы 10 Ом·см и относительно низкими значениями напряжения холостого хода и тока короткого замыкания. Коэффициент полезного действия солнечных элементов 12...14 %.

В условиях излучения наблюдается деградация солнечных элементов, для снижения которой элементы покрывают слоем защитного стекла. Стекло крепится к элементам при помощи клея, стойкого к ультрафиолетовым лучам. Иногда используют солнечные элементы с интегрированным защитным покрытием из кварцевого или сапфирового стекла. Такое защитное покрытие содержит **антиотражающий** слой на фронтальной поверхности элемента. Для достижения лучших характеристик температуру солнечных элементов следует поддерживать по возможности низкой.

С целью увеличения выходного напряжения элементы, согласованные по току, соединяют последовательно. Для обеспечения требуемого тока элементы, согласованные по напряжению, соединяют параллельно.

В качестве аккумуляторов используются свинцовые или никель-кадмиевые батареи. Как правило, требуемые значения напряжений и род тока не удовлетворяются тем напряжением, которое получается на выходе солнечной батареи. Поэтому автономные источники электроэнергии обычно содержат преобразователи напряжения постоянного тока в постоянный (конверторы) или постоянного тока в переменный (инверторы). Кроме того, необходимо устройство управления зарядом и разрядом аккумуляторной батареи. В светлое время суток устройство должно обеспечить заряд аккумуляторной батареи до заданного уровня. Оно предотвращает также разряд батареи ниже определенного уровня.

Источники электроэнергии выполняют на основе кристаллического или аморфного кремния. Удельная стоимость источника на основе кристаллического кремния выше по сравнению с источником на основе аморфного кремния, но последний имеет меньший КПД и худшие эксплуатационные возможности. С целью уменьшения доли отраженного света на лицевую поверхность кремниевой пластины наносят оптически просветляющий слой, например двуокиси кремния, или полимерный рельефный слой для обеспечения эффективного поглощения света в полупроводнике при больших углах падения. Другим способом решения этой задачи является формирование на поверхности ячеистой призматической структуры путем рельефного травления кремния или придания поверхности кремния бархатистой структуры путем специального травления.

Омические контакты и **токосъемные** шины располагают обычно с противоположных сторон пластины. При этом для уменьшения затенения полупроводника и увеличения сечения **токосъемных** шин последние помещаются в предварительно протравленные канавки (рис. 1.16). Конфигурация кремниевых пластин выбирается либо в виде круглой формы, либо с обрезанными краями (в виде псевдоквадрата) для увеличения плотности заполнения при компоновке панели.

Современные серийные пластины на основе *p-n* структуры с площадью 100 x 100 мм при освещенности 100 мВт/см<sup>2</sup> имеют следующие параметры:

коэффициент полезного действия	— 11...12 %
напряжение холостого хода	..... 0,45 В
ток короткого замыкания	..... 2,2 А

Механическая прочность панелей обеспечивается применением прочного стекла для крепления кремниевых пластин и профильной металлической рамки (рис. 1.17). Герметизация осуществляется обычно климатостойкими полимерными термосплавами. Во всех вариантах конструкции **герметиком** заполняется также и промежуток между кремниевыми пластинами и стеклом. Конкретные материалы панели (металл, стекло, герметик) и технологические режимы ее изготовления выбираются с учетом конкретных требований по условиям эксплуатации.



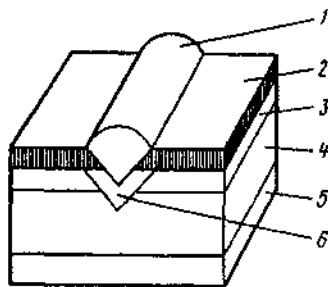


Рис. 1.16 Структура углубленных токоъемных шин: 1, 5 — токоъемные шины; 2 — двуокись кремния; 5 — p-диффузионный слой; 4 — p-кремний; 6 — n<sup>+</sup>-слой

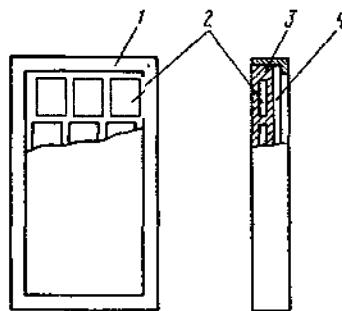


Рис. 1.17. Конструкция панели с металлической рамкой: 1 — металлическая рамка; 2 — кремниевая пластина; 3 — герметик; 4 — стекло

Например, для стационарных электронных средств требуется мощность 50 Вт. Для получения такой мощности необходима активная площадь панели около 0,5 м<sup>2</sup>. Ближайший по ряду типоминалов размер панели равен 1,2 x 0,45 м. В качестве основы конструкции может быть применена рамка из стандартного алюминиевого профиля. В качестве основы для размещения кремниевых пластин берется листовое кварцевое (выщелоченное) стекло толщиной 2...3 мм. В качестве герметика целесообразно применить полиметилбутеральную пленку.

## Глава 2

### Схемотехническое проектирование источников электропитания

#### 2.1. Выпрямители

Выпрямители в большинстве случаев содержат трансформатор, диоды и сглаживающий фильтр. Они характеризуются следующими параметрами [2]:

значением входного напряжения, частотой входного тока и их отклонениями;

полной мощностью, потребляемой от входной сети;

значением выходного напряжения;

коэффициентом пульсаций выходного напряжения;

значением выходного тока и его отклонением от номинального;

коэффициентом полезного действия.

Коэффициент пульсаций выпрямителя принято определять как отношение двойной амплитуды переменной составляющей к постоянной составляющей выходного напряжения. Двойная амплитуда измеряется как сумма положительной и отрицательной полуволн переменной составляющей выпрямленного напряжения.

Из большого количества схемных решений выпрямителей рассмотрим лишь наиболее часто применяемые в источниках электропитания (рис. 2.1, а-е). Однополупериодная схема выпрямителя (рис. 2.1, а) используется обычно при выходной мощности до 10 Вт и в тех случаях, когда допускается сравнительно высокий коэффициент пульсаций. Достоинством схемы является минимальное число диодов, недостатком — низкая частота пульсаций, равная частоте входного тока. При наличии трансформатора имеет место недостаточное его использование и подмагничивание магнитопровода постоянным током.

Двухполупериодная схема с выводом средней точки (рис. 2.1, б) используется обычно при выходной мощности до 500 Вт. Достоинством схемы является возможность применения диодов с электрически соединенными катодами в виде диодных сборок, а также возможность установки диодов на общий радиатор. К недостаткам следует отнести усложнение конструкции трансформатора из-за вывода средней точки вторичной обмотки трансформатора и повышенное обратное напряжение на диодах.

Мостовая однофазная схема (рис. 2.1, в) используется в широком диапазоне выходных мощностей (обычно более 300 Вт). Достоинством

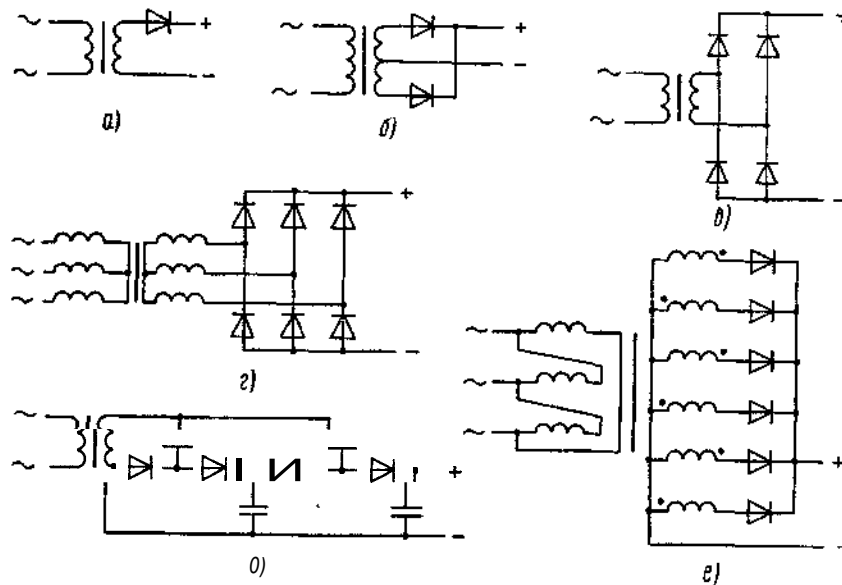


Рис. 2.1. Основные схемы выпрямления источников электропитания

схемы является повышенная частота пульсаций, низкое обратное напряжение на диодах, возможность работы без трансформатора. Недостатком схемы является повышенное падение напряжения на диодах и необходимость применения изолирующих прокладок при установке диодов на один радиатор.

Мостовая трехфазная схема (рис. 2.1, в) обладает высоким коэффициентом использования мощности трансформатора, малым значением обратного напряжения на диоде, повышенной частотой пульсаций выпрямленного напряжения. Схема используется в широком диапазоне выходных мощностей и выпрямленных напряжений. Соединение вторичной обмотки трансформатора звездой позволяет избежать появления уравнивающих токов при асимметрии фазных напряжений. Схема может применяться без трансформатора.

В устройствах высокого напряжения применяются схемы выпрямителей по рис. 2.1, а-г, а также схемы с диодно-конденсаторными умножителями напряжения (рис. 2.1, д). Трансформатор в такой схеме используется как промежуточное звено и выполняет функцию предварительного повышения напряжения. Массогабаритные характеристики высоковольтных выпрямителей оказывают существенное влияние на характеристики высоковольтных источников электропитания, так как кроме преобразования напряжения выпрямитель должен обеспечить электрическую изоляцию высоковольтных и низковольтных цепей. В зависимости от значения выходного напряжения и выходной мощности

трансформаторно-выпрямительные модули занимают от 30 до 60 % массы и объема высоковольтных источников электропитания.

Шестифазная однотактная схема (рис. 2.1, е) применяется для получения низких напряжений (менее 10 В) при токах нагрузки до сотен ампер. Первичная обмотка трансформатора должна быть соединена в треугольник для исключения вынужденного намагничивания магнитопровода. Пульсации выходного напряжения в этой схеме такие же, как в трехфазной мостовой, но трансформатор должен быть рассчитан на более высокую габаритную мощность. Целесообразность применения схемы для низких напряжений объясняется тем, что падение напряжения на диодах в каждом такте работы в 2 раза меньше по сравнению с трехфазной мостовой схемой.

Работа выпрямителя в существенной мере определяется характером его нагрузки. При этом имеют место различные формы тока в зависимости от характера нагрузки. Активная нагрузка источника электропитания встречается редко и обычно реализуется при отсутствии фильтра. Примером может служить нагреватель электровакуумного прибора. Чаще нагрузка является активно-емкостной или активно-индуктивной. К активно-емкостной нагрузке можно отнести электронно-лучевые трубки, электровакуумные приборы, вычислительные устройства и др. Активно-индуктивная нагрузка создается фильтром, начинающимся с дросселя, а при отсутствии фильтра такой нагрузкой являются технологические установки электронной техники, электромагнитные механизмы, электродвигатели системы охлаждения и др.

Рассмотрим две широко распространенные в источниках электропитания схемы выпрямления: двухполупериодную с выводом средней точки и однофазную мостовую.

В схеме с выводом средней точки при работе на активно-емкостную нагрузку (рис. 2.2, а-е) выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  имеет пилообразную форму, а форма токов  $i_{21}$  и  $i_{22}$  через диоды близка к косинусоидальной. В общем токе двух вторичных полуобмоток

$$i_{2\text{общ}} = i_{21} - i_{22}$$

отсутствует постоянная составляющая (рис. 2.2, б), поэтому ток  $i_1$  первичной обмотки совпадает по форме с током  $i_{2\text{общ}}$ , а превышение амплитуды тока первичной обмотки над амплитудой общего тока определяется коэффициентом трансформации  $n$ :

$$i_1 = n(i_{21} - i_{22}).$$

Токи  $i_{21}$  и  $i_{22}$  во времени не перекрываются, поэтому действующее значение тока  $I_1$  первичной обмотки

$$I_1 = n\sqrt{2}I_d,$$

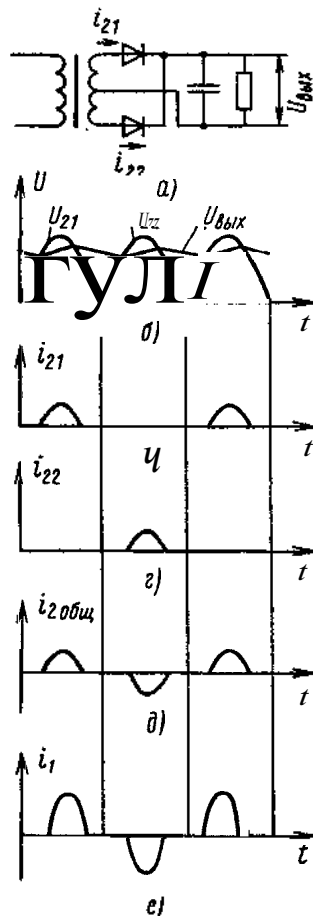


Рис. 2.2. Схема с выводом средней точки (а) и диаграммы ее работы на активно-емкостную нагрузку (б-е)

где  $I_d$  — действующее значение тока через диод.

Габаритная мощность  $P_{габ}$  трансформатора для рассматриваемой схемы

$$P_{габ} = 0,5(n\sqrt{2}I_d U_2/n + 2I_d U_2) \approx 1,7I_d U_2 \approx 2P_{вых},$$

где  $U_2$  — напряжение на вторичной полуобмотке трансформатора;  $P_{вых}$  — выходная мощность выпрямителя.

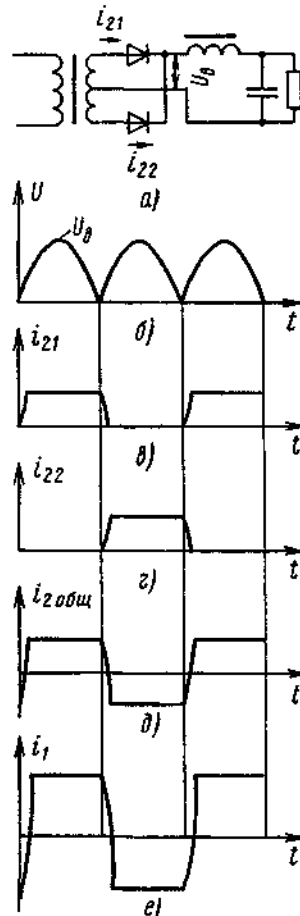


Рис. 2.3. Схема с выводом средней точки (а) и диаграммы ее работы на индуктивно-емкостную нагрузку (б-е)

Отсюда видно, что габаритная мощность превышает выходную примерно в 2 раза. Амплитуда обратного напряжения на каждом диоде в 2 раза превышает амплитуду напряжения на вторичной полуобмотке трансформатора.

При **активно-индуктивной** нагрузке в схеме с выводом средней точки (рис. 2.3, а) выходное напряжение  $U_b$  имеет форму огибающей положительных значений напряжений вторичных полуобмоток (рис. 2.3, б). Токи вторичных полуобмоток  $i_{21}$  и  $i_{22}$  по форме близки к прямоугольникам (рис. 2.3, в, г), а их общий ток  $i_{2общ}$  имеет форму меандра (рис. 2.3, д). По форме ток первичной обмотки  $i_1$  совпадает с током  $i_{2общ}$ , а по значению отличается от него в  $n$  раз (рис. 2.3, е). Действующее значение тока первичной обмотки

$$I = n\sqrt{2}I_d = nI_{вых},$$

где  $I_{вых}$  — выходной ток (ток в нагрузке) выпрямителя.

Габаритная мощность трансформатора

$$P_{габ} = 0,5(I_1 U_1 + 2I_d U_2) \approx 1,2I_{вых} U_2 = 1,34P_{вых}.$$

Таким образом, в схеме с активно-индуктивной нагрузкой трансформатор используется лучше, чем в схеме с активно-емкостной нагрузкой. Это объясняется тем, что индуктивность, обладающая **значительным** сопротивлением для переменной составляющей тока, включается последовательно на определенную часть периода в цепь каждой фазы и уменьшает значение переменной составляющей.

К недостаткам схем на рис. 2.2 и 2.3 следует отнести необходимость выполнения вторичных обмоток трансформатора симметричными. При асимметрии обмоток в выпрямленном напряжении возникает составляющая пульсаций с частотой выпрямляемой сети.

Однофазная мостовая схема с **активно-емкостной** нагрузкой и диаграммы ее работы приведены на рис. 2.4. Напряжение на вторичной обмотке и выпрямленное напряжение **показаны** на рис. 2.4, б. Заряд емкости при одной полярности напряжения осуществляется через диоды  $VD1$  и  $VD4$ , при противоположной полярности — через диоды  $VD3$  и  $VD2$ . Таким образом, токи  $i_{VD1,4}$  и  $i_{VD3,2}$  через две группы диодов  $VD1, VD4$  и  $VD3, VD2$  протекают по вторичной обмотке в **различные** интервалы времени и в противоположных направлениях (рис. 2.4, в, г). Ток вторичной обмотки не содержит постоянной составляющей. Он равен сумме токов двух групп диодов и изменяется в соответствии с рис. 2.4, д. Ток первичной обмотки  $i_1$  имеет форму, аналогичную форме тока  $i_2$ , а **его** значение отличается от значения тока  $i_2$  коэффициентом трансформации  $n$ :

$$i_1 = ni_2.$$

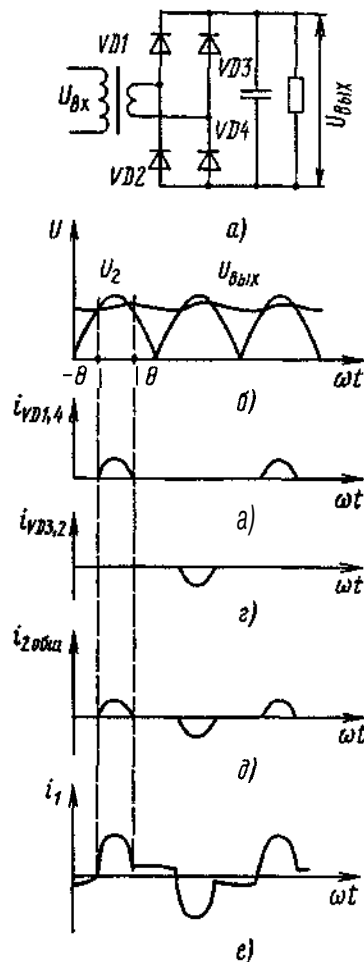


Рис. 2.4. Однофазная мостовая схема с активно-емкостной нагрузкой

Действующее значение тока  $I_1$  первичной обмотки представляет аналогичную зависимость от действующего значения тока  $I_2$  вторичной обмотки:

$$I_1 = nI_2.$$

На рис. 2.4,е показан ток  $i_1$  первичной обмотки с учетом тока УО-

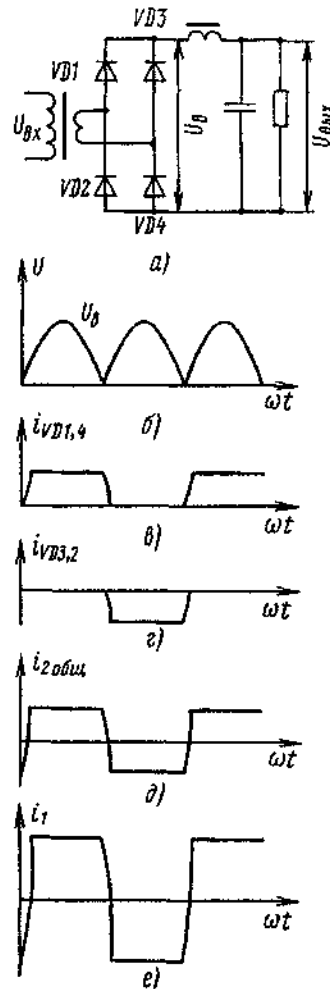


Рис. 2.5. Однофазная мостовая схема с индуктивно-емкостной нагрузкой

ястого хода. В мостовой схеме отсутствует вынужденное подмагничивание, так как токи первичной и вторичной обмоток не содержат постоянных составляющих.

Действующее значение тока вторичной обмотки определяется по формуле

$$I_2 = \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi}\right) \int_{-\theta}^{\theta} i_{VD1}^2 d\omega t + \left(\frac{1}{2\pi}\right) \int_{\pi-\theta}^{\pi+\theta} i_{VD3}^2 d\omega t} = \sqrt{2} I_{VD},$$

где  $\theta$  — угол отсечки диода (см. рис. 2.4,б).

Коэффициент использования вторичной обмотки трансформатора по току

$$k_I = I_2 / I_{ВЫХ} = 0,707.$$

Габаритная мощность трансформатора в рассматриваемой схеме

$$P_{габ} = I_2 U_2 = 1,66 P_{ВЫХ}.$$

Обратное напряжение  $U_{обр\max}$  на двух одновременно закрытых диодах в 2 раза превышает напряжение на вторичной обмотке трансформатора. Если принять, что обратное напряжение распределяется между диодами примерно поровну, то к одному диоду прикладывается напряжение

$$U_{обр\max} - U_2\max = 1,33 U_{ВЫХ}.$$

Таким образом, в однофазной мостовой схеме обратное напряжение на диоде меньше, чем в схеме с выводом средней точки.

Однофазная мостовая схема при активно-индуктивном характере нагрузки приведена на рис. 2.5,а, диаграммы ее напряжений и токов показаны на рис. 2.5,б-е. Ток вторичной обмотки (рис. 2.5,д) является разностью токов двух групп диодов. Его действующее значение

$$I_2 = \sqrt{2} I_{VD} = I_{ВЫХ}.$$

Коэффициент использования вторичной обмотки трансформатора по току при этом  $k_1 = 1$ . Токи первичной (рис. 2.5,е) и вторичной (рис. 2.5,д) обмоток имеют одинаковую форму. Ток  $i_1$  первичной обмотки и его действующее значение  $I_1$  определяются из выражений

$$i_1 = ni_2, \quad I_1 = nI_{ВЫХ}.$$

Габаритная мощность трансформатора в однофазной мостовой схеме с активно-индуктивной нагрузкой без учета холостого хода

$$P_{габ} = I_2 U_2 = 1,11 P_{ВЫХ}.$$

Отсюда коэффициент  $k_{тр}$  использования трансформатора

$$k_{тр} = P_{габ}/P_{вых} = 1,11,$$

что является хорошим показателем и важным достоинством схемы.

Обратное напряжение на каждом диоде

$$U_{обр\ max} = 1,57U_{вых},$$

т.е. меньше, чем в схеме с выводом средней точки.

Выпрямленный ток в мостовой схеме проходит через два последовательно включенных диода, что приводит к увеличенному падению напряжения. В связи с этим возрастает также сопротивление фазы выпрямителя

$$r = r_{тр} + 2r_{VD}$$

где  $r_{тр}$  — активное сопротивление обмотки трансформатора;  $r_{VD}$  — сопротивление диода.

Увеличение сопротивления фазы приводит к увеличению угла отсечки диода и выходного сопротивления выпрямителя. При низких выходных напряжениях падение напряжения на диодах оказывает существенное влияние на КПД выпрямителя.

#### Пример расчета выпрямителя

Необходимо рассчитать выпрямитель со следующими параметрами: входное напряжение 220 В однофазного тока частоты 50 Гц; выходное напряжение 24 В постоянного тока 1,6 А; емкость нагрузки  $C = 330$  мкФ; коэффициент  $k_n$  пульсаций выходного напряжения не более 0,05.

*Порядок расчета.*

1. Сопротивление нагрузки

$$R_n = U_{вых}/I_{вых} = 24/1,6 = 15 \text{ Ом.}$$

2. Выходная мощность

$$P_{вых} = U_{вых}I_{вых} = 24 \cdot 1,6 = 38,4 \text{ Вт.}$$

3. Учитывая, что значение выходного напряжения более 10 В, выходная мощность сравнительно невысокая и требования к пульсациям выходного напряжения достаточно жесткие, выбираем мостовую схему выпрямления.

4. Определяем характер нагрузки выпрямителя. Для этого оценим минимальную емкость конденсатора, при которой пульсации выпрямленного напряжения не будут превышать заданного значения. Для

двухфазных схем выпрямления воспользуемся зависимостью, погрешность которой при значениях коэффициента  $k_n < 0,12$  не превышает 10 %:

$$C_{min} = 10^6 / (f R_n) = 10^6 / (50 \cdot 15) = 1333 \text{ мкФ.}$$

Поскольку заданная в схеме емкость 330 мкФ меньше минимально необходимой для ограничения пульсаций, то необходимо применить LC-фильтр. В этом случае нагрузка выпрямителя будет иметь индуктивный характер.

5. Выпрямленный ток, проходящий через один диод мостовой схемы, в 2 раза меньше тока нагрузки:

$$I_{пр} = I_{вых}/2 = 1,6/2 = 0,8 \text{ А.}$$

Выбираем диод типа 2Д202В, который обеспечивает следующие характеристики: прямой ток до 1,25 А при  $T = +65^\circ\text{C}$  без теплоотвода; обратное напряжение до 100 В; порог выпрямления  $U_{пор} = 0,4$  В; прямое падение напряжения  $U_{пр} = 0,55$  В при  $T = -60^\circ\text{C}$  и токе 1,25 А; обратный ток 0,3 мА при  $T = +65^\circ\text{C}$  и частоте выпрямленного тока 50 Гц [3].

Сопротивление диода

$$r_{VD} = (U_{пр} - U_{пор})/I_{пр} = (0,55 - 0,4)/1,25 = 0,12 \text{ Ом.}$$

6. Определяем ориентировочные значения индуктивности рассеяния  $L_S$  и активного сопротивления  $r_{тр}$  трансформатора, приведенные ко вторичной обмотке, а также выбираем активное сопротивление обмотки дросселя.

Принимаем максимальное значение индукции в магнитопроводе трансформатора равным 0,9 Тл. Тогда

$$\begin{aligned} L_S &= 5 \cdot 10^{-3} \frac{U_{вых}}{I_{вых} f B_m} \sqrt{\frac{U_{вых} I_{вых}}{f B_m}} = \\ &= 3,5 \frac{24}{1,6 \cdot 50 \cdot 1} \sqrt{\frac{24 \cdot 1,6}{50 \cdot 0,9}} = 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ Гн;} \\ r_{тр} &= 3,5 \frac{U_{вых}}{I_{вых} f B_m} \sqrt{\frac{f B_m}{U_{вых} I_{вых}}} = \\ &= \frac{3,5 \cdot 24}{1,6 \cdot 50 \cdot 0,9} \sqrt{\frac{50 \cdot 0,9}{24 \cdot 1,6}} = 1,21 \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Активное сопротивление обмотки дросселя принимаем равным 3,6 Ом.

7. Определяем выходное сопротивление выпрямителя и напряжение  $U_{xx}$  холостого хода:

$$R_{вых} = r_{тр} + 2r_{VD} + mfL_S + r_{др} = 1,21 + 2 \cdot 0,12 + 2 \cdot 50 \cdot 1,6 \cdot 10^{-3} + 3,6 = 5,21 \text{ Ом};$$

$$U_{xx} = U_{вых} + 2U_{пор} + I_{вых}R_{вых} = 24 + 2 \cdot 0,4 + 1,6 \cdot 5,21 = 33,1 \text{ В}.$$

8. Определяем напряжение на вторичной обмотке трансформатора:

$$U_2 = U_{xx}\xi,$$

где  $\xi$  — коэффициент, определяющий использование обмоток трансформатора и равный 1,11; 0,855 и 0,74 для числа фаз  $m$  выпрямителя, равного 2; 3 и 6 соответственно.

8 рассматриваемом случае  $m = 2$ , поэтому

$$U_2 = 33,1 \cdot 1,11 = 36,74 \text{ В}.$$

9. Определяем критическое значение  $L_{кр}$  индуктивности дросселя, при котором минимальный выпрямленный ток равен нулю:

$$L_{кр} = R_{вх}\chi(m)/2\pi f.$$

Коэффициент  $\chi(m)$  определяется значениями 0,332; 0,083 и 0,01 для числа фаз  $\tau$ , равного 2; 3 и 6 соответственно. В нашем случае  $m = 2$  и коэффициент  $\chi(m) = 0,332$ . С учетом сказанного имеем

$$L_{кр} = 15 \cdot 0,332/(2\pi 50) = 0,0159 \text{ Гн}.$$

10. Определяем индуктивность дросселя, которая обеспечивает заданный уровень пульсаций выходного напряжения:

$$L = \vartheta(m)/(2\pi f)^2 C k_{п}.$$

Функция  $\vartheta(m)$  для числа фаз  $\tau = 2$ ; 3 и 6 равна 0,169; 0,0284 и 0,00162. В нашем случае для  $m = 2$  имеем

$$L = 0,169/(2\pi 50)^2 \cdot 330 \cdot 10^{-6} \cdot 0,05 = 0,104 \text{ Гн}.$$

С учетом запаса принимаем  $L = 0,16 \text{ Гн}$ . Выбираем дроссель типа Д44 с номинальным током 1,6 А.

11. Определяем критический ток нагрузки  $I_{кр}$  для выбранной индуктивности дросселя:

$$I_{кр} = U_{xx} / \left( \frac{2\pi f L}{\chi(m)} + R_{вых} \right) = 33,1 / \left( \frac{2\pi 50 \cdot 0,16}{0,332} + 5,21 \right) = 0,211 \text{ А}$$

12. Определяем действующее значение тока диода для значения выходного тока  $I_{вых} \gg I_{кр}$ :

$$I_{VD} = I_{вых}/\sqrt{m} = 1,6/\sqrt{2} = 1,131 \text{ А}.$$

13. Действующее значение тока вторичной обмотки

$$I_2 = \sqrt{2}I_{VD} = I_{вых} = 1,6 \text{ А}.$$

14. Действующее значение рабочего тока первичной обмотки

$$I_1 = nI_2 = U_2I_2/U_1 = 36,74 \cdot 1,6/220 = 0,267 \text{ А}.$$

15. Определяем габаритную мощность трансформатора

$$P_{габ} = U_2I_2 = 36,74 \cdot 1,6 = 58,78 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

16. Определяем выходное напряжение при холостом ходе:

$$U_{вых\text{ хх}} = \sqrt{2}U_2 = \sqrt{2} \cdot 36,74 = 51,96 \text{ В}.$$

Такое же значение имеет напряжение на конденсаторе фильтра и обратное напряжение на диоде.

17. Коэффициент снижения пульсаций фильтром

$$k_{снп} = (4\pi f)^2 LC - 1 = (4\pi 50)^2 0,104 \cdot 330 \cdot 10^{-6} - 1 = 13,5.$$

18. Коэффициент пульсаций выходного напряжения на частоте первой гармоники

$$k_{п1} = \frac{2}{3} \frac{1}{k_{снп}} = 0,666/13,5 = 0,0494$$

достаточно близок к заданному значению 0,05.

### Особенности работы выпрямителей при прямоугольной форме входного напряжения

Выпрямление прямоугольного напряжения имеет место в выходных каскадах источников электропитания на базе инверторов. При повышенной частоте преобразования инверторов (десятки килогерц) проявляются в значительной степени инерционные свойства диодов. В момент

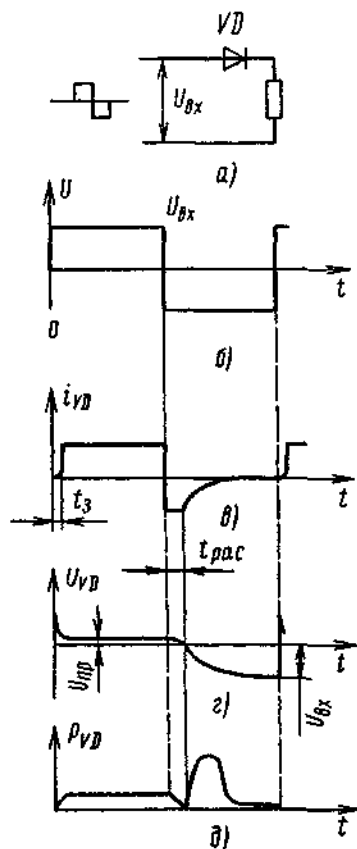


Рис. 2.6. Схема однополупериодного выпрямителя и диаграммы работы при входном напряжении прямоугольной формы

коммутации напряжения диоды становятся проводящими в обоих направлениях в течение части рабочего полупериода. Такое явление не имеет места при напряжении синусоидальной формы.

На рис. 2.6, а–д приведены схема однополупериодного выпрямителя с активной нагрузкой и диаграммы изменения токов и напряжений при входном напряжении прямоугольной формы. Если в момент  $t = 0$  установилось скачком напряжение положительной полярности, то ток  $i_{VD}$  через диод начинает **нарастать** с задержкой в течение времени  $t_3$ . В этом интервале времени к диоду приложено максимальное значение входного напряжения. В процессе увеличения тока через диод до значения тока

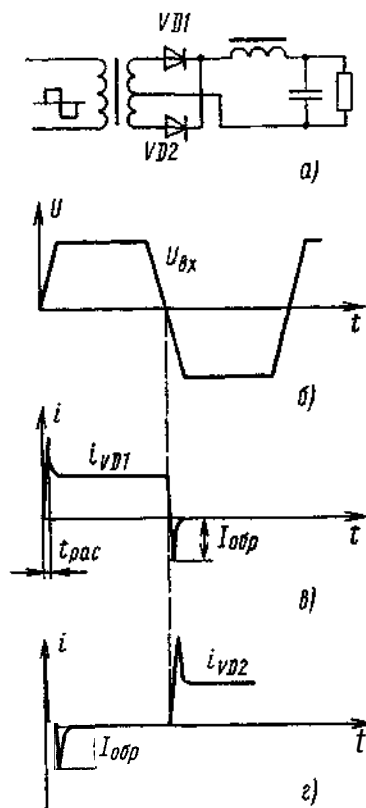


Рис. 2.7. Схема двухполупериодного выпрямителя и диаграммы работы при входном напряжении прямоугольной формы

нагрузки напряжение на нем уменьшается до прямого падения напряжения  $U_{пр}$ . Диод находится в открытом состоянии до момента, когда полярность входного напряжения изменится на обратную. После смены полярности входного напряжения ток через диод также изменит полярность на противоположную. При этом напряжение на диоде  $U_{VD}$  снижается до нуля и после завершения процесса рекомбинации неосновных носителей в диодной структуре увеличивается до значения входного напряжения. В течение времени восстановления обратного сопротивления диода в нем выделяется наибольшая мгновенная мощность (рис. 2.6, д).

Инерционные свойства диодов являются причиной уменьшения выходного напряжения и увеличения действующего значения тока через диод. С повышением частоты переменного напряжения указанные изменения проявляются в большей степени. Кроме того, повышение частоты приводит к росту потерь  $P_B$  в выпрямителе и, следовательно, снижению его КПД.

Рассмотрим работу двухполупериодного выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку при прямоугольной форме входного напряжения (рис. 2.7, а–д). В этой схеме ток открытого диода изменяется незначительно в течение полупериода. После смены полярности входного напряжения закрывающийся диод в связи с инерционностью, определяемой временем рекомбинации неосновных носителей, остается в течение некоторого времени в открытом состоянии. Это приводит к прохождению большого обратного тока через закрывающийся диод. Независимо от характера нагрузки выпрямителя инерция диодов приводит к прохождению через них прямых и обратных коммутационных токов, в результате чего увеличиваются потери мощности в выпрямителе с повышением частоты выпрямляемого напряжения.

В случае **активно-емкостной** нагрузки усиливается влияние инерции диодов на уровень пульсаций выходного напряжения выпрямителя. Это объясняется тем, что при смене полярности напряжения емкость нагрузки разряжается в контуре с весьма малой постоянной времени **из-за** отсутствия в этом контуре индуктивности.

## 2.2. Сглаживающие фильтры

Сглаживающие фильтры применяются для снижения переменной составляющей выпрямленного напряжения. Они включаются между выпрямителем и нагрузкой.

Наибольшее распространение получил фильтр с двумя компонентами, включенными по Г-образной схеме (рис. 2.8, а, б). Последовательный компонент обладает большим сопротивлением переменному току, а параллельный компонент — малым сопротивлением переменному току. В качестве последовательного компонента используется резистор или Дроссель. Недостатком **резисторов** в схемах сглаживающих фильтров является большая потеря мощности постоянного тока.

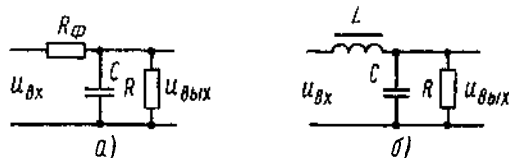


Рис. 2.8. Активно-емкостный (а) и индуктивно-емкостный (б) фильтры

Одним из основных показателей фильтра является коэффициент сглаживания пульсаций, равный отношению коэффициента пульсаций  $k_{пвх}$  на входе фильтра к коэффициенту пульсаций  $k_{пвых}$  на выходе фильтра:

$$q = k_{пвх} / k_{пвых},$$

где  $k_{пвх} = U_{вх пер} / U_{вх пост}$ ;  $k_{пвых} = U_{вых пер} / U_{вых пост}$ ,  $U_{вх пер}$  и  $U_{вх пост}$  — переменная и постоянная составляющие входного напряжения фильтра;

$U_{вых пер}$  и  $U_{вых пост}$  — переменная и постоянная составляющие выходного напряжения фильтра.

В ряде случаев к источникам электропитания предъявляются требования по уровню гармонических составляющих выходного напряжения. При этом необходимо обеспечить коэффициент сглаживания пульсаций  $q_k$  для каждой  $fc$ -й гармоники сглаживаемого напряжения:

$$q_k = k_{вх k} / k_{вых k},$$

где  $k_{вх k} = U_{вх k} / U_{вх пост}$ ;  $k_{вых k} = U_{вых k} / U_{вых пост}$ ;  $U_{вх k}$  — амплитуда  $k$ -й гармоники переменной составляющей входного напряжения;

$U_{вых k}$  — амплитуда  $fc$ -й гармоники переменной составляющей выходного напряжения.

Коэффициент  $q_k$  не зависит от формы входного напряжения фильтра.

Представим входное  $U_{вх}$  и выходное  $U_{вых}$  напряжения фильтра в виде рядов Фурье, т.е. в виде суммы постоянных составляющих и гармоник с частотами  $k\omega_n$ :

$$\begin{aligned} U_{вх} &= U_{вх пост} + U_{вх1} \cos(\omega_n t + \varphi_1) + U_{вх2} \cos(2\omega_n t + \varphi_2) + \dots; \\ U_{вых} &= U_{вых пост} + U_{вых1} \cos(\omega_n t + \psi_1) + U_{вых2} \cos(2\omega_n t + \psi_2) + \dots \end{aligned}$$

Здесь  $\omega_n = m\omega_{вх}$  — основная гармоника частоты пульсаций;  $m$  — число фаз выпрямителя;  $\omega_{вх}$  — частота тока входного напряжения.

Поскольку фильтр является линейной системой, то можно оценить для определенной  $fc$ -й гармоники отношение амплитуд  $U_{вх k}$  и  $U_{вых k}$ . Если принять, что потери в фильтре отсутствуют, то постоянные составляющие входного и выходного напряжений будут равны

$$U_{вх пост} = U_{вых пост}.$$

В этом случае для схемы на рис. 2.8, б  $k$ -я гармоника выходного напряжения может быть представлена выражением

$$\begin{aligned} U_{вых k} &= \frac{U_{вх k}}{|jk\omega_n L + R / (1 + jk\omega_n CR)|} \frac{R}{|1 + jk\omega_n CR|} = \\ &= \frac{U_{вх k}}{|1 + jk\omega_n L/R - (k\omega_n)^2 LC|}. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Емкость конденсатора фильтра выбираем из условия

$$k\omega_n CR \gg 1. \quad (2.2)$$

С учетом этого неравенства выражение для  $fc$ -й гармоники можно упростить и привести к виду

$$U_{вых k} \approx \frac{U_{вх k}}{|1 - (k\omega_n)^2 LC|}. \quad (2.3)$$

Тогда коэффициент сглаживания  $k$ -й гармоники равен

$$q_k = \frac{U_{вх k}}{U_{вых k}} \approx k^2 \omega_n^2 LC - 1.$$

Резонансная частота фильтра  $\omega_{\phi}$  определяется зависимостью

$$\omega_{\phi} = 1/\sqrt{LC}$$

и должна быть существенно меньше частоты первой гармоники пульсаций  $\omega_n$ . Отсюда следует, что частоты переменных составляющих входного напряжения фильтра должны быть существенно больше его резонансной частоты.

Сравнение точной (2.1) и приближенной (2.3) зависимостей для  $U_{вых k}$  показывает, что в формуле (2.3) отсутствует член, характеризующий затухание контура. Следовательно, принятое неравенство (2.2) является условием минимальных потерь в контуре. При проектировании фильтра необходимо учитывать, что в колебательном контуре со слабым затуханием могут иметь место сравнительно длительные переходные процессы.

В схеме фильтра на рис. 2.8, а выходное напряжение не равно входному:

$$U_{вых} = U_{вх} R / (R + R_{\phi}).$$



При этом  $f_c$ -я гармоника выходного напряжения представляется зависимостью

$$U_{\text{вых}fc} = \frac{U_{\text{вх}k} R}{|R_\Phi + R/(1 + jk\omega_n CR)| |1 + jk\omega_n CR|} = \frac{Y}{D\Phi + R} \frac{U_{\text{вх}k}}{\left[1 + \left(\frac{k\omega_n CR R_\Phi}{R_\Phi + R}\right)^2\right]^{1/2}}$$

Коэффициент сглаживания пульсаций имеет вид

$$q_k = \sqrt{1 + \left(\frac{k\omega_n CR R_\Phi}{R_\Phi + R}\right)^2} \approx \frac{k\omega_n CR R_\Phi}{D\Phi + R}$$

В схеме на рис. 2.8, а можно пренебречь потерями в конденсаторе, так как сопротивление конденсатора значительно больше сопротивления нагрузки. С учетом минимальных размеров и емкости конденсатора  $C$  сопротивление резистора  $D\Phi$  выбирается из условия минимальных потерь мощности

$$R_\Phi \ll D.$$

Кроме того, резистор должен обеспечить заданное сглаживание первой гармоники пульсации, что обеспечивается выполнением неравенства

$$\omega_n CR_\Phi \gg 1.$$

Обычно  $RC$ -фильтр применяют в схемах с большим сопротивлением  $D$ . При больших токах нагрузки, когда сопротивление  $D$  мало, применяется  $LC$ -фильтр.

## 2.3. Стабилизаторы напряжения постоянного тока непрерывного действия

### 2.3.1. Параметрические стабилизаторы

Параметрические стабилизаторы напряжения применяются при малых выходных токах, изменяющихся в нешироких пределах. Работа этих стабилизаторов основана на использовании свойств компонентов с нелинейной вольт-амперной характеристикой. В качестве такого компонента наиболее часто применяется стабилитрон. Его ВАХ показана на рис. 2.9. Стабилизация напряжения осуществляется при работе стабилитрона на обратной ветви ВАХ, когда обратное напряжение определенного значения приводит к пробое  $p$ - $n$  перехода. При прохождении тока пробоя

рассеиваемая в стабилитроне мощность не должна превышать допустимую  $P_{\text{ст доп}}$ :

$$P_{\text{ст доп}} = \frac{T_{\text{пер max}}}{R_T} T_{\text{ос}},$$

где  $T_{\text{пер max}}$  — максимально допустимая температура  $p$ - $n$  перехода стабилитрона;  $T_{\text{ос}}$  — температура окружающей среды;  $R_T$  — тепловое сопротивление стабилитрона.

Поэтому значение тока пробоя ограничивают резистором  $R_0$

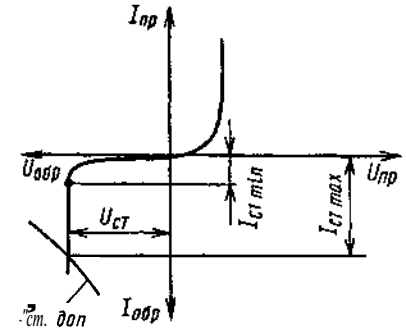


Рис. 2.9. Вольт-амперная характеристика стабилитрона

При изменении тока пробоя от минимального значения  $I_{\text{ст min}}$  до максимального  $I_{\text{ст max}}$  напряжение на стабилитроне изменяется незначительно. Максимально допустимый ток пробоя определяется из выражения

$$I_{\text{пр max}} = P_{\text{ст доп}} / U_{\text{ст}},$$

где  $U_{\text{ст}}$  — напряжение стабилизации, равное напряжению пробоя  $p$ - $n$  перехода.

Значение  $U_{\text{ст}}$  у различных типов стабилитронов находится в пределах от десятых долей вольта до нескольких сотен вольт при токах стабилизации от долей миллиампера до единиц ампера.

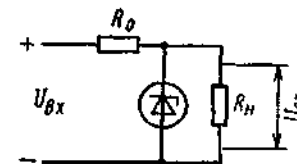


Рис. 2.10. Схема включения стабилитрона

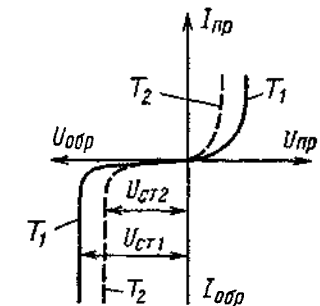


Рис. 2.11. Изменение ВАХ стабилитрона при изменении температуры перехода ( $T_2 > T_1$ )

Одной из основных характеристик стабилитрона является температурный коэффициент напряжения (ТКН)  $\alpha_n$ ,  $\%/^{\circ}\text{C}$ . На рис. 2.11 показано смещение ВАХ стабилитрона при изменении температуры. При прямом токе (первый квадрант ВАХ) повышение температуры  $p$ - $n$  перехода от  $T_1$  до  $T_2$  приводит к смещению ВАХ и снижению падения напряжения от  $U_{np1}$  до  $U_{np2}$ . В этом случае абсолютный температурный коэффициент напряжения отрицателен:

$$\alpha_{абс} = \frac{U_{np1} - U_{np2}}{T_1 - T_2}, \frac{\text{мВ}}{^{\circ}\text{C}}.$$

Относительный ТКН равен

$$\alpha_{отн} = \frac{U_{np1} - U_{np2}}{U_{np}(T_1 - T_2)} \cdot 100, \frac{\%}{^{\circ}\text{C}}.$$

При обратном токе имеем

$$\alpha_{абс} = \frac{U_{ст1} - U_{ст2}}{T_1 - T_2}, \frac{\text{мВ}}{^{\circ}\text{C}},$$

$$\alpha_{отн} = \frac{U_{ст1} - U_{ст2}}{U_{ст}(T_1 - T_2)} \cdot 100, \frac{\%}{^{\circ}\text{C}}.$$

Характерная зависимость ТКН от напряжения стабилизации приведена на рис. 2.12. Для стабилитронов со значением  $U_{ст} = 2,4 \dots 5,6$  В ТКН имеет отрицательное значение, а для значений  $U_{ст} > 6$  В ТКН имеет положительное значение. При значении  $U_{ст}$  около 6 В ТКН имеет переменный знак. Положительные значения температурного коэффициента при напряжении свыше 6 В объясняются особенностями пробоя  $p$ - $n$  перехода при ударной ионизации. С повышением температуры подвижность неосновных носителей в области  $p$ - $n$  перехода уменьшается, в связи с чем для поддержания ударной ионизации требуется повышение напряженности электрического поля.

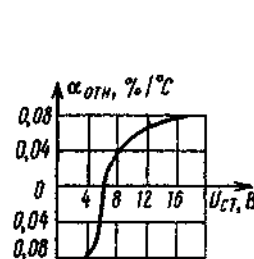


Рис. 2.12. Зависимость относительного ТКН от напряжения стабилизации

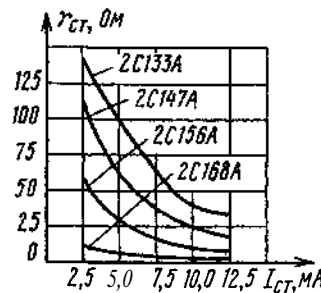


Рис. 2.13. Зависимость дифференциального сопротивления от тока

Другой основной характеристикой стабилитрона является дифференциальное сопротивление

$$r_{ст} = \frac{U_{ст1} - U_{ст2}}{I_{ст1} - I_{ст2}}, \text{ Ом}.$$

В качестве примера на рис. 2.13 показаны зависимости дифференциального сопротивления от тока некоторых типов стабилитронов при  $T = -60^{\circ}\text{C}$ .

Для компенсации влияния температуры окружающей среды на характеристики стабилитрона используются термочувствительные компоненты схем с отрицательным температурным коэффициентом или дополнительные стабилитроны, включенные в проводящем направлении последовательно со стабилизирующими стабилитронами. На рис. 2.14, а приведена схема стабилизатора с термокомпенсацией при помощи термочувствительного резистора  $RT$ , ТКН которого противоположен по знаку ТКН стабилитрона.

На рис. 2.14, б приведена схема с одним стабилизирующим стабилитроном, включенным в обратном направлении, и тремя компенсирующими стабилитронами ( $N = 3$ ). Выходное напряжение схемы

$$U_{вых} = U_{ст} + \sum U_{пр},$$

где  $\sum U_{пр} = N(U_{np1} - U_{np2}) - \alpha_{абс}(T_1 - T_0)$ ;  $U_{ст} \alpha = t_{кр} + \alpha_{абс}(T_1 - T_2)$ .

При термокомпенсации коэффициент стабилизации уменьшается в несколько раз. Он может быть увеличен за счет повышения входного напряжения и сопротивления ограничительного резистора, что приводит к снижению КПД стабилизатора. Повышение коэффициента стабилизации без снижения КПД достигается использованием стабилизатора тока вместо ограничительного резистора (рис. 2.15). Благодаря уменьшению отклонений тока через стабилитрон стабилизация выходного напряжения улучшается в 5...8 раз при изменении входного напряжения.

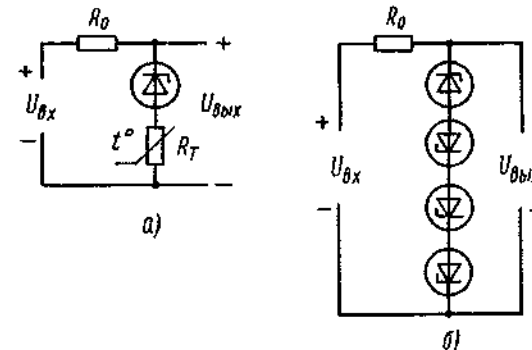


Рис. 2.14. Схемы параметрической стабилизации с термокомпенсацией

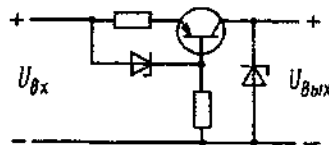


Рис. 2.15. Схема параметрического стабилизатора напряжения со стабилизацией входного тока

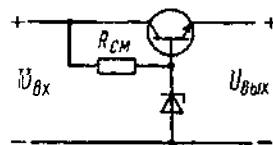


Рис. 2.16. Схема параметрического стабилизатора напряжения с эмиттерным повторителем

Если необходимо увеличить мощность параметрического стабилизатора, то используют схему с эмиттерным повторителем (рис. 2.16). Коэффициент стабилизации в этой схеме не увеличивается. Выходное напряжение определяется напряжением стабилитрона.

Коэффициент стабилизации определяется из выражения

$$k_{ст} = \frac{\nu U_{вых}}{(1 + \nu r_{ст}/R_o) U_{вх}},$$

где  $\nu = 1 / \left( \frac{r_{ст} U_{вых}}{\nu R_{см} U_{ст}} + \frac{r_{ст} + r_B + r_{э} h_{21э}}{r_K} - \frac{r_{ст}}{R_{см}} \right)$ ;  $r_B$ ,  $r_K$ ,  $r_{э}$  — сопротивления базы, коллектора и эмиттера соответственно;  $R_{см}$  — резистор смещения;  $h_{21э}$  — коэффициент передачи тока транзистора.

Пример расчета параметрического стабилизатора

Рассчитать схему стабилизатора на рис. 2.10 со следующими параметрами: выходной ток  $I_{вых} = I_{ст} = 12,5$  мА; выходное напряжение  $U_{вых} = U_{ст} = 5$  В; нестабильность входного напряжения

$$(U_{вх2} - U_{вх1})/U_{вх} = \pm 10 \%;$$

сопротивление нагрузки

$$R_H = U_{ст}/I_{ст} = 5/12,5 \cdot 10^{-3} = 400 \text{ Ом.}$$

1. По напряжению стабилизации выбираем стабилитрон типа 2С156А с дифференциальным сопротивлением  $r_{ст} = 25$  Ом.

2. Выбираем ориентировочное сопротивление резистора  $R_o = 500$  Ом с учетом приемлемого КПД стабилизатора.

3. Определяем необходимое входное напряжение

$$U_{вх} = U_{вых} + R_o(I_{ст} + I_{вых}) = 5 + 500(12,5 + 12,5)10^{-3} = 17,5 \text{ В.}$$

4. Определяем коэффициент стабилизации

$$k_{ст} = \left( 1 - \frac{I_{вх} R_o}{U_{вх}} \right) \frac{R_o + r_{ст}}{r_{ст}} = \left[ 1 - \frac{(12,5 + 12,5) \cdot 10^{-3} \cdot 500}{17,5} \right] \frac{500 + 25}{25} = 6.$$

5. Находим нестабильность выходного напряжения

$$\frac{U_{ст2} - U_{ст1}}{U_{вых}} = \frac{U_{вх2} - U_{вх1}}{k_{ст} U_{вх}} = \frac{10}{k_{ст}} = 1,6 \, \%.$$

### 2.3.2. Компенсационные стабилизаторы

Компенсационный стабилизатор является устройством автоматического регулирования выходной величины. Стабилизатор напряжения поддерживает напряжение на нагрузке в заданных пределах при изменении входного напряжения и выходного тока. По сравнению с параметрическими стабилизаторами компенсационные отличаются большими выходными токами, меньшими выходными сопротивлениями, большими коэффициентами стабилизации. В состав компенсационного стабилизатора напряжения обычно входят следующие устройства: регулирующий компонент, устройство измерения, усилитель постоянного тока. Регулирующий компонент РК включается последовательно (рис. 2.17, а) или параллельно (рис. 2.17, б) нагрузке. В основном используются стабилизаторы с последовательным РК благодаря высокому коэффициенту стабилизации и более высокому КПД. Стабилизаторы с параллельным РК используются в схемах с перегрузками по току и короткими замыканиями в нагрузке.

Некоторые виды нагрузок (например, операционные усилители) требуют двухполярного стабилизированного напряжения. На рис. 2.18 показана схема с двухполярным выходом, в которой стабилизация напряжений  $U_{вых1}$  и  $U_{вых2}$  осуществляется так, что их разность при имеющей место нестабильности поддерживается неизменной.

Устройство измерения  $УИ$  выполняется обычно в виде резистивного делителя напряжения, с которого снимается часть напряжения и подается на усилитель постоянного тока  $УПТ$ , где сравнивается с опорным напряжением. При низком выходном напряжении (менее 5 В) на  $УПТ$  может подаваться полное значение выходного напряжения стабилизатора. Сигнал рассогласования усиливается  $УПТ$  и поступает на регулирующий компонент, изменяя его сопротивление. При повышении входного напряжения или снижении тока нагрузки выходное напряжение растёт и приводит к увеличению сигнала обратной связи, сравниваемого с

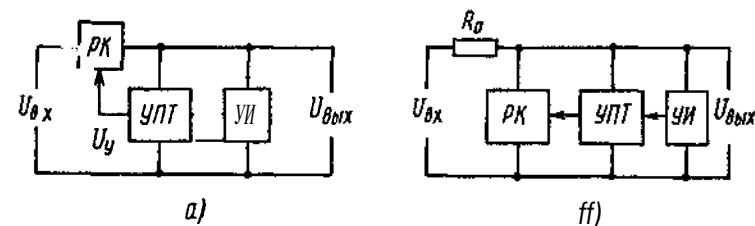


Рис. 2.17. Структурные схемы стабилизаторов напряжения с последовательным (а) и параллельным (б) включением регулирующего компонента

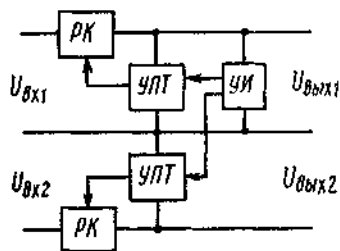


Рис. 2.18. Структурная схема стабилизатора напряжения с двухполярным выходом

Благодаря этому свойству стабилизатор непрерывного действия называют активным фильтром, который отличается от пассивного наличием полупроводниковых компонентов.

В зависимости от тока нагрузки в качестве регулирующего компонента используется один или несколько транзисторов. На рис. 2.19 показаны схемы регулирующих компонентов, отличающиеся числом транзисторов и их соединением. Минимальное падение напряжения  $U_{PK \min}$  на рис. 2.19, а определяется зависимостью

$$U_{PK \min} = U_{KЭ1 \text{ нас}} + U_{ЭБ2},$$

где  $U_{KЭ1 \text{ нас}}$  — напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT1 в режиме насыщения;  $U_{ЭБ2}$  — напряжение эмиттер-база транзистора VT2.

Для регулирующих компонентов на рис. 2.19, б справедливо

$$U_{PK \min} = U_{KЭ1 \text{ нас}} + U_{ЭБ3} + U_{ЭБ2},$$

где  $U_{ЭБ3}$  — напряжение эмиттер-база транзистора VT3.

В схемах стабилизаторов на рис. 2.19, в, г, е используется дополнительный источник напряжения  $U_{\text{доп}}$ , благодаря чему снижается минимальное падение напряжения. Для схемы на рис. 2.19, в имеем

$$U_{PK \min} = U_{KЭ2 \text{ нас}} + U_{ЭБ3}.$$

Для схемы на рис. 2.19, г  $U_{PK \min}$  определяется зависимостью

$$U_{PK \min} = U_{KЭ3 \text{ нас}}.$$

В схеме регулирующих компонентов с дополнительной симметрией и стабилизатором тока СТ на рис. 2.19, ж имеем соотношение

$$U_{PK \min} = U_{ЭБ2} + U_{KЭ1 \text{ нас}}.$$

опорным напряжением. В результате сравнения в УПТ вырабатывается сигнал управления, который приводит к повышению сопротивления регулирующего компонента и, следовательно, уменьшению выходного напряжения. При этом выходное напряжение не опускается ниже определенного уровня, т.е. устанавливается в заданном интервале значений.

Сигнал обратной связи с выхода стабилизатора содержит также информацию о переменной составляющей выходного напряжения, поэтому регулирующий компонент снижает уровень пульсаций на выходе стабилизатора.

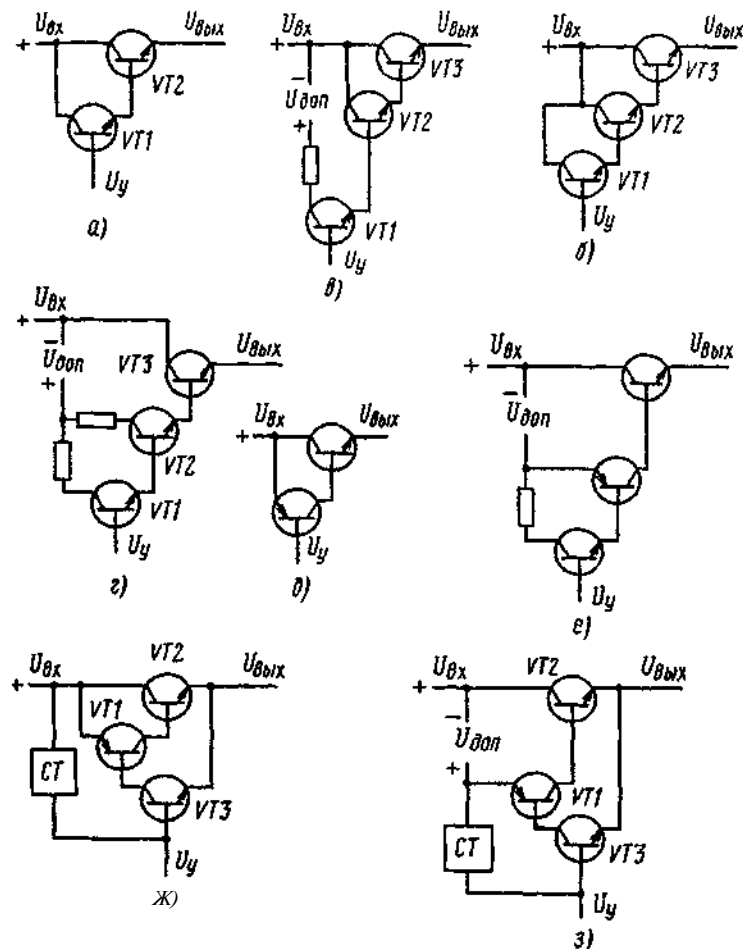


Рис. 2.19. Регулирующие компоненты на транзисторах: составные на двух транзисторах (а, б) и составные на трех транзисторах (в-г, е-ж)

В данном случае уменьшение  $U_{PK \min}$  достигается благодаря тому, что при дополнительной симметрии напряжение насыщения  $U_{KЭ1 \text{ нас}}$  меньше напряжения база-эмиттер  $U_{ЭБ1}$ .

Включение в схему стабилизатора дополнительного источника напряжения и стабилизатора тока (рис. 2.19, з) уменьшает падение напряжения, минимальное значение которого

$$U_{PK \min} = U_{ЭБ2} + U_{KЭ1 \min} - U_{\text{доп}};$$

при этом должно соблюдаться условие

$$U_{\text{доп}} \geq U_{ЭБ2} + U_{KЭ1 \min} - U_{KЭ2}.$$

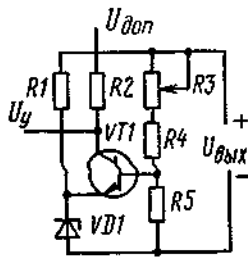


Рис. 2.20. Схема сравнения с одним транзистором и одним дополнительным источником

- При выполнении указанного условия напряжение  $U_{PK\text{ min}}$  можно уменьшить до значения, близкого к  $U_{KЭ1\text{ нас}}$ .

Усилитель постоянного тока может выполняться вместе с устройством измерения в виде одного узла. На рис. 2.20 показана простая схема УПТ, содержащая один транзистор  $VT1$ , делитель выходного напряжения  $R3$ ,  $R4$ ,  $R5$ , источник опорного напряжения (стабилитрон  $VD1$ ) и дополнительный источник напряжения  $U_{доп}$  для обеспечения необходимого режима работы транзистора  $VT1$ . Напряжение к коллектору транзистора может подаваться не от дополнительного источника, а с выхода стабилизатора напряжения. Выходное напряжение  $U_{вых}$  в рассматриваемой схеме выше опорного  $U_{оп}$ . Если необходимо получить выходное напряжение ниже опорного, то может быть использована схема с двумя дополнительными источниками  $U_{доп1}$  и  $U_{доп2}$  (рис. 2.21).

В стабилизаторах напряжения в качестве УПТ находят применение операционные усилители. Это позволяет повысить коэффициент стабилизации по сравнению с **однокаскадными** УПТ. В качестве примера на рис. 2.22 приведена схема стабилизатора с операционным усилителем типа К153УТ1. Особенностью схемы является наличие входного делителя напряжения  $D1$ ,  $D2$ , напряжение с которого через диод подается на неинвертирующий вход операционного усилителя. Такое схемное решение применено для обеспечения надежного включения стабилизатора в режим стабилизации при подаче входного напряжения. В некоторых случаях сбой имеет место в процессе включения в связи с тем, что при достаточно большом напряжении смещения операционного усилителя его выходной каскад входит в режим насыщения и его выходное напряжение не превышает десятых долей вольта. Это напряжение ниже уровня необходимого для открывания транзистора регулирующего компонента

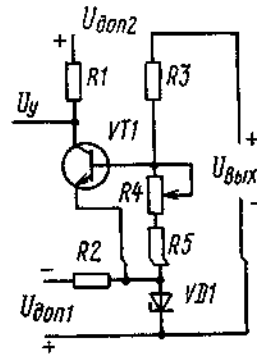


Рис. 2.21. Схема сравнения с одним транзистором и двумя дополнительными источниками

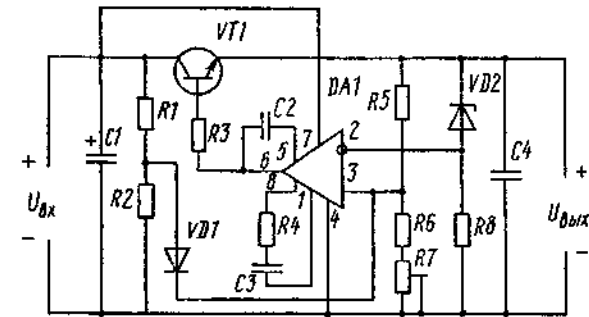


рис. 2.22. Схема компенсационного стабилизатора напряжения на базе операционного усилителя

Сопротивления входного делителя напряжения выбирают из условия

$$\frac{U_{вх\text{ min}} R_2}{R_1 + R_2} > U_{VD1\text{ max}} + U_{см\text{ max}}; \quad \frac{U_{вх\text{ max}} R_2}{R_1 + R_2} < U_{ни\text{ вх}},$$

где  $U_{VD1\text{ max}}$  — максимальное падение напряжения на диоде  $VD1$ ;  $U_{вх\text{ min}}$  и  $U_{вх\text{ max}}$  — минимальное и максимальное входные напряжения стабилизатора;  $U_{см\text{ max}}$  — максимальное напряжение смещения операционного усилителя;  $U_{ни\text{ вх}}$  — напряжение на неинвертирующем входе операционного усилителя при номинальном режиме стабилизатора.

Диод  $VD1$  выбирают с малым значением обратного тока.

Операционные усилители применяются в основном в источниках электропитания с выходным напряжением свыше 30 В, так как интегральные стабилизаторы на такие напряжения не выпускаются.

На рис. 2.23 приведена схема стабилизатора напряжения непрерывного действия с выходным напряжением 150 В, который используется в устройстве с телевизионным индикатором. На вход схемы подается выпрямленное напряжение, которое сглаживается фильтром  $L1$ ,  $C2$ ,  $(76, C7)$ . Регулирующий компонент содержит силовой  $VT4$  (2Т845А) и согласующий  $VT3$  (2Т506А) транзисторы. Усилитель постоянного тока содержит микросхему  $DA1$  (140УД7), транзистор  $VT5$  (2Т506А), резисторы  $R7$  и  $R12$ . Резистор  $R7$  снижает мощность, рассеиваемую на коллекторе транзистора  $VT5$ . Резистор  $R12$  ограничивает выходной ток микросхемы  $DA1$ . Источник стабильного тока выполнен на компонентах  $VT1$  (2Т506А),  $VT2$  (2Т505А),  $VD1$ ,  $VD2$  (2Д522Б),  $R2$ ,  $D4$ ,  $D6$ . Транзистор  $VT1$  обеспечивает отключение стабилизатора при перегрузке по току. Первоначальный запуск стабилизатора выполняют конденсатор  $C1$ , резистор  $R1$  и схема повторного запуска. Включенное состояние транзистора  $VT1$  после запуска стабилизатора сохраняется благодаря прохождению тока по цепи  $R3$ ,  $R5$ . Схема повторного запуска стабилизатора содержит компоненты  $VT6$ ,  $VT7$  (2Т313Б),  $VT8$  (2Т312Б),  $VD3$  (2Д522Б),  $C3$ ,  $R8$ ,  $R10$ ,  $R11$ ,  $R13$ ,  $R14$ ,  $R17$ . При увеличении тока через

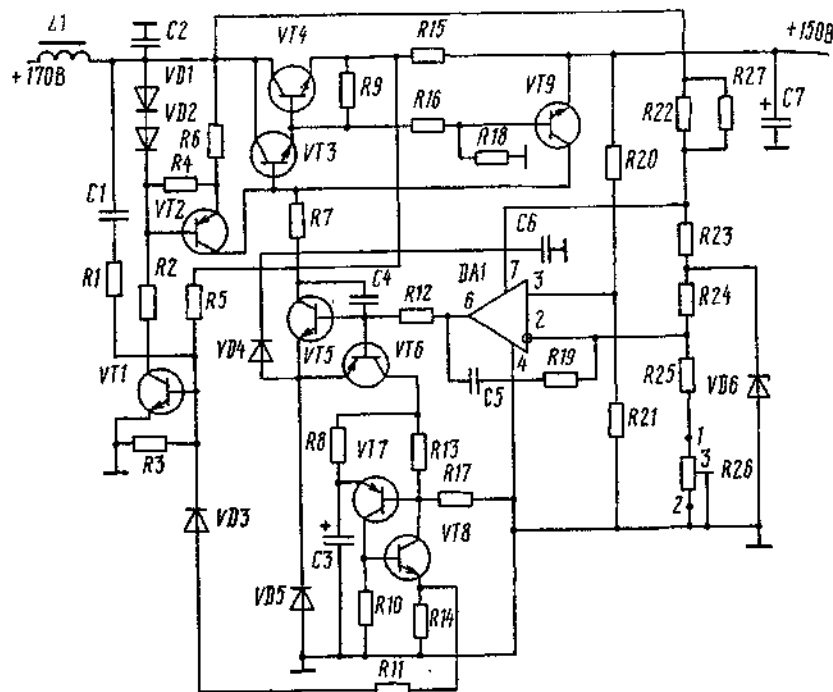


Рис. 2.23. Схема компенсационного стабилизатора напряжения с выходным напряжением 150 В

резистор  $R_{18}$  открывается транзистор  $VT_9$  (2Т506А) и шунтирует регулирующий составной транзистор. Выходное напряжение стабилизатора уменьшается, что приводит к закрыванию транзистора  $VT_1$  и отключению стабилизатора. При этом включается транзистор  $VT_6$  (2Т313Б) и через резистор  $R_8$  заряжает конденсатор  $C_3$ .

Напряжением заряженного конденсатора  $C_3$  включаются транзисторы  $VT_7$  (2Т313Б) и  $VT_8$  (2Т312Б). Ток от эмиттера транзистора  $VT_8$  протекает в базу транзистора  $VT_1$ , что обеспечивает повторный запуск стабилизатора. Если перегрузка по току устранена, то транзистор  $VT_6$  выключается и схема повторного запуска отключается.

Источник опорного напряжения содержит компоненты  $VD_6$ ,  $D_{22}$ ,  $R_{23}$ ,  $R_{24}$ ,  $R_{25}$ ,  $R_{26}$ ,  $R_{27}$ . Резистор  $R_{26}$  служит для регулирования выходного напряжения. Делитель выходного напряжения выполнен на резисторах  $R_{20}$ ,  $R_{21}$ . Параметрический стабилизатор содержит стабилитроны  $VD_4$  (2С191Т) и  $VD_{15}$  (2С170А). Он обеспечивает электропитанием операционный усилитель  $DA_1$ .

Компенсационные стабилизаторы напряжения на базе интегральных стабилизаторов серии 142 [4] широко используются при выходных напряжениях до 30 В. Выпускаются интегральные стабилизаторы двух

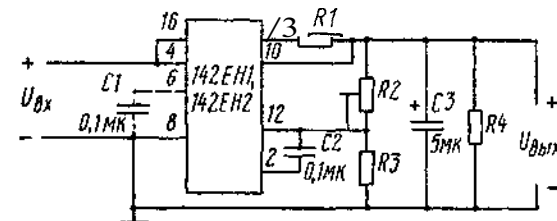


Таблица 2.1

## Стабилизаторы напряжения с регулируемым выходным напряжением

Выходное напряжение, В	Выходной ток, А	Тип микросхемы	Нестабильность по напряжению, не более, %/В	Нестабильность по току, не более, %/А	Входное напряжение, В	Диапазон рабочих температур, °С	Тип корпуса
От 3 до 12	0,15	142ЕН1А	0,3	11,1	20	от -60 до +125	4112.16.15.01 402.16-7
		142ЕН1Б	0,1	4,4			
		КР142ЕН1А	0,3	11,1		от -10 до +70	2102.14-1
		КР142ЕН1Б	0,1	4,4			
		КР142ЕН1В	0,5	22,2			
		КР142ЕН1Г	0,2	4,4			
От 12 до 30	0,15	142ЕН2А	0,3	11,1	40	От -60 до +125	4112.16.15.01 402.16-7
		142ЕН2Б	0,1	4,4			
		КР142ЕН2А	0,3	11,1		От -10 до +70	2102.14-1
		КР142ЕН2Б	0,1	4,4			
		КР142ЕН2В	0,5	22,2			
		КР142ЕН2Г	0,2	4,4			

Таблица 2.2

## Стабилизаторы напряжения с фиксированным выходным напряжением

Выходное напряжение, В	Выходной ток, А	Тип микросхемы	Нестабильность по напряжению, не более, %/В	Нестабильность по току, не более, %/А	Входное напряжение, В	Диапазон рабочих температур, °С	Тип корпуса				
5	0,1	КР1157ЕН5(А,Б)	0,05	0,01	35	От -10 до +70	КТ-27				
	0,25	КР1157ЕН5(В,Г)									
9	0,1	КР1157ЕН9(А,Б)									
	0,25	КР1157ЕН9(В,Г)									
12	0,1	КР1157ЕН12(А,Б)									
	0,25	КР1157ЕН12(В,Г)									
15	0,1	КР1157ЕН15(А,Б)									
	0,25	КР1157ЕН15(В,Г)									
18	0,1	КР1157ЕН18(А,Б)	40			От -10 до +70	КТ-27				
	0,25	КР1157ЕН18(В,Г)									
24	ОД	КР1157ЕН24(А,Б)	40					От -10 до +70	КТ-27		
	0,25	КР1157ЕН24(В,Г)									
9	1,0	КР142ЕН8Г	0,1	1,5	30					От -45 до +70	КТ-28-2
12		КР142ЕН8Д									
15		КР142ЕН8Е									
20		КР142ЕН9Г									
24		КР142ЕН9Д									
27	КР142ЕН9Е	35									

Выходное напряжение, В	Выходной ток, А	Тип микросхемы	Нестабильность по напряжению, не более, %/В	Нестабильность по току, не более, %/А	Входное напряжение, В	Диапазон рабочих температур, °С	Тип корпуса
5 6 9 12 15 20 24 27	1,5	KP142EH5A KP142EH5B KP142EH8A KP142EH8B KP142EH8B KP142EH9A KP142EH9B KP142EH9B	0,05	1,33  0,67	15  35  40	От -45 до +70	КТ-28-2
5 6	2,0	KP142EH5B KP142EH5Г		1,0	15		
9 12 15 20 24 27	1,5	142EH8A 142EH8B 142EH8B 142EH9A 142EH9B 142EH9B	0,05	0,67	35  40	От -60 до +125	4116 4-2
5 6	2,0	142EH5B 142EH5Г		1,00	15		
5 6	3,0	142EH5A 142EH5B					

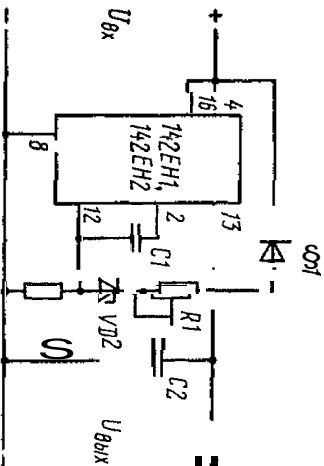


Рис. 2.25. Схема стабилизатора с улучшенной стабил.

вывод 12 микросхемы, где сравнивается с вынуждением  $U_{оп} = 2,4 \pm 0,36$  В. Полученный разностной дифференциальный усилителем и подается на базового транзистора. Изменение базового тока приводит к компенсирующему изменению на выводе 13 микросхемы, что обеспечивает на нагрузке в заданных пределах.

С целью улучшения стабильности выходного делитель может быть заменен стабилитроном  $R_2$  (рис. 2.25). В этом случае отклонение  $\Delta U_{вх}$  определяется формулой

$$\Delta U_{вх} \approx \Delta U_{ос} + \frac{R_{VD2}}{R_2} \Delta U_{ос},$$

где  $\Delta U_{ос}$  — напряжение обратной связи, поступающее с делителя на вывод 12 микросхемы;  $R_{VD2}$  — дифференциальное сопротивление стабилитрона.

Обычно в этой схеме имеет место соотношение сопротивлений

$$R_{VD1} < R_2,$$

поэтому выходное напряжение стабилизатора равно сумме напряжений стабилитрона и внутреннего опорного источника.

Так как при изготовлении стабилитрона и резистора неизбежен технологический разброс параметров, то для получения заданного выходного напряжения в делитель включается переменный резистор  $R_1$ , сопротивление которого  $R_1 < R_2$ . Сопротивление резистора  $R_2$  выбирается с учетом соотношения

$$R_2 \leq \frac{U_{оп\ min}}{I_{VD1\ min}},$$



где минимальное значение внутреннего опорного напряжения микросхемы  $U_{оп\ min} \approx 2\text{ В}$ ;  $I_{VD2\ min}$  — минимально допустимый ток стабилитрона

Сопротивление резистора  $R1$  можно принять равным

$$R_1 = \left( 0,8 + \frac{\Delta U_{ст}}{U_{оп\ min}} \right) R_2,$$

где  $\Delta U_{ст}$  — разброс напряжения стабилизации стабилитрона.

Диод  $VD1$ , включенный между выводами 13 и 4, служит для защиты микросхемы при отключении входного напряжения.

При малых падениях напряжения на микросхеме типа 142ЕН2 (менее 4,5 В) ее стабилизирующие свойства ухудшаются, так как имеет место разброс значений остаточных напряжений стабилизаторов тока в цепях источника опорного напряжения и дифференциального усилителя в составе микросхемы. В этом случае происходит смещение рабочей точки транзистора стабилизатора тока из активной области в область насыщения, что приводит к снижению стабильности опорного напряжения. Для снижения падения напряжения на микросхеме без ухудшения ее стабильности стабилизатор выполняется с раздельными входными напряжениями  $U_{вх1}$  и  $U_{вх2}$  (рис. 2.26). В такой схеме разница напряжений

$$U_{вх2} - U_{вх1} \approx 2,5\text{ В},$$

что повышает КПД стабилизатора.

Напряжение  $U_{вх1}$  предварительно стабилизируется и подается на вход опорного источника (вывод 4). При этом должно выполняться условие

$$U_{вх1} \geq U_{вх2}.$$

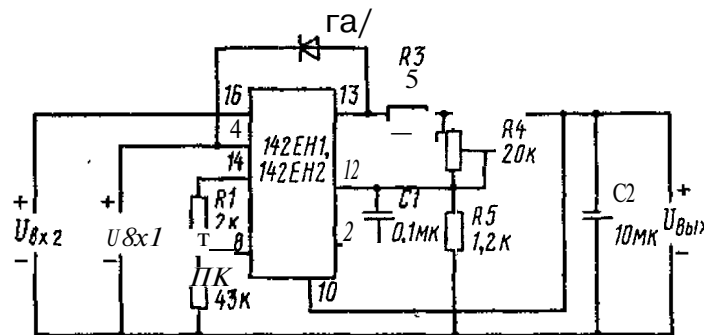


Рис. 2.26. Схема стабилизатора с повышенным КПД

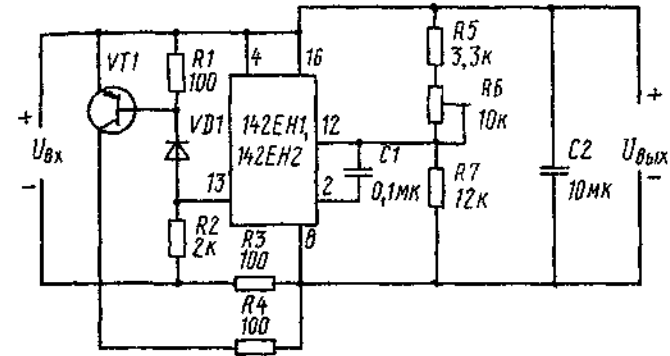


Рис. 2.27. Схема параллельного стабилизатора напряжения

Регулирование выходного напряжения осуществляется резистором  $R4$ , сопротивление которого должно составлять примерно 20 кОм. Сопротивление резистора  $R5$  выбирается равным 1,2 кОм. При его выборе необходимо учитывать, что в диапазоне разброса опорного напряжения  $U_{оп}$  ток выходного делителя  $R4$ ,  $R5$  должен быть не менее 1,5 мА.

Интегральный стабилизатор типа 142ЕН1 (или 142ЕН2) может быть использован для построения схемы параллельного стабилизатора, где он применяется как узел сравнения с опорным напряжением и усиления. Регулирующий компонент в этом случае содержит дополнительный внешний транзистор, резисторы и стабилитрон, что позволяет обеспечить фазовый сдвиг сигнала рассогласования, необходимый для получения отрицательной обратной связи в параллельном стабилизаторе (рис. 2.27).

При изменении тока на выходе микросхемы (вывод 13) под действием сигнала обратной связи происходит изменение тока через стабилитрон  $VD1$  с обратным знаком. Поэтому изменения тока нагрузки и тока коллектора транзистора  $VT1$  имеют разные знаки. Разность напряжений между  $U_{вх}$  и  $U_{вых}$  выделяется на гасящем балластном резисторе  $R3$ , через который проходит суммарный ток  $I_{R3}$ :

$$I_{R3} = I_{VT1} + I_{пот} + I_{дел} + I_{вых},$$

где  $I_{VT1}$  — ток коллектора транзистора  $VT1$ ;  $I_{пот}$  — ток, потребляемый интегральным стабилизатором;  $I_{дел}$  — ток делителя выходного напряжения;  $I_{вых}$  — ток нагрузки.

В параллельном стабилизаторе напряжения должны выполняться условия

$$I_{R3}^2 R_3 \leq P_{рас\ доп};$$

$$I_{VT1\ max} U_{вых} \leq P_{рас\ доп};$$

где  $P_{\text{рас доп}}$  — допустимая мощность рассеяния резистора  $R3$  и транзистора  $VT1$ ;  $I_{VT1 \text{ max}}$  — ток коллектора транзистора  $VT1$  при токе нагрузки  $I_{\text{вых}} = 0$ .

Сопротивление резистора  $R2$  определяется из выражения

$$R_2 = \frac{U_{\text{вх min}} - U_{VD1} - U_{\text{эб}}}{(I_{\text{вых max}}/\beta_{\text{min}}) + (U_{\text{эб}}/R_1)}$$

где  $U_{\text{вх min}}$  — минимальное входное напряжение стабилизатора;  $U_{VD1}$  — напряжение стабилизации стабилитрона  $VD1$ ;  $U_{\text{эб}}$  — напряжение эмиттер-база транзистора  $VT1$ ;  $I_{\text{вых max}}$  — максимальный ток нагрузки;  $\beta_{\text{min}}$  — минимальное значение статического коэффициента усиления транзистора  $VT1$ .

Сопротивление резистора  $R1$  определяется с учетом того, что при максимальном токе нагрузки коллекторный ток транзистора  $VT1$  имеет минимальное значение  $I_{K \text{ min}}$ :

$$R_1 = \frac{U_{\text{эб}}\beta_{\text{min}}}{I_{VD1 \text{ min}}\beta_{\text{min}} - I_{K \text{ min}}}$$

Для микросхем 142ЕН1(А,Б) напряжение стабилизации стабилитрона  $VD1$  выбирается в пределах

$$4 \text{ В} \leq U_{VD1} + U_{\text{эб}} \leq 12 \text{ В},$$

для микросхем 142ЕН2(А,Б) — в пределах

$$4 \text{ В} \leq U_{VD1} + U_{\text{эб}} \leq 37 \text{ В}.$$

На рис. 2.28 показана унифицированная схема ряда стабилизаторов отрицательной полярности на базе интегрального стабилизатора 142ЕН10 (DA1). Для каждого выходного напряжения от 5,2 до 15 В устанавливаются соответствующие номиналы компонентов ( $C1$ ,  $C4$ ,  $R1$  и  $R3$ ) (табл. 2.3).

Таблица 2.2

Номинальные значения компонентов для различных выходных напряжений стабилизатора

Выходное напряжение, В	Выходной ток, А	C1	C4	R1	R3
-5,2	0,8	16 В, 22 мкФ	16 В, 22 мкФ	1 кОм	330 Ом
-6	0,8	16 В, 22 мкФ	16 В, 22 мкФ	1,5 кОм	560 Ом
-12	0,5	25 В, 10 мкФ	25 В, 10 мкФ	2,2 кОм	1,8 кОм
-15	0,5	25 В, 10 мкФ	25 В, 10 мкФ	3,3 кОм	2,2 кОм

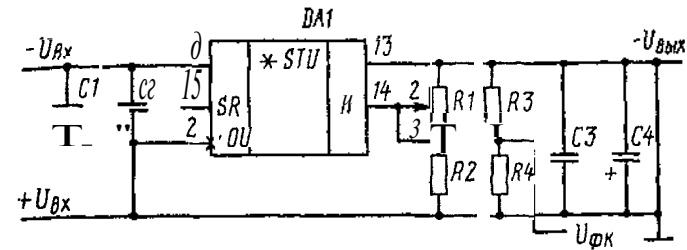


Рис. 2.28. Схема стабилизатора с выходным напряжением отрицательной полярности

Остальные компоненты схемы неизменны для всех номиналов напряжений: конденсаторы (72 и 73) имеют емкость по 0,33 мкФ, резисторы  $R2$  и  $R4$  имеют сопротивления 470 и 680 Ом соответственно. Часть выходного напряжения (с делителя  $R3$ ,  $R4$ ) подается в устройство функционального контроля.

В источниках электропитания электронных средств широкое применение нашли интегральные стабилизаторы напряжения типа 142ЕН5А с фиксированным выходным напряжением 5 В и выходным током до 3 А. Основная схема включения этой микросхемы показана на рис. 2.29. Максимальный выходной ток существенно зависит от рабочей температуры (рис. 2.30).

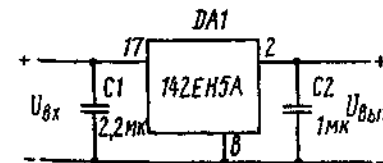


Рис. 2.29. Основная схема включения микросхемы 142ЕН5А

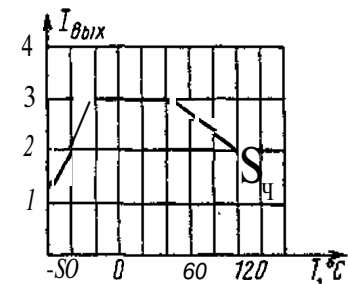


Рис. 2.30. Зависимость выходного тока микросхемы 142ЕН5А от температуры

## 2.4. Импульсные источники электропитания

Преобразование постоянного тока в пульсирующий или переменный осуществляется периодическим прерыванием цепи постоянного тока. Устройства, которые выполняют такое преобразование, называют инверторами. При необходимости изменения уровня выходного напряжения относительно уровня входного напряжения на выходе инвертора

включается трансформатор. Если на выходе трансформатора **включает**ся выпрямитель (с фильтром), то все устройство осуществляет преобразование напряжения постоянного тока в напряжение постоянного тока. В этом случае преобразователь называют конвертором.

По числу **фаз**  $m$  переменного напряжения на выходе инвертора преобразователи напряжения делятся на однофазные ( $m = 1$ ) и многофазные ( $m \geq 2$ ). Если на выходе инвертора имеется одна фаза напряжения переменного тока, то с помощью трансформатора можно получить другую фазу, сдвинутую относительно первоначальной на  $180^\circ$ . При **использовании** в преобразователе обеих фаз (прямой и обратной) его называют двухфазным.

Преобразователи характеризуются также коэффициентом  $p$  использования фазы, причем  $p = 1$  при использовании одной фазы (прямой) и  $p = 2$  при использовании обеих фаз.

По способу нагрузки каждой фазы преобразователи делятся на **однотактные** ( $q = 1$ ) и **двухтактные** ( $q = 2$ ).

Характерным признаком однотактного преобразователя является то, что каждая его фаза нагружается током в течение одного полупериода. У двухтактного преобразователя каждая фаза нагружается током в течение двух полупериодов (положительного и отрицательного). Определение числа тактов  $q$  иногда усложняется тем, что функциональные узлы одного и того же преобразователя могут работать в различных режимах. Например, трансформаторы могут одновременно работать в двух разных режимах: первичная обмотка в двухтактном **однотактном** или многофазном режиме, а вторичные обмотки в однотактном двухполупериодном или однотактном многофазном режиме и т.п. Поэтому число тактов целесообразно определять для каждого функционального узла отдельно, а для всего преобразователя — по его основным силовым узлам (усилителю мощности и выходному выпрямителю).

По числу выходов  $n$  от одного основного усилителя мощности и одного основного выпрямителя преобразователи можно разделить на **одновыходные** ( $n = 1$ ) и **двухвыходные** ( $n = 2$ ).

По диапазону рабочих частот  $f_{пр}$  преобразователи напряжения могут быть классифицированы следующим образом: низкочастотные ( $f_{пр} < 10$  кГц), **среднечастотные** ( $f_{пр} = 10 \dots 100$  кГц), высокочастотные ( $f_{пр} = 100 \dots 1000$  кГц), сверхвысокочастотные ( $f_{пр} > 1000$  кГц).

#### 2.4.1. Однотактные однофазные преобразователи напряжения

На рис. 2.31 показана простая схема однотактного однофазного преобразователя с параметрами  $ga = 1$ ,  $p = 1$ ,  $q = 1$ ,  $n = 1$ . Частным случаем **этой** схемы является стабилизатор напряжения **импульсного** действия.

По способу использования электрической энергии схемы преобразователей делятся на **прямо-** и **обратноходовые**. Характерным признаком

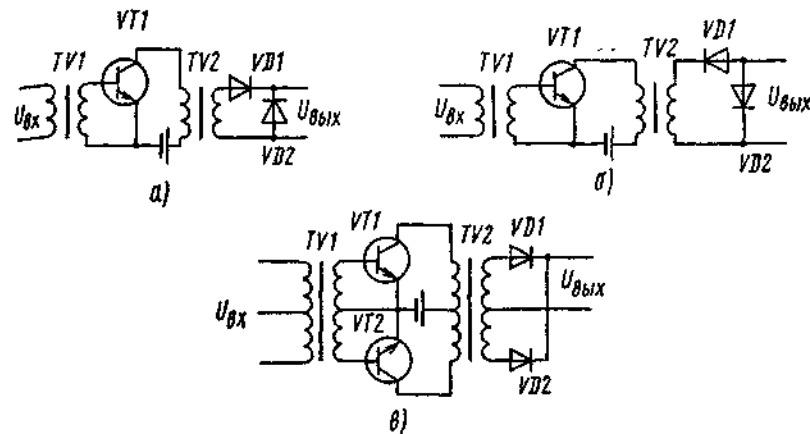


Рис. 2.31. Схемы однофазных преобразователей напряжения

**прямоходовых** схем является передача энергии на выход во время **прямого** хода, т.е. открытого состояния транзисторов (рис. 2.31, а). Обратногоходовые схемы характеризуются тем, что во время прямого хода энергия запасается в магнитном поле трансформатора TV2, после чего отдается в нагрузку во время паузы. Для осуществления **обратноходовой** схемы трансформатор должен иметь **воздушный** зазор, а полярность **включения** диодов в схеме должна быть изменена на обратную (рис. 2.31, б). Трансформаторы в этой схеме работают с постоянным подмагничиванием, ток проходит через обмотку трансформатора в течение одного полупериода. Для получения **заданного** среднего значения выпрямленного напряжения  $U_d$  максимальное значение прямоугольного напряжения на обмотке должно быть  $U_m = 2U_d$ . Действующее значение напряжения  $U$  превышает среднее значение в  $\sqrt{2}$  раз:

$$U = U_m / \sqrt{2} = \sqrt{2} U_d.$$

Аналогичное соотношение справедливо и для токов  $I_{прд} = \sqrt{2} I_{впср}$ , где  $I_{прд}$  и  $I_{впср}$  — действующее и среднее значения тока. Поэтому **вольт-амперная** мощность трансформатора  $P_{В.А}$  превышает в 2 раза среднюю мощность  $P_{прср}$  пульсирующего тока после выпрямления, т.е.

$$P_{В.А} = UI = \sqrt{2} U_d \sqrt{2} I_{впср} = 2 P_{прср},$$

где  $U$  и  $I$  — напряжение и ток вторичной обмотки трансформатора.

Так как мощность трансформатора  $P_{В.А}$  определяет его габаритные **размеры** и массу, то простейший однофазный преобразователь **оказывается** в этом отношении невыгодным.

Основная частота пульсаций  $f_1$  определяется по формуле

$$f_1 = mpq f_{\text{пр}} / n = f_{\text{пр}}$$

и равна частоте преобразования. Это дает **завышенные** габаритные размеры сглаживающего фильтра, увеличивающиеся также за счет того, что максимальное значение напряжения на дросселе сглаживающего фильтра  $U_m$  равно удвоенному значению выпрямленного напряжения  $U_d$ .

На рис. 2.31,6 в одноконтурной однофазной схеме используется не только основная, но и противоположная фаза, поэтому  $\tau = 1$ ,  $p = 2$ ,  $q = 1$ ,  $n = 1$ . Эту схему обычно называют двухтактной, так как **мощный** усилитель и устройство управления должны быть такими же, как в двухтактных преобразователях. Трансформатор питания в этой схеме работает в одноконтурном двухполупериодном режиме. Каждая обмотка трансформатора нагружена током в течение одного полупериода, но наличие двух обмоток позволяет лучше использовать трансформатор. При этом имеют место соотношения

$$U_m = U_d = U; I = I_{\text{вп ср}} / \sqrt{2} = I_m / \sqrt{2};$$

$$P_{\text{В.А}} = 2UI = U_d \sqrt{2} I_{\text{вп ср}} = \sqrt{2} P_{\text{пр ср}}.$$

Основная частота пульсаций определяется зависимостью

$$f_1 = (mpq/n) f_{\text{пр}},$$

т.е. равна двойной частоте преобразования. В рассматриваемой схеме дроссель фильтра работает при максимальном значении **напряжения**, равном выпрямленному напряжению, поэтому по сравнению с **предыдущей** схемой он может иметь при прочих равных условиях вдвое меньшее число **витков**. Учитывая также возможность применения конденсатора с меньшими размерами, объем фильтра может быть уменьшен примерно вдвое по сравнению с фильтром в схеме на рис. 2.31,а.

#### 2.4.2. Двухтактные однофазные преобразователи напряжения

Наиболее совершенными схемами однофазных преобразователей являются двухтактные (мостовые). На рис. 2.32 показана схема с одним выходом. Она характеризуется следующими параметрами:  $\tau = 1$ ,  $p = 1$ ,  $q = 2$ ,  $n = 1$ . На рис. 2.33 показана схема с двумя выходами, у которой  $\tau = 1$ ,  $p = 2$ ,  $q = 2$ ,  $n = 2$ . В обеих схемах трансформаторы работают без подмагничивания и обмотки нагружены током в течение обоих полупериодов, вследствие чего

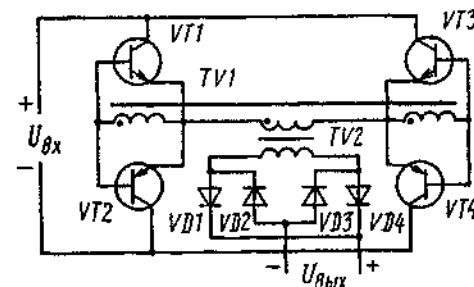


Рис. 2.32. Схема мостового преобразователя с одним выходом

$$U_m = U_d = U; I_m = I_{\text{вп ср}} = I; P_{\text{В.А}} = I^2 R_{\text{пр ср}}.$$

С учетом коэффициента полезного действия  $\eta$  последнее уравнение имеет вид

$$P_{\text{В.А}} = P_{\text{пр ср}} / \eta.$$

Основная частота пульсаций для обеих схем равна удвоенной частоте преобразования

$$f_1 = (mpq/n) f_{\text{пр}},$$

где  $mpq/n = 2$ .

Более полное использование трансформатора является существенным преимуществом двухтактных схем. Необходимо отметить, что при неравномерной нагрузке выходов **двухвыходной** схемы вольт-амперная мощность трансформатора несколько увеличивается, однако его **подмагничивание** отсутствует.

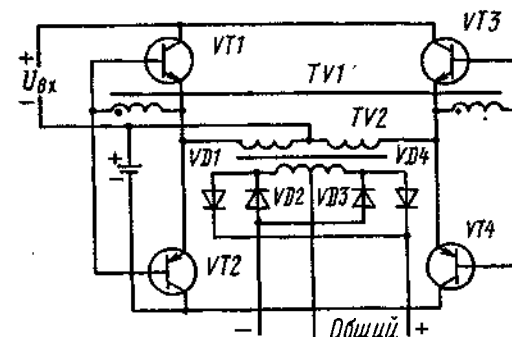


Рис. 2.33. Схема мостового преобразователя напряжения с двумя выходами

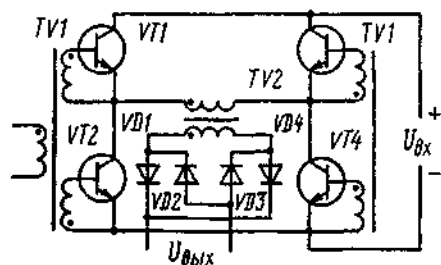


Рис. 2.34. Схема мостового асимметричного преобразователя с одним выходом

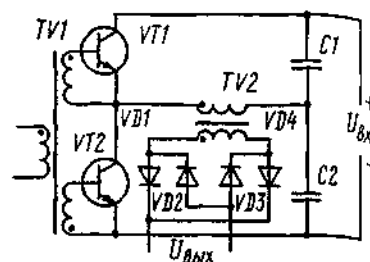


Рис. 2.35. Схема полумостового преобразователя с одним выходом

Анализ рассматриваемых схем **показывает**, что простая **однотактная** схема и обе мостовые являются антиподами, а однотактная **двухполупериодная** схема занимает промежуточное положение между ними. **Однотактная** работа и повышенная вольт-амперная мощность сближают ее с простой схемой, а отсутствие постоянного подмагничивания и двойная частота пульсаций — с двухтактными схемами. В то же время **двухтактную** схему с двумя выходами можно рассматривать как две однотактные соединенные последовательно, с полным использованием фаз.

На рис. 2.34 приведена асимметричная мостовая схема, входной трансформатор которой работает в однотактном режиме ( $q = 1$ ), а выходной — в двухтактном ( $q = 2$ ). В полумостовой схеме (рис. 2.35) два транзистора заменены конденсаторами  $C1$  и  $C2$ , образующими емкостный делитель напряжения. При разной проводимости транзисторов входной трансформатор работает в двухтактном режиме ( $q = 2$ ). Применение транзисторов одной проводимости, как и в случае асимметричной мостовой схемы, приводит к однотактному режиму входного трансформатора.

Режимы работы трансформаторов и дросселей преобразователей напряжения оказывают значительное влияние на их удельные показатели по массе и объему. В случае, когда трансформатор имеет **несколько** обмоток и каждая из них работает в своем режиме, габаритная (**вольт-амперная**) мощность трансформатора  $P_{В.А}$  определяется как сумма мощностей всех обмоток:

$$P_{В.А} = (P_1 + P_2 + \dots + P_i),$$

где  $i$  — число обмоток.

Если рассматривать работу трансформаторов и дросселей **отдельно** на входе и выходе ключевого усилителя, то можно выявить **следующие**

сочетания параметров:

$$7) m = 1, p = 1, q = 1, n = 1;$$

$$II) m = 1, p = 2, q = 1, n = 1;$$

$$III) m = 1, p = 1, q = 2, n = 1;$$

$$IV) m = 1, p = 2, q = 2, n = 2.$$

С точки зрения условий работы магнитопроводов трансформаторов **указанные** сочетания параметров дают два режима:

режим с постоянным подмагничиванием, используемый в трансформаторе однофазного однотактного преобразователя (сочетание I); режим без постоянного подмагничивания (сочетания II, III и IV). Режим с постоянным подмагничиванием сопровождается, как правило, ухудшением магнитных свойств сердечника и приводит иногда к необходимости использования в нем воздушного зазора. Это приводит к накоплению значительной магнитной энергии в магнитопроводе из-за возрастания намагничивающего тока, что не всегда приемлемо.

Магнитная индукция  $B$  в трансформаторе с подмагничиванием изменяется в пределах от максимальной  $B_m$  до остаточной  $B_r$ , описывая частную петлю гистерезиса (рис. 2.36). Площадь этой петли пропорциональна потерям в магнитопроводе за один цикл его перемагничивания при сравнительно низких частотах. На высоких частотах необходимо учитывать потери из-за наличия вихревых токов.

Для расчета трансформатора, работающего в режиме с постоянным подмагничиванием, необходимо для различных магнитных материалов иметь экспериментальные зависимости  $B_m - B_r$  от напряженности  $H$ . При размахе индукции  $B_m - B_r$  имеет место неполное использование **характеристик** магнитопровода.

Режим без постоянного подмагничивания является основным режимом работы трансформаторов во всех других типах однофазных преобразователей. Введение воздушного зазора в магнитопровод в этом режиме, как правило, считается нецелесообразным, а накопление энергии в магнитопроводе — **нежелательным**. Однако имеются схемы, где это используется, например в так называемых квазидвухтактных схемах. Схема этого типа приведена на рис. 2.37, где в течение прямого хода энергия не только передается на выход преобразователя, но и запасается магнитным полем трансформатора в количестве, достаточном для продолжения работы преобразователя во время паузы. В данном случае усилитель является однофазным и однотактным ( $t = 1$ ,  $t = 0$ ).

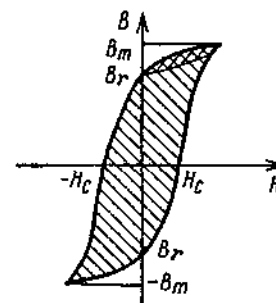


Рис. 2.36. Кривая намагничивания ферритов

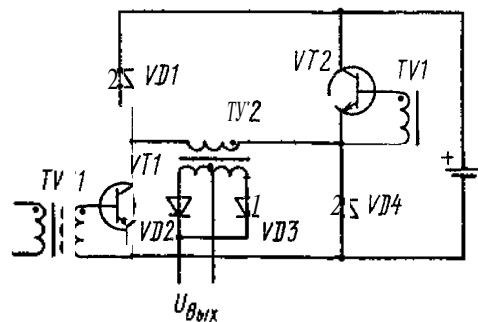


Рис. 2.37. Схема квазидвухтактного преобразователя напряжения с одним выходом

$p = 1, q = 1, n = 1$ ), а выпрямитель имеет другое сочетание параметров ( $\tau = 1, p = 2, q = 1, n = 1$ ). Таким образом, преобразователь напряжения имеет на выходе основную частоту пульсаций, равную удвоенной частоте преобразования, т.е. соответствует двухтактной схеме.

Магнитная индукция  $B_m$  при сочетаниях параметров II, III и IV изменяется в пределах от максимальной ( $+B_m$ ) до минимальной ( $-B_m$ ), описывая полную петлю гистерезиса (см. рис. 2.36). Площадь полной петли гистерезиса представляет собой потери в магнитопроводе за один цикл его перемагничивания, и при одинаковом значении максимальной индукции  $B_m$  при сочетаниях параметров II, III и IV она оказывается заметно большей, чем в режиме с постоянным подмагничиванием.

### 2.4.3. Многофазные преобразователи напряжения

Многофазные преобразователи используются в основном в сетях переменного тока с напряжением синусоидальной формы. Рассмотрим энергетические соотношения в преобразователях для проведения их сравнительного анализа.

Известно, что полная мощность обмоток трансформатора (или электромагнитная мощность обмоток дросселя) представляет собой кажущуюся мощность переменного тока, которая определяется произведением действующих значений напряжения и тока:

$$P_{B.A} = mUI.$$

Это выражение можно представить в другом виде:

$$P_{B.A} = (mUI/U_d I_{вп.ср}) U_d I_{вп.ср} = mk_{\Phi}^u k_{\Phi}^i I_{вп.ср} U_d,$$

где  $k_{\Phi}^u$  — коэффициент формы напряжения;  $k_{\Phi}^i$  — коэффициент формы тока.

Известно также, что отношение  $1/mk_{\Phi}^u k_{\Phi}^i$  равно произведению КПД выпрямления  $\eta$  на полный коэффициент мощности  $\xi$ , т.е.

$$1/mk_{\Phi}^u k_{\Phi}^i = \eta \xi.$$

В свою очередь, полный коэффициент мощности равен произведению косинуса угла сдвига по фазе между напряжением и основной гармоникой тока (коэффициента мощности по первой гармонике) на коэффициент  $\nu$  мощности искажений:

$$\xi = \nu \cos \varphi.$$

Коэффициент полезного действия выпрямления  $\eta$  определяется отношением мощности  $P_{пр.ср}$  к активной мощности выпрямленного тока  $P_{a.пр.ср}$ , которая представляет собой среднее значение мощности пульсирующего тока за период

$$P_{a.пр.ср} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_d(\nu) I_{вп.ср}(\nu) d\nu,$$

$$\eta = P_{пр.ср} / P_{a.пр.ср}.$$

Если учесть активные потери во всех компонентах преобразователя с помощью коэффициента полезного действия  $\eta'' = P_{a.пр.ср} / P_a$ , то полное энергетическое уравнение можно представить следующим образом:

$$P_{B.A} = mk_{\Phi}^u k_{\Phi}^i P_{пр.ср} / \eta'' \text{ или } P_{B.A} = P_{пр.ср} / (\eta' \eta'' \xi).$$

Произведение  $\eta' \eta'' = \eta$  можно считать полным коэффициентом полезного действия, а произведение  $\eta \xi$  — полным энергетическим коэффициентом. С учетом этого

$$P_{B.A} = P_{пр.ср} / \eta \xi = P_{пр.ср} / N.$$

Введя понятие полной активной мощности  $P_a$ , т.е. мощности переменного тока с учетом потерь во всех компонентах преобразователя, величины  $\eta$  и  $\xi$  можно представить следующим образом:

$$\eta \xi = (P_{пр.ср} / P_{B.A}) (P_a / P_{пр.ср}) = (P_{пр.ср} / P_a) (P_a / P_{B.A}),$$

откуда в соответствии с физическим смыслом следует

$$\eta = P_{пр.ср} / P_a, \quad \xi = P_a / P_{B.A}.$$

Таким образом, определив значения величин  $P_{пр.ср}$  и  $P_{B.A}$  с помощью вольтметра и амперметра, а величины  $P_a$  с помощью ваттметра значения величин  $\eta$ ,  $\xi$ ,  $N$  можно найти простыми расчетными соотношениями.

#### 2.4.4. Преобразователи напряжения с амплитудной модуляцией по входу инвертора

Источник электропитания выполнен по структурной схеме, показанной на рис. 2.38. Входное напряжение в зависимости от номинального значения выходного напряжения ИЭП устанавливается дополнительными отводами от вторичной обмотки сетевого трансформатора, выпрямляется и поступает на регулирующий компонент непрерывного стабилизатора напряжения *HCH*, показанного на рис. 2.39.

Регулирующий компонент непрерывного стабилизатора на транзисторе *VT2* управляется усилителем постоянного тока, выполненным на операционном усилителе *DA1*. На инвертирующий вход операционного усилителя подается регулируемое напряжение от источника опорного напряжения, содержащего компоненты *VD1*, *R1*, *R2*. Регулирование источника опорного напряжения позволяет плавно изменять выходное напряжение непрерывного стабилизатора. На неинвертирующий вход операционного усилителя поступает напряжение обратной связи с высоковольтного делителя выходного напряжения или с дополнительной обмотки выходного трансформатора, что определяется заданной нестабильностью выходного напряжения при изменении тока нагрузки.

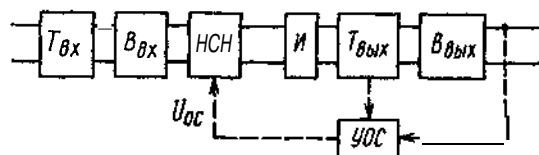


Рис. 2.38. Структурная схема источника электропитания со стабилизатором на входе инвертора: *Tвх* — трансформатор входной (сетевой); *Bвх* — выпрямитель входной; *HCH* — непрерывный стабилизатор напряжения; *И* — инвертор; *Tвых* — трансформатор выходной; *UOC* — устройство обратной связи; *Bвых* — выпрямитель выходной

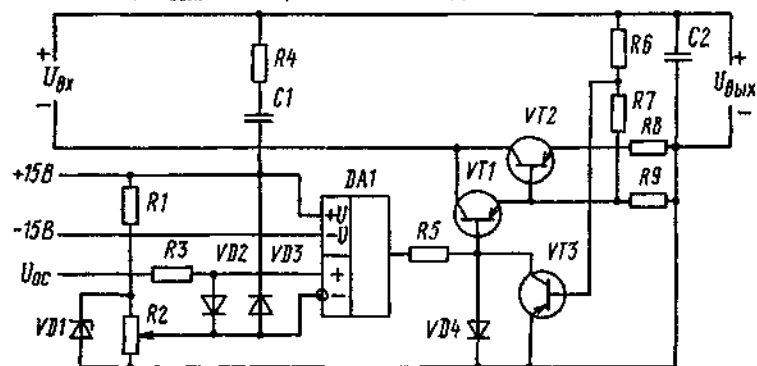


Рис. 2.39. Схема непрерывного стабилизатора напряжения

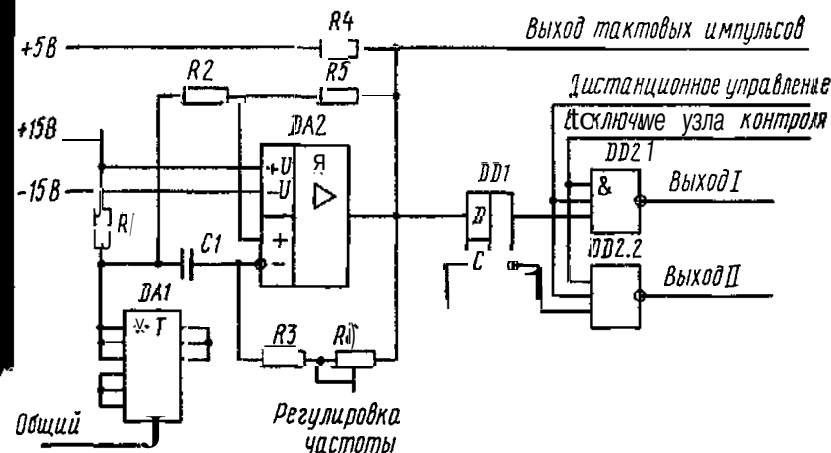


Рис. 2.40. Схема устройства управления инвертора

К этому же входу с положительного выхода подключена цепь *R4*, *C1*, обеспечивающая плавный выход в режим непрерывного стабилизатора напряжения ( $\tau = R4C1$ ) в момент включения и устранения низкочастотной сетевой пульсации на выходе указанного стабилизатора.

Для защиты источника электропитания от перегрузок и короткого замыкания на выходе стабилизатора предусмотрена схема токовой защиты на транзисторе *VT3*. При превышении номинального выходного тока источника электропитания на 20 % регулирующий компонент стабилизатора переходит в режим стабилизации тока. При устранении короткого замыкания выходное напряжение источника восстанавливается.

Выходное напряжение стабилизатора непрерывного действия подается на инвертор, в состав которого входят ключевые компоненты с узлом согласования и устройство управления. Схема устройства управления приведена на рис. 2.40. Генератор на интегральном компараторе *DA2* формирует тактовые импульсы, имеющие крутой фронт переключения (менее 100 нс). Крутой фронт необходим для надежного запуска счетного триггера *DD1*, преобразующего тактовые импульсы в паразитные сигналы со скажностью, равной двум. Напряжение возбуждения с триггера поступает на первые входы селекторов импульсов (компоненты *DD2.1*, *DD2.2*). Подачей на вторые входы этих селекторов логических уровней 1 или 0 осуществляется дистанционное управление включением и выключением источника электропитания.

С выходов селекторов сигналы поступают на узел согласования, схема которого показана на рис. 2.41. Транслирующие компоненты *DD1.1*...*DD1.4* служат для согласования входных сигналов устройства управления с транзисторами *VT1*, *VT2* и компонентами *DD2.1*, *DD2.2*, формирующими токи управления коммутирующими компонентами инвертора. Последние выполнены на транзисторах *VT3*, *VT4*, работаю-

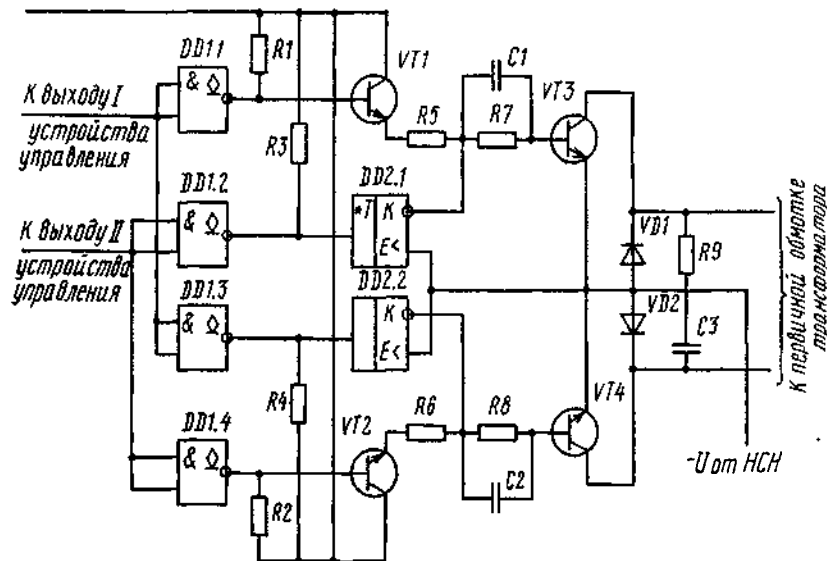


Рис. 2.41. Схема узла согласования и ключевых компонентов инвертора

щих в двухтактной схеме со средним отводом от первичной обмотки выходного трансформатора

Открытое состояние транзистора  $VT_1$  соответствует протеканию тока базы коммутирующего компонента  $VT_3$  через резистор  $R_7$ . При этом конденсатор заряжается до напряжения  $U_{C1} = R_7 \cdot I_{bVT3}$ . В момент выключения транзистора  $VT_1$  открывается транзистор сборки  $DD2.1$  и к переходу база-эмиттер транзистора  $VT_3$  прикладывается обратное напряжение, равное  $U_{C1}$ . Это напряжение форсирует выключение транзистора. Аналогичный процесс протекает в другом плече выходного каскада. Напряжение возбуждения с коллекторов транзисторов  $VT_3, VT_4$  поступает на первичную обмотку выходного трансформатора.

В источниках электропитания рассматриваемого типа используется узел автоматики и контроля (рис. 2.42), который в случае превышения выходным напряжением заданного значения выключает инвертор и выдает в цепь внешней автоматики сигнал в виде лог.1. Этот сигнал выдается во всех случаях отсутствия выходного напряжения. Компаратор  $DA2$  сравнивает напряжение опорного источника стабилизатора с напряжением от дополнительной обмотки трансформатора. При превышении выходным напряжением заданного уровня компаратор переключает триггер  $DD2$ . При этом лог 0, поступающий на селектор импульсов узла управления, выключает инвертор.

Для обеспечения необходимыми напряжениями компонентов схемы используется узел вспомогательного электропитания, обеспечивающий

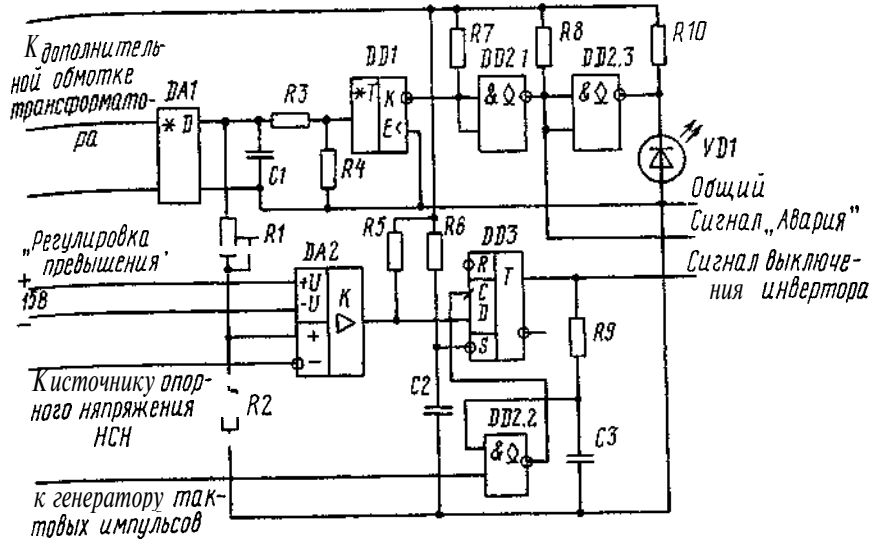


Рис. 2.42. Схема узла автоматики и контроля

напряжения 5 В и  $\pm 15$  В. Узел выполнен на двух интегральных стабилизаторах 142ЕН5А и 142ЕН6А.

## 2.4.5. Источники электропитания с микропроцессорным регулированием напряжения

Стабилизирующие источники электропитания обеспечивают нагрузку напряжением с заданными характеристиками при воздействии влияющих величин. В ряде случаев влияющие величины отличаются весьма широким диапазоном значений. Так, в цепи нагрузки в рабочем режиме могут иметь место короткие замыкания, т.е. возможно изменение выходного тока источника электропитания от нуля до максимального значения.

В некоторых системах электропитания входное напряжение источника электропитания в процессе работы может принимать значения, отличающиеся в 2 раза и более. Последний случай имеет место при электроснабжении электронных средств от солнечных батарей, аккумуляторов или их комбинации. В светлое время суток солнечные батареи обеспечивают энергией нагрузку и заряжают аккумуляторы. В темное время суток энергия в нагрузку поступает только от аккумуляторов. Аккумуляторы должны также обеспечивать работу при пиковых нагрузках в любое время суток.

Энергия от солнечных батарей не стабилизирована. Для ее преобразования и стабилизации наиболее подходящими являются цифровые стабилизаторы параллельного типа с микропроцессорным управле-



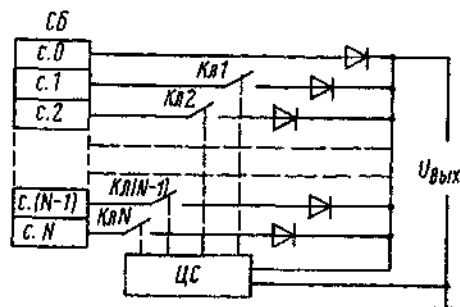


Рис. 2.43. Структурная схема системы электроснабжения с цифровым стабилизатором

нием. Основным преимуществом таких стабилизаторов по сравнению со стабилизаторами других типов является незначительное увеличение их массы и объема при существенном повышении мощности источника электроэнергии. Микропроцессор используется также для управления процессами заряда и разряда аккумуляторной батареи

На рис. 2.43 приведена структурная схема системы электроснабжения с цифровым стабилизатором ЦС параллельного типа. Стабилизатор ЦС осуществляет преобразование и регулирование электроэнергии, поступающей от солнечной батареи СБ. Солнечная батарея разделена на  $N$  секций. Основная секция с.0 постоянно подключена к выходной шине, а остальные секции (от с.1 до с. $N$ ) подключаются дополнительно к шине с помощью управляемых ключей  $Кя1 \dots КяN$ . В состав цифрового стабилизатора входит стабилизатор непрерывного действия НС (рис. 2.44), рассчитанный на стабилизацию одной основной секции с.0 батареи. Цифровой стабилизатор обрабатывает информацию о токе, протекающем через стабилизатор НС, и в зависимости от его значения подключает или отключает дополнительные секции. Так осуществляется грубая стабилизация напряжения.

Точная стабилизация осуществляется стабилизатором непрерывного действия НС. Сигнал с делителя напряжения  $R1, R2, R3$  (см рис. 2.44), подключаемого к выходной шине, сравнивается с опорным напряжением стабилитрона  $VD1$ . Усиленный устройством  $DA1$  сигнал рассогласования определяет ток, протекающий в силовой цепи стабилизатора. Для контроля этого тока предусмотрен резистор  $R9$ , сопротивление которого выбирается в зависимости от уровня максимального тока стабилизатора. Сигнал с резистора  $R9$  подается на схему сравнения, которая фиксирует превышение током допустимо максимального уровня  $I_{max}$  или уменьшение тока ниже допустимо минимального уровня  $I_{min}$ . Микропроцессор анализирует сигналы  $I_{min}$  и  $I_{max}$  и выдает команду на подключение или отключение секций солнечной батареи. Для обеспечения устойчивой работы системы электроснабжения выдача команд микропроцессором синхронизируется тактовыми сигналами.

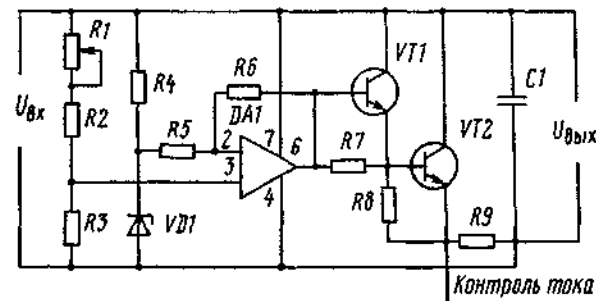


Рис. 2.44. Схема стабилизатора непрерывного действия в цепи основной секции

При неизменных нагрузке и освещенности солнечной батареи напряжение стабилизируется стабилизатором НС, а микропроцессор свободен от выполнения задач стабилизации системы и выполняет фоновые программы. Если ток стабилизатора НС выходит за пределы  $I_{min}$  и  $I_{max}$ , то выполнение микропроцессором фоновых программ прерывается. При этом инициируется подпрограмма считывания слов состояния системы и определения необходимости подключения или отключения секций солнечной батареи, изменяется слово состояния батареи, определяющее число подключенных секций. Затем микропроцессор переходит на выполнение фоновых программ, ожидая следующего прерывания.

С целью обеспечения максимального быстродействия микропроцессора в течение одного прерывания подключается или отключается только одна секция. Однако этого быстродействия недостаточно, чтобы система успела отреагировать на подключение или отключение секции к тому моменту, когда микропроцессор уже готов возвратиться к фоновой программе. Если такой возврат будет разрешен, то фоновая программа может сразу же вновь прерваться, так как система не сможет отреагировать на корректирующее воздействие.

Для устранения подобного режима коммутация секций солнечной батареи и возврат микропроцессора к выполнению фоновой программы синхронизируются тактовыми сигналами, частота которых принимается меньшей по сравнению с частотой микропроцессора. Так, если частота микропроцессора составляет несколько мегагерц, то частота тактовых сигналов выбирается равной нескольким килогерцам.

Выбор пониженной частоты синхронизации определяется несколькими факторами. Желательно, чтобы частота синхронизации имела максимально возможное значение. Однако емкость на выходе стабилизатора снижает скорость подключения или отключения солнечной батареи. Энергия, накопленная этой емкостью, должна обеспечивать подпитку нагрузки в течение времени, необходимого для подключения микропроцессором дополнительной секции. Чем дольше микропроцессор обрабатывает информацию и подключает секцию, тем большая емкость

—необходима для поддержания выходного напряжения в допустимых пределах. При снижении нагрузки емкость должна быть достаточно велика, чтобы пропускать избыточный ток в течение времени, необходимого для отключения микропроцессором секции от батареи.

Необходимо отметить также влияние емкости на работу стабилизатора, что учитывается при выборе тактовой частоты синхронизации. Для подключения или отключения одной секции и возврата микропроцессора к фоновой программе после превышения требуется 46 циклов. Отсюда следует, что при тактовой частоте микропроцессора 1 МГц максимальная возможная частота синхронизации системы не должна превышать  $10^6/46 = 21700$  Гц.

В источниках электропитания с микропроцессорным регулированием напряжения могут быть использованы однокристалльные микроЭВМ семейства МК48 или МК51, выполненные по высококачественной МОП-технологии (серия 1816) и КМОП-технологии (серия 1830). Переход на КМОП-технологии позволил на порядок снизить ток потребления МК51 по сравнению с МК48 имеют больший объем памяти команда и памяти данных. Кроме того, быстроедействие системы увеличивается от 2 до 10 раз (в зависимости от условий использования).

В табл. 2.4 приведены основные параметры микроЭВМ семейств МК48 и МК51. Указанные схемы выполняются в корпусе 2123.40-2. На рис. 2.45 показана схема включения микроЭВМ семейства МК51. В цепях электропитания микросхем фильтрующие высокочастотные конденсаторы емкостью 0,022...0,15 мкФ устанавливаются вблизи корпуса (не далее 50 мм). Допустимое значение статического потенциала не должно превышать 200 В.

Как отмечалось ранее, работа ряда источников электропитания характеризуется короткими замыканиями в цепи нагрузки. Такие режимы имеют место в передающих устройствах, содержащих мощные широкополосные клистроны, а также в ионных и ионно-плазменных устройствах на базе магнетронов для ионной имплантации, нанесения диэлектрических и металлических пленок, травления микрорельефа, осуществления операций очистки поверхности полупроводников.

К источникам электропитания указанных устройств предъявляются требования стабильности выходного напряжения, ограничения выходного тока и устойчивой работы при изменении нагрузки. При возникновении дугового разряда в клистроне или магнетроне должно обеспечиваться отключение устройства от источника электроэнергии. Источники электропитания должны обеспечивать также заданный диапазон регулирования выходных токов и напряжений.

Приведенные требования могут быть удовлетворены при помощи источника электропитания, выполненного по схеме на рис. 2.46 на базе микропроцессорного управления. Источник обеспечивает работу на активную или реактивную нагрузку и обладает малыми потерями в широком диапазоне регулирования. Учитывая большую мощность подобных

Таблица 2.4

Основные параметры микроЭВМ

Тип микросхемы	Объем внутренней памяти программ, байт	Тип памяти программ, байт	Объем внутренней памяти данных, байт	Максимальная частота следования тактовых сигналов МГц	Ток потребления, мА
KP1816BE35	Нет	Внешняя	64	6	135
KP1816BE48	1 К	УФППЗУ	64	6	135
KP1816BE39	Нет	Внешняя	128	11	110
KP1816BE49	2 К	ПЗУ	128	11	110
KP1830BE35	Нет	Внешняя	64	6	8
KP1830BE48	1 К	ПЗУ	64	6	8
KP1816BE31	Нет	Внешняя	128	12	150
KP1816BE51	4 К	ПЗУ	128	12	150
KM1816BE751	4 К	ППЗУ	128	12	220
KP1830BE31	Нет	Внешняя	128	12	18
KP1830BE51	4 К	ПЗУ	128	12	18

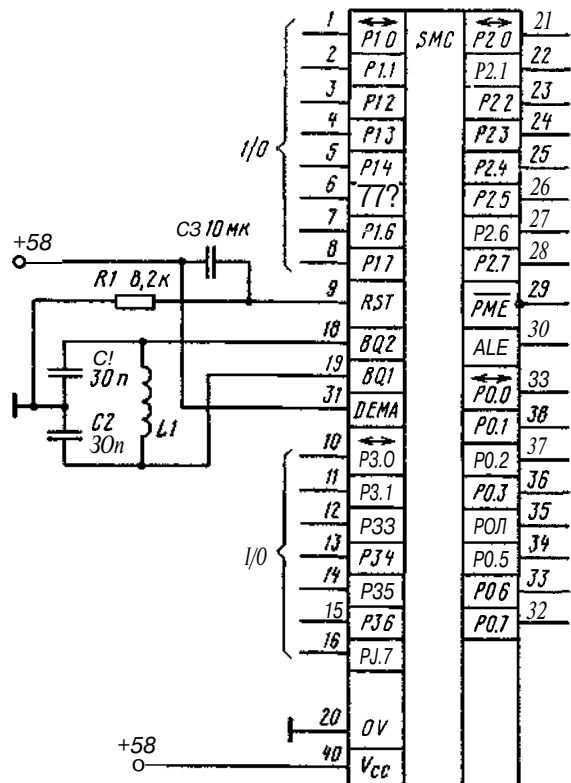


Рис. 2.45. Схема включения микроЭВМ семейства МК51

источников, целесообразно использовать входную сеть трехфазного тока для снижения пульсаций на выходе входного выпрямителя  $B_{вх}$ .

После сглаживания пульсаций входным фильтром  $\Phi_{вх}$  напряжение  $U_{вх}$  подается на силовые инверторы  $И1$  и  $И2$ , транзисторы которых работают в двухтактном ключевом режиме. Преобразователь напряжения  $ПН$  является вспомогательным источником служебных напряжений, которые необходимы для функционирования инверторов и микропроцессора. Сигналы на переключение силовых транзисторов  $VT1...VT4$  подаются от устройства управления  $УУ$  через промежуточные усилители  $ПУ1...ПУ4$ .

Напряжения с выходов инверторов  $И1$  и  $И2$  поступают на входы резонансных  $LC$ -контуров, затем повышаются трансформаторами  $TV1$  и  $TV2$ . К выходу каждого трансформатора подключен выходной выпрямитель  $B_{вых}$  с выходным фильтром  $\Phi_{вых}$ . Устройство коммутации  $УК$  обеспечивает заданный способ соединения выходов двух каналов источника (последовательно или параллельно), что позволяет увели-

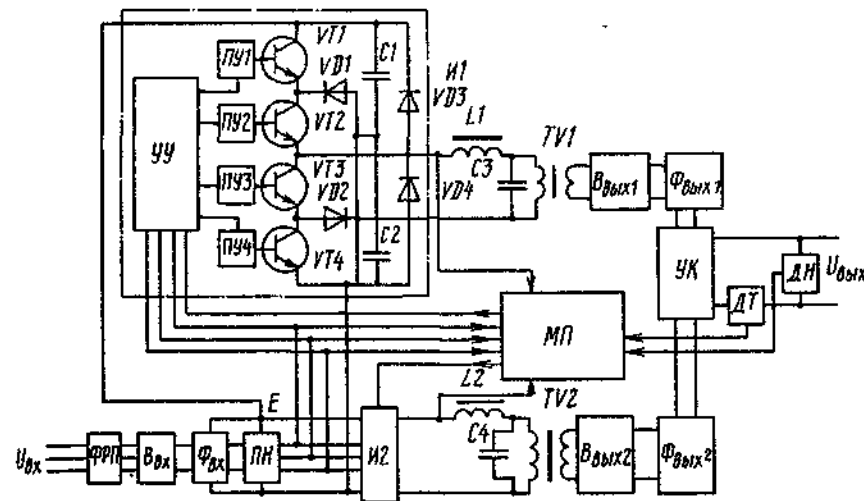


Рис. 2.46. Источник электропитания передающего устройства

чить выходное напряжение или выходной ток источника по сравнению с одним каналом.

В выходной цепи источника электропитания имеются датчик тока  $ДТ$  и датчик напряжения  $ДН$ , сигналы с которых подаются на микропроцессор  $МП$ . Кроме того, на микропроцессор подаются также сигналы с выходов инверторов  $И1$  и  $И2$ . После обработки сигналов формируются команды на переключение силовых транзисторов  $VT1...VT4$  инверторов, которые поступают в устройства управления  $УУ$ .

Инвертор работает следующим образом. В течение одного из полупериодов, когда транзисторы  $VT1$  и  $VT2$  открыты, а  $VT3$  и  $VT4$  закрыты, напряжение от конденсатора  $C1$  подается на выход инвертора. По окончании первого рабочего такта транзистор  $VT1$  закрывается и ток от индуктивности нагрузки инвертора протекает через диод  $VD1$  и открытый транзистор  $VT2$ . Напряжение на закрывшемся транзисторе в это время равно  $E/2$ , поскольку обеспечивается непрерывность тока в нагрузке и, следовательно, отсутствие превышения напряжений.

В течение второго рабочего такта закрывается транзистор  $VT2$ , открываются транзисторы  $VT3$ ,  $VT4$  и к нагрузке инвертора подается напряжение от конденсатора  $C2$ . По окончании второго рабочего такта транзистор  $VT4$  закрывается и ток от индуктивности нагрузки инвертора протекает через диод  $VD2$  и открытый транзистор  $VT3$ . Превышения напряжений при этом отсутствуют. Динамические потери в рассматриваемой схеме ниже, чем в полумостовой схеме без резонансного  $LC$ -контра, так как имеет место передача в нагрузку энергии, запасенной в индуктивности.

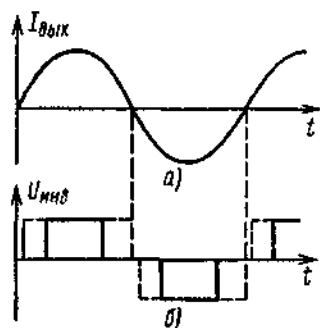


Рис. 2.47. Формы выходного тока (а) и выходного напряжения (б) в схеме с последовательным LC-контуром

нуль совпадают с моментами коммутации транзисторов  $VT1$  и  $VT4$ , переключение которых происходит в обесточенном состоянии. При этом инвертор отдает в нагрузку максимальную мощность.

Наличие последовательного резонансного контура обеспечивает автоматическое выравнивание напряжения на конденсаторах  $C1$  и  $C2$  емкостного делителя. При увеличении напряжения на одном из конденсаторов энергия, отбираемая в нагрузку от этого конденсатора, возрастает и он разряжается в большей степени по сравнению с другим. Следует также отметить, что применение контура ограничивает ток заряда выходных конденсаторов, что является существенным при работе источника электропитания на мощную емкостную нагрузку, поскольку накопление энергии в контуре происходит в течение определенного времени.

Для электропитания лазерных установок применяются источники, которые должны обладать требуемым быстродействием и ограничивать ток при коротких замыканиях в выходной цепи. Выполнение этих требований обеспечивается преобразователями с частотным регулированием и дозированной передачей электроэнергии в нагрузку. Функциональная схема такого источника электропитания приведена на рис. 2.48, где  $B$  — выпрямитель,  $\Phi$  — фильтр,  $M$  — модулятор,  $УУ$  — устройство управления,  $МПК$  — микропроцессорный контроллер,  $ДТ1$  и  $ДТ2$  — датчики тока,  $ДН$  — датчик напряжения,  $VL$  — нагрузка.

Модулятор  $M$  содержит тиристоры  $VS1 \dots VS4$  и дозирующий конденсатор  $C1$ . Тиристоры отпираются импульсами от устройства управления  $УУ$  и перезаряжают дозирующий конденсатор  $C1$ . Момент отпирания определяется уровнями поступающих в устройство управления сигналов от датчика тока  $ДТ1$  в цепи емкости, датчика тока  $ДТ2$  в цепи

На выходе инвертора формируются импульсы напряжения прямоугольной формы с максимальным значением  $U_{вх}$  и изменяющейся длительностью по закону управляющего сигнала. Форма выходного напряжения приведена на рис. 2.47, б.

Последовательный резонансный LC-контур на выходе инвертора настраивается на частоту первой гармоники последовательности прямоугольных импульсов и обеспечивает параметрическую стабилизацию тока в нагрузке. В результате выделения контуром первой гармоники в нагрузку передается через согласующий трансформатор ток синусоидальной формы (рис. 2.47, а). При максимальной ширине рабочего импульса, равного половине периода преобразования, моменты перехода тока через

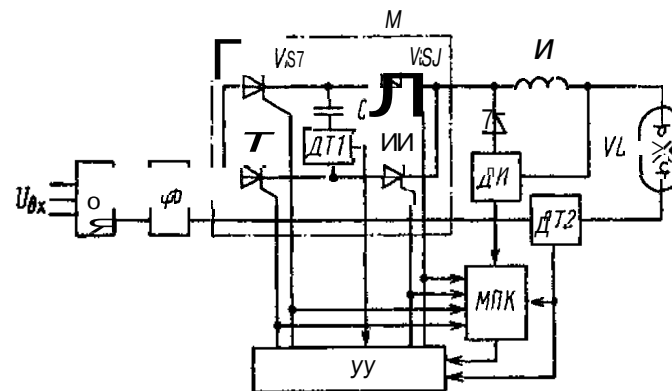


Рис. 2.48. Функциональная схема источника электропитания лазера

нагрузки и значением опорного тока  $I_{оп}$  от микропроцессорного контроллера  $МПК$ . После цикла коммутации в нагрузку передается электроэнергия от конденсатора, предварительно заряженного до напряжения  $U_C$ . В результате перезаряда напряжение на конденсаторе изменяется от  $+U_C$  до  $-U_C$ . Во время перезаряда до момента равенства напряжений заряженного конденсатора  $U_C$  и нагрузки  $U_H$  ток увеличивается, затем начинает уменьшаться и с момента запираания тиристоров скорость спада тока определяется зависимостью

$$dI/dt = -dU_H/L.$$

В устройстве управления сравниваются мгновенные значения тока нагрузки и опорного тока. При равенстве этих токов и окончании перезаряда конденсатора выдается импульс от устройства управления на отпирание очередной пары тиристоров, затем процесс повторяется. Если перезаряд конденсатора не окончился, то отпирание тиристоров задерживается до окончания перезаряда. Благодаря выполнению этого условия предотвращается протекание сквозного тока через нагрузку.

Нормальный режим работы источника характеризуется тем, что тиристоры отпираются при достижении током нагрузки  $I_H$  значения опорного тока  $I_{оп}$ . Это режим однопозиционного слежения, при котором имеет место зависимость  $I_H = I_{оп} + I_H/2$ . Второе слагаемое в правой части равенства учитывает пульсации среднего тока нагрузки. Амплитуда этих пульсаций определяется нагрузкой.

Защитные функции источника электропитания при появлении признаков короткого замыкания в цепи нагрузки осуществляются следующим образом. В качестве указанных признаков приняты знак и значение отношения величин  $dU_H/dI_H$  и скорость изменения напряжения  $dU_H/dt$ . По результатам замеров  $dU_H/dI_H$  и  $dU_H/dt$  проводится коррекция значения опорного тока  $I_{оп}$ , что обеспечивает ограничение тока нагрузки.

Нарастание тока при коротком замыкании в выходной цепи источника электропитания происходит с весьма высокой скоростью, поэтому необходимо предельно возможное быстродействие устройства защиты. Источники электропитания с тиристорным модулятором и дозированной передачей электроэнергии имеют максимальную рабочую частоту примерно 8 кГц. При этой частоте коррекцию опорного тока необходимо провести за время, не превышающее 125 мкс. Указанное время обеспечивается построением микропроцессорного контроллера на базе однокристалльной микроЭВМ типа 1816BE51. В контроллер поступает информация от датчиков тока нагрузки и напряжения, рассчитывается отношение величин  $dU_H/dI_H$  и определяется новое значение опорного тока, которое подается в устройство управления.

## Глава 3

### Компоненты источников электропитания

#### 3.1. Транзисторы и транзисторные ключи

##### 3.1.1. Биполярные транзисторы

Транзисторы в силовых узлах источников электропитания импульсного действия работают в ключевом режиме, который характеризуется двумя основными состояниями. В течение определенной части периода коммутации транзистор находится в *открытом (насыщенном) состоянии*, в течение оставшейся части периода — в *закрытом состоянии*. При переходе из закрытого состояния в открытое (процесс включения) или из открытого состояния в закрытое (процесс выключения) транзистор кратковременно находится в *активной области*. Время нахождения в активной области составляет доли или единицы микросекунд, что обычно на несколько порядков меньше длительности открытого или закрытого состояния.

При выборе типа транзистора и числа транзисторов для конкретной схемы определяющими являются мгновенные значения напряжения в закрытом состоянии и тока в открытом состоянии, а также их сочетание в активной области. Предельно допустимые сочетания параметров приводятся в технических условиях на транзисторы в виде графика области безопасной работы, называемой также областью максимальных режимов (рис. 3.1). Типовая область безопасной работы транзистора размещена внутри ломаной линии, состоящей из четырех отрезков (1, 2, 3 и 4).

Максимальное граничное значение тока коллектора  $I_K$  (отрезок 1) определяется из условия допустимой плотности тока для выбранной транзисторной структуры и конструкции. При увеличении плотности тока нагрев транзистора повышается, что приводит к снижению коэффициента усиления. Максимальная рассеиваемая мощность при работе транзистора в активной области ограничивается отрезком 2 и определяется допустимой температурой нагрева кристалла. Отрезок 3 ограничивает сочетание токов и напряжений, не вызывающих вторичный пробой транзисторной

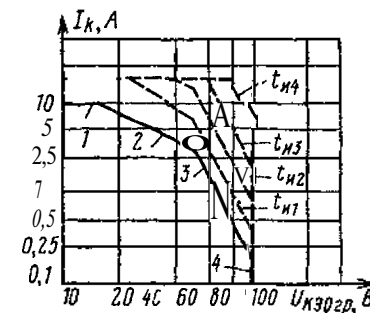


Рис. 3.1. График области безопасной работы транзистора для различных длительностей импульсов

структуры. Отрезок 4 ограничивает значение напряжения  $U_{КЭ0 гр}$ , которое соответствует напряжению первичного лавинного пробоя при разомкнутой цепи базы (т.е. когда ток базы  $I_B = 0$ ).

Положение линии 3 зависит от режима цепи управления транзистором. При обратном смещении цепи эмиттер — база в процессе выключения транзистора вторичный пробой наступает при меньших значениях импульсной мощности по сравнению с мощностью в режиме прямого смещения в процессе включения транзистора. Это объясняется концентрацией избыточных носителей, которая прямо пропорциональна значению запирающего тока во входной цепи транзистора.

Различают две разновидности вторичного пробоя: тепловой и токовый. *Тепловой вторичный пробой* вызывается неоднородностью проводимости кристалла в отдельных местах и, следовательно, различными плотностью тока и температурой по поверхности кристалла. При повышении температуры ее неравномерность увеличивается, на поверхности образуются так называемые «горячие пятна» и через определенное время происходит полное проплавление кристалла в этих локальных областях, приводящее к короткому замыканию цепи эмиттер-коллектор. *Токовый вторичный пробой* происходит при критическом значении плотности тока, когда увеличение напряженности поля приводит к неконтролируемому умножению носителей в обедненном слое коллектора. При этом напряжение на транзисторе резко уменьшается до 5...8 В. *Токовый вторичный пробой* в отличие от теплового определяется импульсной мощностью и не зависит от времени нахождения транзистора в области критического сочетания значений напряжения и тока.

При кратковременном нахождении транзистора в активной области и в области насыщения границы безопасной работы расширяются. На рис. 3.1 штриховыми линиями показаны смещения линий 2, 3 и 4 для различных значений длительности импульсов  $t_{и1} > t_{и2} > t_{и3} > t_{и4}$ . При длительности импульса порядка десятков микросекунд работа транзистора определяется только максимальным током и мощностью вторичного пробоя (линия 3 укорачивается до нуля). Допустимый максимальный импульсный ток обычно в 2...3 раза больше допустимого максимального постоянного тока.

Область **безопасной** работы приводится обычно для определенной температуры корпуса транзистора. Для иного значения температуры необходимо учитывать перемещение линии 3 в соответствии с зависимостью допустимой рассеиваемой мощности  $P_{рас}$  от температуры корпуса  $\theta_k$ :

$$P_{рас} = (\theta_{пер} - \theta_k) / R_{\theta},$$

где  $\theta_{пер}$  — предельно допустимая температура перехода транзисторной структуры;  $R_{\theta}$  — **тепловое** сопротивление между переходом транзисторной структуры и корпусом.

Температура корпуса  $\theta_{к0}$ , выше которой начинается снижение допустимой рассеиваемой мощности (рис. 3.2), определяется из уравнения

$$\theta_{к0} = \theta_{пер} - P_{рас ном} R_{\theta},$$

где  $P_{рас ном}$  — номинальная длительно рассеиваемая мощность. Положение линии 3 слабо зависит от температуры корпуса, особенно при токовом вторичном пробое. Линии 1 и 4 устанавливаются в технических условиях для всего интервала рабочих температур.

Потери мощности в транзисторах, работающих в режиме переключения, состоят из потерь статических и динамических. *Статические потери*  $P_{ст}$  определяются суммой потерь в состояниях насыщения  $P_{нас}$  и отсечки  $P_{отс}$ :

$$P_{ст} = P_{нас} + P_{отс} = I_{тд}^2 R_{нас} + I_{Б ср} U_{ЭВ нас} + I_{КЭ} U_{КЭ} (1 - \gamma),$$

где  $I_{тд}$  — действующее значение тока транзистора;  $I_{Б ср}$  — среднее значение тока базы;  $R_{нас} = U_{КЭ нас} / I_{К ном}$  — сопротивление насыщения;  $U_{КЭ нас}$  и  $U_{ЭВ нас}$  — остаточные напряжения в режиме насыщения в силовой и входной цепях соответственно;  $I_{КЭ}$  — ток коллектора закрытого транзистора;  $U_{КЭ}$  — напряжение на закрытом транзисторе;  $\gamma = t_{и} / T$  — коэффициент заполнения;  $t_{и}$  — длительность импульса.

Динамические потери мощности  $P_{дин}$  находятся из уравнения

$$P_{дин} = P_{и вкл} t_{вкл} / T + P_{и выкл} t_{выкл} / T$$

где  $P_{и вкл}$  и  $P_{и выкл}$  — импульсная (пиковая) мощность в процессе включения и выключения транзистора соответственно;  $T$  — период коммутации транзистора;  $t_{вкл}$  и  $t_{выкл}$  — эквивалентное время рассеяния мощности в процессе включения и выключения соответственно.

Значения  $t_{вкл}$  и  $t_{выкл}$  определяются после приведения импульса мощности к прямоугольной форме с амплитудой  $P_{и вкл}$  и  $P_{и выкл}$  методом равенства площадей (Ватт — секунды). Амплитуды импульсов мощности  $P_{и вкл}$  и  $P_{и выкл}$  могут быть определены осциллографированием траектории рабочей точки в процессе включения и выключения. Для этого на канал У высокочастотного осциллографа подается ток  $i_k$ , а на канал X — напряжение  $u_{ЭК}$ .

Выбор транзистора для работы в ключевом режиме определяется следующими основными физическими и конструктивно-технологическими параметрами:

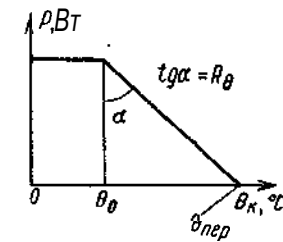


Рис. 3.2. Зависимость допустимой рассеиваемой мощности от температуры корпуса

малым временем рассасывания  $t_{\text{рас}}$  для обеспечения быстродействия ключа;

малыми временами включения (нарастания тока)  $t_{\text{вкл}}$  и выключения (спада тока)  $t_{\text{выкл}}$  для снижения динамических потерь;

реальным током загрузки  $I_{\text{ккл}}$  — классификационным током, превышение которого технически нецелесообразно;

минимальными потерями  $P_{\text{нас}}$  во включенном состоянии;

коэффициентом передачи тока транзистора в ключевом режиме  $h_{21 \text{ нас}}$ , определяющим приведенные выше параметры и требуемую мощность предварительного усилителя;

массой  $m_{\text{т}}$ ;

площадью  $S_{\text{т}}$ , занимаемой корпусом транзистора на теплоотводе;

площадью кристалла транзистора  $S_{\text{кр}}$ .

Удовлетворение всех требований к транзистору не представляется возможным, так как некоторые из них являются взаимоисключающими. В большинстве практических случаев решающим является какой-либо один параметр, например коэффициент передачи  $h_{21 \text{ нас}}$  при выборе транзистора для маломощных устройств управления или для синхронного выпрямителя. При больших рабочих токах важное значение приобретает напряжение  $U_{\text{кэ нас}}$ .

В табл. 3.1 приведены для сравнения параметры некоторых биполярных транзисторов при работе в ключевом режиме.

Таблица 3.1

Параметры биполярных транзисторов в ключевом режиме

Параметр	Тип транзистора			
	2Т945	286ЕПЗ	2Т836Б	2Т866А
Допустимый максимальный ток коллектора, А	15	5	3	10
Рекомендуемый (классификационный) ток загрузки транзистора, А	3,5	2	2	3,5
Коэффициент передачи тока транзистора в ключевом режиме, $h_{21 \text{ нас}}$	12	10	25	10
Мощность минимальных потерь для тока, Вт	1,1	0,65	0,6	1,4

### 3.1.2. Полевые транзисторы

Полевые транзисторы — активные полупроводниковые приборы, управляемые полем. Они имеют тонкую область полупроводника (канал) с контактами истока и стока. Область канала покрыта затвором.

**МДП-транзисторы** имеют металлический или поликристаллический затвор, отделенный от канала тонким слоем диэлектрика. Поле затвора индуцирует основные носители в канале. Такие приборы называют **МДП-транзисторами с индуцированным каналом**. Нормально они закрыты и **открываются**, когда напряжение затвор — исток превышает определенный пороговый уровень  $U_0$ . Этот уровень находится в пределах от долей вольта (для транзисторов с горизонтальной структурой) до единиц вольта (для транзисторов с вертикальной структурой). При низких значениях  $U_0$  повышается быстродействие, при высоких значениях  $U_0$  повышается **помехоустойчивость** транзисторов. Если канал выполняется проводящим ток, то приборы этого типа называются МДП-транзисторами **со встроенным каналом**. Они нормально открыты и управляются напряжением на затворе различной полярности.

К достоинствам полевых транзисторов относятся:

малая мощность управления в статическом режиме;

высокая скорость переключения, благодаря чему снижаются динамические потери в ключевых схемах;

отсутствие теплового пробоя и слабая подверженность **вторичному пробую**;

самоограничение тока стока, обеспечивающее их параллельную работу.

К недостаткам полевых транзисторов относятся:

выход из строя при электрических перегрузках по напряжению (даже кратковременных);

повышенные по сравнению с биполярными транзисторами остаточные напряжения, что увеличивает потери в статическом режиме;

меньшая по сравнению с биполярными транзисторами радиационная стойкость.

Полевые транзисторы характеризуются семейством выходных вольт-амперных характеристик, т.е. зависимостью тока стока  $I_{\text{с}}$  от напряжений сток — исток  $U_{\text{си}}$  и затвор — исток  $U_{\text{зи}}$ . Для малых приращений тока стока справедлива зависимость

$$dI_{\text{с}} = \frac{\partial I_{\text{с}}}{\partial U_{\text{зи}}} dU_{\text{зи}} + \frac{\partial I_{\text{с}}}{\partial U_{\text{си}}} dU_{\text{си}} = S dU_{\text{зи}} + \frac{\partial I_{\text{с}}}{R_{\text{вн}}},$$

где параметр  $S = \partial I_{\text{с}} / \partial U_{\text{зи}} \approx \Delta I_{\text{с}} / \Delta U_{\text{зи}}$  называется **крутизной**, а  $R_{\text{вн}} = \partial I_{\text{с}} / \partial I_{\text{с}} \approx \Delta U_{\text{си}} / \Delta I_{\text{с}}$  — **внутренним сопротивлением транзистора**. Эти параметры зависят от постоянной составляющей тока стока, т.е. от положения рабочей точки на вольт-амперной характеристике.

**Транзисторы** с большими допустимыми токами стока имеют высокие

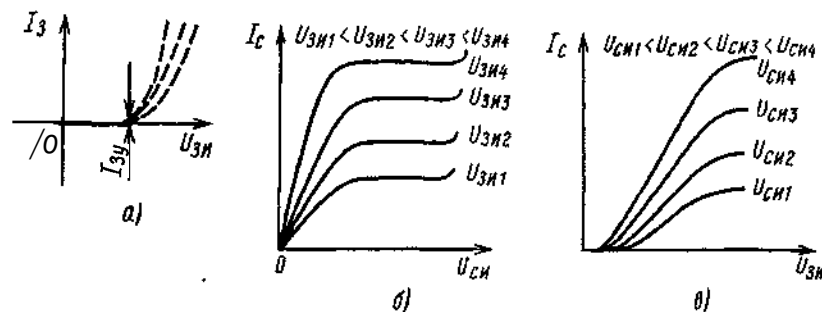


Рис. 3.3. Семейства статических ВАХ мощного МДП-транзистора: а — входные; б — выходные; в — передаточные

значения крутизны 5, так как площадь затвора при этом достаточно велика и транзистор хорошо управляем.

Различают три типа ВАХ полевых транзисторов: входные, выходные и передаточные. Входные ВАХ (рис. 3.3, а) описывают зависимость тока затвора  $I_з$  от напряжения на затворе  $U_{зи}$  при  $U_{си} = \text{const}$ . При различных значениях  $U_{си}$  получаем семейство входных ВАХ. Выходные ВАХ (рис. 3.3, б) описывают зависимость тока стока  $I_с$  от напряжения на стоке  $U_{си}$  при разных  $U_{зи} = \text{const}$ . Передаточные ВАХ (рис. 3.3, в) описывают зависимость тока стока  $I_с$  от напряжения на затворе  $U_{зи}$  при разных  $U_{си} = \text{const}$ .

У мощных МДП-транзисторов входные токи весьма малы в связи с изоляцией затвора, поэтому их измерение представляет существенные трудности и входные ВАХ таких приборов обычно не приводятся. Иногда может быть указан ток утечки затвора  $I_{з0}$ , который характеризует качество изоляции затвора и имеет низкое значение (например, у транзистора КР902 он меньше 3 нА). При больших значениях напряжения  $U_{зи}$  резко возрастает ток  $I_з$  вследствие пробоя диэлектрика затвора или стабилитрона, который защищает цепь затвора от пробоя. Этот стабилитрон сформирован в структуре прибора.

Таблица 3.2  
Параметры полевых транзисторов с горизонтальной структурой

Тип транзистора	$I_{с \text{ max.}}$ А	$U_{си \text{ max.}}$ В	$S$ , мА/В	$C_{зи}$ , пФ	$R_{си}$ , Ом
КР901	2	85	120	40	8
КР902	0,2	70	20	6,5	50
КР904	7,5	100	450	180	2
КР905	0,3	60	30	5	33
КР907	2,2	60	185	20	5
КР908	0,3	55	32	3,8	30

Таблица 3.3

Параметры полевых транзисторов с вертикальной структурой

Тип транзистора	Тип структуры	$I_{с0 \text{ max.}}$ В	$I_{с0}$ , А	$R_{си0 \text{ вкл.}}$ Ом	$C_{11}$ , Вт	$P_{рас.}$ Вт	Тип корпуса
2П701А	с	500 400	9	1,5 1,2	1100	48	КТ-57
2П701Б	р	150 100	12	0,85 0,7	1508	60	КТ-57
2П703А	с	288	18	0,35 0,5	1850	75	КТ-98-2
2П703Б	п	500 400	5 7	8,7 2,5	1508	125	КТ-9
КР704А	с	500 400	23	0,65 8,4...0,6	2508	108	КТ-61А
КР704Б	п	1008 800	3 4,5	4,0 4,0	1108	60	КТ-57
КР705А	с	60	4	8,45	150	2	КТ-27
КР705(Б,В)	п	688	8	1,6	1500	68	КТ-98
2П706А	с	45	15	8,8	1500	60	КТ-98
2П706(Б,В)	п	108	15...20	0,2 0,4	1700	75	КТ-9
2П803А	с	100	15...20	0,2 0,2	1708	60	КТ-9(А,Б) КТ-98(А,Б)
2П803Б	п	100	15...20	0,2 0,2	1708	60	КТ-9(А,Б) КТ-98(А,Б)
КР804	с	100	15...20	0,2 0,2	1708	60	КТ-9(А,Б) КТ-98(А,Б)
КР805	п	100	15...20	0,2 0,2	1708	60	КТ-9(А,Б) КТ-98(А,Б)
КР921	с	100	15...20	0,2 0,2	1708	60	КТ-9(А,Б) КТ-98(А,Б)
2П922А	с	100	15...20	0,2 0,2	1708	60	КТ-9(А,Б) КТ-98(А,Б)
2П922Б	п	100	15...20	0,2 0,2	1708	60	КТ-9(А,Б) КТ-98(А,Б)
КР922(А,А1) КР922(Б,Б1)	с	100	15...20	0,2 0,2	1708	60	КТ-9(А,Б) КТ-98(А,Б)



Кривые выходных ВАХ имеют три характерных участка, плавно переходящих один в другой. При малых  $U_{СИ}$  имеет место резкое возрастание  $I_C$  с увеличением  $U_{СИ}$ , затем плавное изменение  $I_C$  и резкий рост тока  $I_C$  при значениях  $U_{СИ}$ , приближающихся к уровню электрического пробоя. Третья область является **нерабочей**, так как в ней происходит пробой транзистора.

Семейство передаточных характеристик у маломощных транзисторов отличается нелинейностью, в то время как у мощных МДП-транзисторов с горизонтальным каналом (КП901, КП902, КП904, КП905 и др.) средняя часть передаточных ВАХ приближается к линейной. В табл. 3.2 приведены параметры полевых транзисторов с горизонтальной структурой. В табл. 3.3 помещены основные параметры полевых транзисторов с вертикальной структурой.

### 3.1.3. Ключи на биполярных транзисторах

По схемному построению ключи на биполярных транзисторах можно условно разделить на следующие основные типы.

- с потенциальным управлением (рис. 3.4 и 3.5);
- с управлением через разделительный трансформатор (рис. 3.6);
- с управлением от выходного трансформатора преобразователя (рис. 3.7);
- с пропорционально-токовым управлением выходного транзистора от трансформатора тока, когда мгновенные значения базового тока изменяются в соответствии с изменениями тока коллектора (рис. 3.8 и 3.9).

#### Ключи с потенциальным управлением

В схеме эмиттерного повторителя на рис. 3.4, а управление осуществляется импульсами синхронизирующего напряжения  $U_y$  положительной полярности. Длительность импульса прямого (открывающего) тока  $I_{б2}$  базы транзистора  $VT2$  равна  $t_{и} = t_1 - t_p$ , где  $t_1$  — длительность импульса тока коллектора,  $t_p$  — время рассасывания избыточных зарядов в полупроводниковой структуре насыщенного транзистора  $VT2$ .

Надежная работа ключа обеспечивается при напряжении источника

$$E_b \geq (3 \dots 5)(U_{бэ2} + U_{кэ1}),$$

где  $U_{бэ2}$  — падение напряжения на открытом переходе база-эмиттер транзистора  $VT2$ ;  $U_{кэ1}$  — падение напряжения на открытом управляющем транзисторе  $VT1$ .

Сопротивление резистора  $R1$ , задающего ток базы  $I_{б2}$ , может быть найдено из выражения

$$R_1 \leq \frac{E_1 - U_{бэ2} - U_{кэ1}}{(I_{Кmax}/h_{21нас}) + I(U_{бэ2}/R_2)},$$

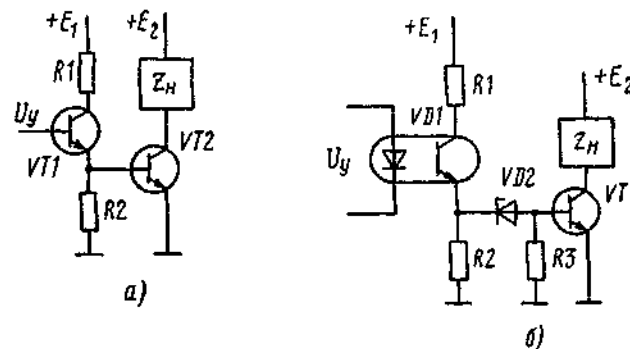


Рис. 3.4. Схемы ключей с потенциальным управлением: а — эмиттерный повторитель; б — с управлением от оптопары

где  $h_{21э2}$  — коэффициент передачи тока транзистора  $VT2$  в ключевом режиме.

Сопротивление резистора  $R2$  зависит от допустимого максимального значения напряжения коллектор-эмиттер  $U_{кэ max}$  транзистора  $VT2$ . Для современных мощных транзисторов в технических условиях обычно задается  $R2 = 10$  Ом, т.е. существенная часть тока, протекающего через резистор  $R1$ , ответвляется в  $R2$ . При этом потери мощности, обусловленные наличием резистора  $R2$ ,

$$P_{R2} \approx E_1 U_{бэ2} / R_2$$

слабо зависят от тока коллектора  $I_{К max}$ , а значит, и от нагрузки преобразователя. При  $E_1 = 6 \dots 12$  В эти потери составят около 1 Вт, а при увеличении  $E_1$  до нескольких десятков вольт становятся недопустимо большими.

Вход транзисторного ключа может быть электрически изолирован от управляющих импульсов  $U_y$  посредством оптопары, как это показано на рис. 3.4, б. Здесь стабилитрон  $VD2$  и резистор  $R2$  служат для устранения отрицательного влияния темнового тока фототранзистора.

В схемах ключей на рис. 3.4, а, б происходит пассивное рассасывание заряда в выходных транзисторах, т.е. уменьшение тока базы этих транзисторов определяется лишь электрическим сопротивлением в контуре рассасывания. Этими сопротивлениями являются  $R2$  на рис. 3.4, а и  $R3$  на рис. 3.4, б. Пассивное запирающее может привести к значительному увеличению потерь мощности, а также к повторному открыванию выходного транзистора.

Для существенного уменьшения времени рассасывания  $t_p$  применяется активное запирающее выходного транзистора при помощи внешнего источника  $E_p$ , позволяющего задавать гарантированное значение тока базы. Одна из таких схем приведена на рис. 3.5, а. Значение напряжения  $E_p$  выбирается обычно не более 0,7 от допустимого обратного напряжения база-эмиттер выходного транзистора  $VT2$ . Заниженные значения  $E_p$  могут привести к неустойчивости тока базы  $I_{б2}$  при изменении

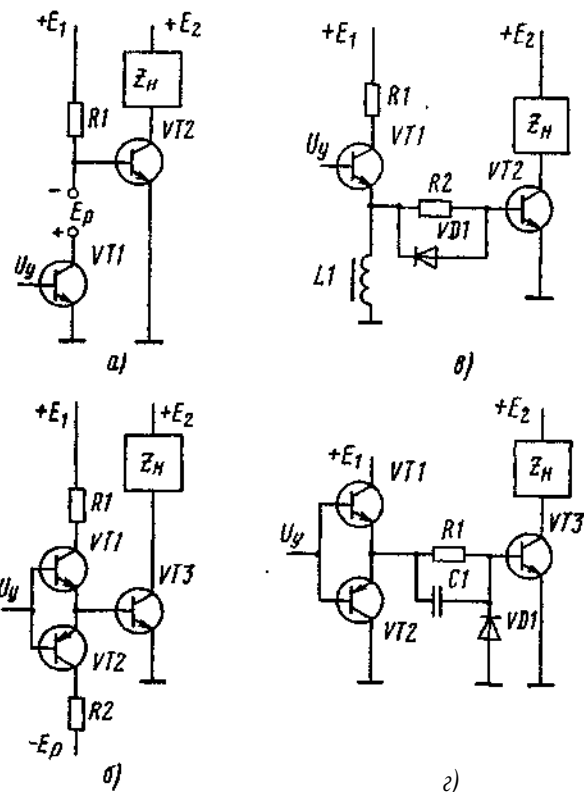


Рис. 3.5. Схемы ключей с активным рассасыванием зарядов: а — с управлением от шунтирующего транзистора; б — с управлением от двухтактного ключа; в — с формирующей индуктивностью; г — с форсирующим конденсатором

температуры и влиянии разброса параметров транзисторов. Формирование запирающего тока происходит при открытом транзисторе  $VT1$ . При закрытом транзисторе  $VT1$  источник  $E_p$  отключается и через базу транзистора  $VT2$  протекает ток, ограничиваемый резистором  $R1$ . Энергетическая эффективность рассматриваемого ключа **невысокая**, так как при открытом транзисторе  $VT1$  имеют место потери мощности. При уменьшении разности между значениями напряжений  $E_1$  и  $E_p$  снижаются потери мощности в резисторе  $R1$ :

$$P_{R1} = \frac{(T - t_1)E_1^2}{TR_1} \left[ \left(1 - \frac{E_p}{E_1}\right)^2 + \frac{t_p}{T - t_1} \left(1 - \frac{U_{бэ2}}{E_1}\right)^2 \right],$$

где  $T$  — период частоты преобразования.

Меньшими потерями мощности обладает схема **ключа**, приведенная на рис. 3.5,б. Здесь для управления транзистором  $VT3$  используется комплементарная пара транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ . Резистор  $R1$  формирует импульс тока базы. Сопротивление резистора  $R2$  определяется из выражения

$$R_2 = (E_p - U_{кэ2} + U_{бэ3})/I_{б2}.$$

Схема позволяет реализовать требуемое быстродействие при сравнительно небольших затратах мощности.

Схема ключа без дополнительного источника  $E_p$  приведена на рис. 3.5,в. Здесь за время формирования импульса тока  $I_{б1}$  (в базе транзистора  $VT1$ ) в индуктивности  $L1$  накапливается энергия, которая после **запира**ния транзистора  $VT1$  передается в базовую цепь транзистора  $VT2$ , вызывая появление базового тока обратной полярности  $I_{б2}$ . При увеличении индуктивности  $L1$  увеличивается запасенная энергия и, следовательно, ток  $I_{б2}$ . Однако это ведет к уменьшению КПД ключа и накладывает определенные ограничения на максимальную длительность импульса  $t_{и}$ .

В источниках электропитания электронных средств используются схемы ключей, где в качестве источника рассасывающего тока применяются конденсаторы, заряженные в предыдущем такте работы. Простая схема ключа с форсирующим конденсатором  $C1$  приведена на рис. 3.5,г. При открытом транзисторе  $VT1$  формируется импульс тока  $I_{б3}$ , причем наличие ускоряющего конденсатора  $C1$  приводит к форсированному открыванию транзистора  $VT3$ . Разряд заряженного конденсатора  $C1$  происходит при открытом транзисторе  $VT2$ , причем энергия, запасенная конденсатором, обычно невелика.

Схемы на рис. 3.5,а-г могут использоваться при коммутируемых мощностях до нескольких ватт и транзисторах с малыми временами рассасывания. Частота переключения при этом составляет несколько десятков кГц. Схемы ключей на рис. 3.5,а,б имеют ограниченное применение из-за необходимости источника  $E_p$ , который должен иметь малые монтажные емкости относительно источника  $E_1$  или  $E_2$ . В схеме ключа на рис. 3.5,в индуктивность  $L1$  находит применение в отдельных случаях. Как вспомогательный источник тока  $I_{б2}$ , дополнительный к основному.

Источники электропитания с ключами (рис. 3.4 и 3.5) выполняются с частотой преобразования до 100 кГц. Схема с ускоряющим конденсатором на рис. 3.5,г используется при малых мощностях источников электропитания и может рассматриваться как дополнительная (повышающая частоту /) к схеме ключа на рис. 3.5,в.

### Ключ с управлением через разделительный трансформатор

Применение разделительного трансформатора в цепи управления выходным транзистором ключа обеспечивает электрическую изоляцию входных цепей от выходных, согласование уровней напряжения нагрузки и напряжения сети, создание рассасывающего тока без использования других индуктивных компонентов. При этом трансформатор может работать в двух режимах: трансформатора тока и трансформатора напряжения.

Схема ключа с трансформатором напряжения показана на рис. 3.6, а, диаграммы ее работы приведены на рис. 3.6, б. В схеме формируются два значения прямого тока базы:  $I_{б3} < I_{б3 \max}$ . Увеличенное значение тока  $I_{б3 \max}$  в течение времени  $t_{и \max}$  формируется для форсирования процесса включения транзистора  $VT3$ , благодаря чему может быть уменьшено время спада коллекторного напряжения. Ток  $I_{б3 \max}$  формируется при открытом состоянии транзистора  $VT1$ , а ток  $I_{б3}$  — при открытом транзисторе  $VT2$ . Превышение тока  $I_{б3 \max}$  над током  $I_{б3}$  составляет  $(W_{11} + W_{12})/W_{11}$ . Одновременно с формированием тока  $I_{б3}$  в трансформаторе нарастает ток намагничивания  $I_{\mu}$ , который в конце интервала времени  $t_{и2}$  принимает максимальное значение

$$I_{\mu \max} = nU_y t_{и2},$$

где  $n = W_2/(W_{11} + W_{12})$  — коэффициент трансформации трансформатора  $TV1$ . Этот ток является начальным при формировании обратного тока базы  $I_{б3 \text{обр}}$ , который равен току намагничивания  $I_{\mu \max}$  (см. рис. 3.6, б). Следует отметить, что ток  $I_{\mu \max}$  от сопротивления резистора  $R1$  практически не зависит.

Если время рассасывания заряда в насыщенном транзисторе  $VT3$  меньше времени  $t_{\mu}$  разряда индуктивности  $L_{\mu}$ , то после интервала времени  $t_p$ , необходимого для запирания перехода база-эмиттер транзистора  $VT3$ , продолжается разряд индуктивности через диод  $VD2$ . Обратное напряжение при этом ограничивается на уровне  $U_{бэ1}$ . При включении резистора  $r$  вместо диода  $VD2$  время  $t$  уменьшится в соответствии с зависимостью для постоянной времени контура:

$$\tau = L_{\mu}/r.$$

Однако в этом случае следует ожидать увеличения обратного напряжения до значения  $U_{бэ2}$  (см. рис. 3.6, б). Следовательно, наличие диода  $VD2$  обеспечивает снижение уровня обратного напряжения (не более 1,5 В) и вызывает увеличение времени разряда индуктивности  $L_{\mu}$ . Если предпочтительно снижение времени спада тока коллектора при запираии транзистора  $VT3$ , несмотря на увеличенное значение обратного напряжения  $U_{бэ2}$ , то в этом случае параллельно переходу база-эмиттер подключают резистор или последовательно включенные диоды.

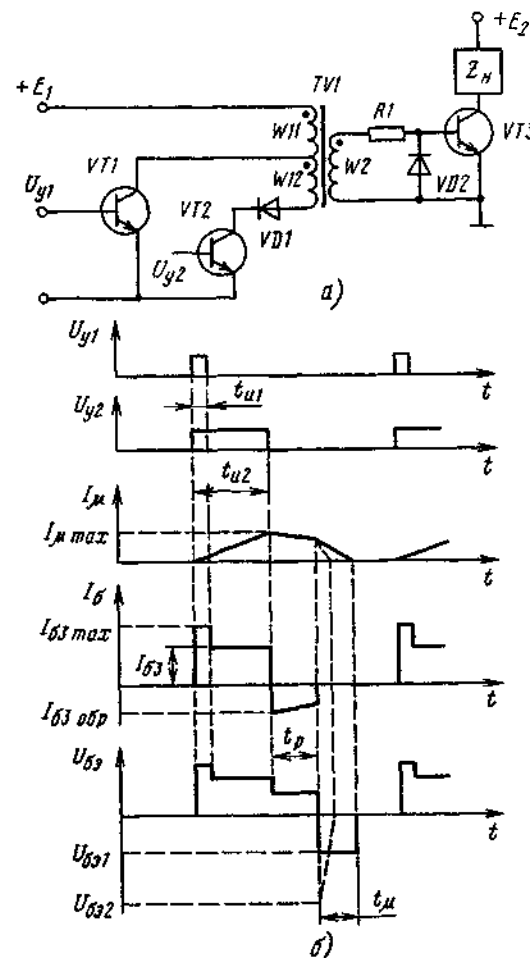


Рис. 3.6. Схема ключа с трансформатором напряжения (а) и временные диаграммы его работы (б)

### Ключи с управлением от выходного трансформатора преобразователя

В подобных схемах управление осуществляется от дополнительной обмотки выходного трансформатора напряжения преобразователя. Эта обмотка формирует базовый ток транзистора, благодаря чему можно существенно снизить мощность по цепи управления.

На рис. 3.7, а приведена простая схема такого ключа. Первоначально транзистор  $VT1$  открывается базовым током от источника  $E$ . После его входа в линейный режим работы и появления коллекторного

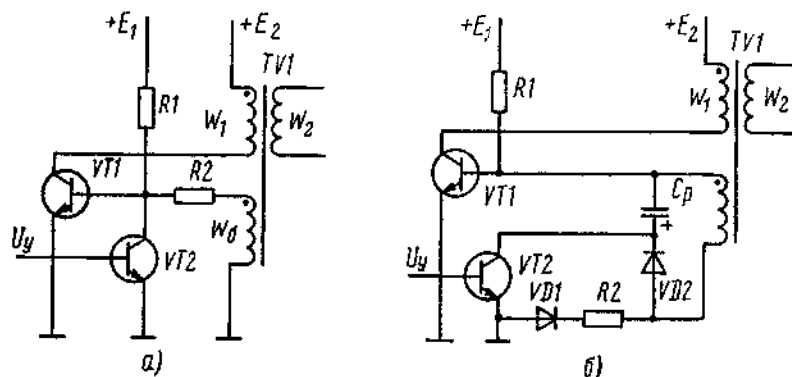


Рис. 3.7. Схема ключа с управлением от дополнительной обмотки выходного трансформатора: а — с пассивным рассасыванием зарядов, б — с форсирующим конденсатором

тока начинает действовать положительная обратная связь, создаваемая напряжением обмотки  $W_6$ . Сопротивление резистора  $R_2$  должно обеспечить насыщение транзистора. Значение этого сопротивления определяется из выражения

$$R_2 < (n_6 E_2 - U_{бэ1}) / [(I_{K \max} / h_{21 \text{ нас}}) - (E_1 - U_{бэ1}) / R_1],$$

где  $n_6 = W_6 / W_1$ . При появлении импульса управления  $U_y$  транзистор  $VT_2$  открывается и шунтирует вход транзистора  $VT_1$ , в котором происходит пассивное рассасывание избыточных зарядов. С началом спада тока коллектора на обмотке  $W_6$  появляется напряжение, которое прикладывается обратной полярностью к переходу база-коллектор транзистора  $VT_1$  и ускоряет спад тока коллектора. Когда транзистор  $VT_1$  закроется, сигнал управления может быть снят, так как обратная полярность напряжения открывает переход база-коллектор транзистора  $VT_2$ . Последний начинает работать в инверсном режиме и ограничивает обратное напряжение  $U_{бэ0}$  транзистора  $VT_1$ . Перевод транзистора  $VT_1$  в закрытое состояние производится коротким сигналом, длительность которого сравнима с временем рассасывания  $t_p$ .

Транзистор  $VT_1$  может быть открыт только после исчезновения обратного напряжения на обмотке  $W_6$ , т.е. после того, как израсходуется энергия, накопленная в трансформаторе за счет индуктивности намагничивания. Для включения транзистора сопротивление резистора  $R_1$  должно удовлетворять зависимости

$$R_1 \leq R_2 / [(E_1 / U_{бэ1}) - 2].$$

Схема с управлением от выходного трансформатора может содержать конденсатор для рассасывания зарядов в транзисторной структуре. На рис. 3.7,б изображен ключ с форсирующим конденсатором  $C_p$

Емкость этого конденсатора не зависит от длительности импульса прямого (включающего) базового тока, так как конденсатор заряжается от обмотки  $W_6$  в течение закрытого состояния транзистора  $VT_1$ . Разряд конденсатора  $C_p$  и формирование обратного базового тока, запирающего транзистор  $VT_1$ , происходят при переходе транзистора  $VT_2$  в открытое состояние под действием сигнала управления. Прямой ток базы транзистора  $VT_1$  протекает через резистор  $R_2$ , сопротивление которого определяется из выражения

$$R_2 \leq \frac{(n_6 E_2 - U_{бэ1} - U_{VD1}) I_{K \max}}{h_{21 \text{ нас}}},$$

где  $U_{VD1}$  — падение напряжения на открытом диоде  $VD_1$ .

Максимальное значение напряжения, до которого заряжается конденсатор  $C_p$ , определяется схемой преобразователя и напряжением  $U_{W1}$  на обмотке  $W_1$  трансформатора  $TV_1$  при закрытом транзисторе  $VT_1$ :

$$U_{C \max} = n_6 U_{W1} - U_{VD2},$$

где  $U_{VD2}$  — падение напряжения на открытом диоде  $VD_2$ .

#### Ключи с пропорционально-токовым управлением

Широкое применение ключей с пропорционально-токовым управлением в источниках электропитания с повышенным входным напряжением обусловлено сравнительно невысоким значением коэффициента передачи тока  $h_{21 \text{ нас}}$  у современных мощных биполярных транзисторов. В базовых цепях выходных транзисторов таких ключей не требуются ограничивающие резисторы, которые являются причиной дополнительных потерь мощности. Кроме того, КПД ключа не зависит от уровня напряжения вспомогательного источника.

На рис. 3.8,а приведена схема с трансформатором тока  $TA_1$  в цепи выходного транзистора. При открытом транзисторе  $VT_1$  выходной транзистор  $VT_2$  закрыт. Переход транзистора  $VT_1$  в открытое состояние приводит к работе транзистора  $VT_2$  в линейном режиме. Появление тока  $i_k$  в коллекторной обмотке  $W_k$  приводит к протеканию тока  $I_{б1}$  в цепи базовой обмотки  $W_6$  и базовой цепи транзистора  $VT_1$ . Коэффициент трансформации  $n_T$  трансформатора тока  $TA_1$

$$n_T = W_6 / W_k$$

Может быть принят равным значению коэффициента  $h_{21 \text{ нас}}$ . При недостаточной индуктивности  $L_\mu$  намагничивания трансформатора возможен выход транзистора  $VT_1$  из режима насыщения к концу интервала

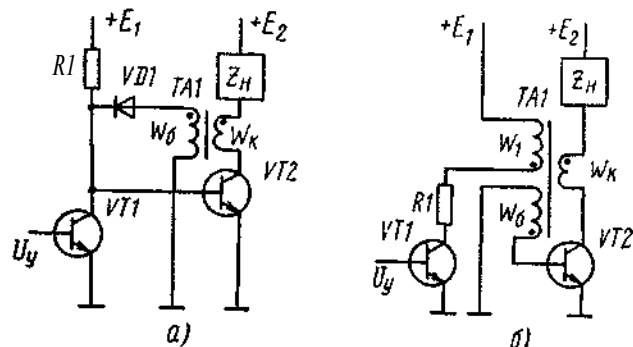


Рис. 3.8. Схемы ключей с пропорционально-токовым управлением: а — с пассивным рассасыванием зарядов; б — с активным рассасыванием зарядов

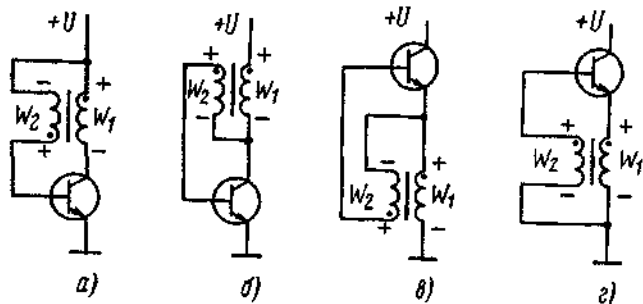


Рис. 3.9. Схемы насыщенных транзисторных ключей: а — с коллекторным автотрансформатором; б — с коллекторным трансформатором; в — с эмиттерным автотрансформатором; г — с эмиттерным трансформатором

времени  $t_{и}$  импульса базового тока. Для получения минимального спада тока базы к концу интервала открытого состояния выходного транзистора необходимо увеличение индуктивности  $L_{\mu}$ . Необходимо также учитывать, что трансформация импульсов зависит от их скважности.

После окончания интервала времени  $t_{и}$  транзистор  $VT1$  открывается и шунтирует вход транзистора  $VT2$ , что приводит к пассивному рассасыванию зарядов. Падение напряжения на открытом транзисторе  $VT1$  должно быть достаточно малым (0,1...0,3 В), отсюда сопротивление насыщения

$$R_{нас1} \leq \frac{0,1 \dots 0,3}{(I_{K \max}/n_T) + (E_1/R_1)}$$

Схема ключа с активным рассасыванием зарядов приведена на рис. 3.8,б. Во время открытого состояния транзистора  $VT1$  в индуктивности намагничивания  $L_{\mu}$  обмотки  $W_1$  накапливается энергия. При

запирании транзистора  $VT1$  под действием импульса тока, вызванного разрядом этой энергии, транзистор  $VT2$  открывается. Для запирания транзистора  $VT2$  необходимо, чтобы обратный ток от обмотки  $W_1$  был больше прямого тока  $I_{б2}$ , создаваемого обмоткой  $W_6$  в базовой цепи  $VT2$ .

Включение обмоток трансформатора тока для организации положительной обратной связи может быть выполнено различными способами. На рис. 3.9 приведены схемы, обеспечивающие пропорциональность между базовым и коллекторным токами транзистора в режиме насыщения.

### 3.1.4. Ключи на полевых транзисторах

Типовая схема ключа на мощном МДП-транзисторе с общим истоком приведена на рис. 3.10,а, статические ВАХ — на рис. 3.10,б, где точка 1 соответствует значению  $U_{г} - U_{зи} = 0$  (транзистор закрыт), а точка 2 — значению  $U_{зи} = U_{г \max}$  (транзистор открыт).

Когда транзистор закрыт, через него протекает неуправляемый (начальный) ток стока  $I_{с \text{ нач}}$ . При открытом транзисторе протекает ток  $I_{н}$ , который значительно больше тока  $I_{с \text{ нач}}$ . Параметры статического режима ключа находятся по статическим ВАХ реального транзистора с помощью графических построений, показанных на рис. 3.10,б.

Ключ находится в закрытом состоянии, когда напряжение управления  $U_{г}$  меньше порогового значения  $U_0$ . Для мощных МДП-транзисторов  $U_0 > 0$ , поэтому ключ обычно закрыт при  $U_{г} = 0$ . Для надежного перевода транзистора в открытое состояние амплитуда импульса управления выбирается из условия

$$U_{г \max} > (1,2 \dots 1,5)(U_0 + I_{н}/S_0),$$

где  $I_{н} = U_{вх}/(R_{н} + R_{си})$ .

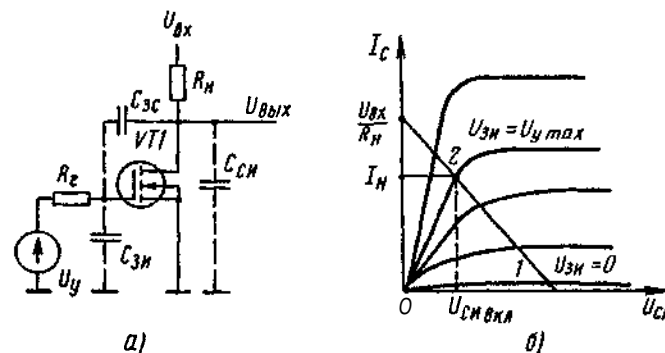


Рис. 3.10. Схема ключа на мощном МДП-транзисторе (а) и его статические характеристики с графическими построениями (б)

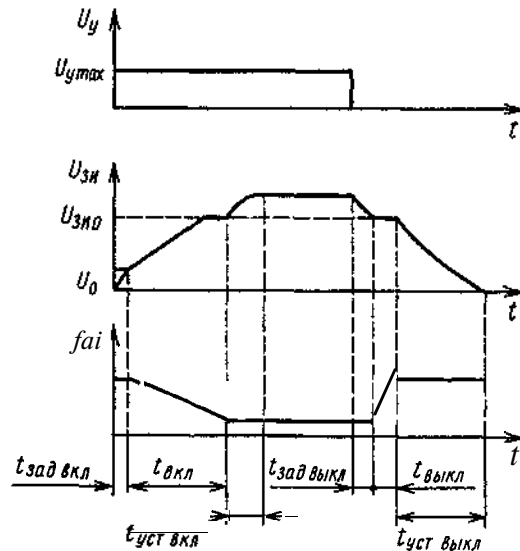


Рис. 3.11. Переходные процессы в схеме ключа на полевом транзисторе

Напряжение на стоке закрытого транзистора

$$U_{СИ\text{ выкл}} = U_{вх} - I_{С\text{ нач}} R_n \approx U_{вх},$$

а напряжение на стоке открытого транзистора

$$U_{СИ\text{ вкл}} = R_{СИ} I_n = R_{СИ} U_{вх} / (R_n + R_{СИ}).$$

На рис. 3.11 приведены диаграммы изменения параметров полевого транзистора при работе в режиме ключа. Процесс переключения может быть условно разделен на шесть стадий. На первой стадии напряжение  $u_{СИ}(t) = U_{СИ\text{ выкл}} = \text{const}$  и происходит заряд емкостей  $C_{ЗИ}$  и  $C_{ЗС}$  через резистор  $R_r$  с постоянной времени

$$\tau_1 \approx R_r (C_{ЗИ} + C_{ЗС}).$$

При **заряде** конденсаторов напряжение  $u_{ЗИ}(t)$  изменяется по экспоненциальному закону

$$u_{ЗИ}(t) = U_{y\text{ max}} [1 - \exp(-t/\tau_1)]$$

и в момент  $t = t_{\text{зад.вкл}}$  достигает значения  $u_{ЗИ}(t_{\text{вкл}}) = U_0$ . Длительность этой стадии

$$t_{\text{зад.вкл}} = R_r (C_{ЗИ} + C_{ЗС}) \ln[U_{y\text{ max}} / (U_{y\text{ max}} - U_0)].$$

На второй стадии работы транзистор открывается и переходит в активный усилительный режим. Для этой стадии характерно действие отрицательной обратной связи через емкость  $C_{ЗС}$ . В результате действующее значение входной емкости резко возрастает:

$$C_{вх0} = C_{ЗИ} + C_{ЗС}(1 + K_O) = C_{ЗИ} + C_{ЗС}(1 + S_0 R_n).$$

Длительность второй стадии определяется из выражения

$$t_{\text{вкл}} \approx 0,8 C_{ЗС} \frac{R_r (U_{вх} - U_{СИ\text{ вкл}})}{U_{y\text{ max}} - U_0 - (U_{вх} - U_{СИ\text{ вкл}}) / 2 R_n S_0}.$$

Коэффициент 0,8 вытекает из методики оценки изменения  $u_{СИ}(t)$  в интервале от  $0,1(U_{вх} - U_{СИ\text{ вкл}})$  до  $0,9(U_{вх} - U_{СИ\text{ вкл}})$ .

На третьей стадии (установление включения) напряжение  $u_{СИ}(t) \approx U_{СИ\text{ вкл}}$  и почти не изменяется. На этой стадии происходят выключение механизма внутренней обратной связи и заряд емкости  $(C_{ЗИ} + C_{ЗС})$  до напряжения  $u_{ЗИ}(t) \sim U_{y\text{ max}}$ . Длительность третьей стадии

$$t_{\text{уст.вкл}} \approx 3 R_r (C_{ЗИ} + C_{ЗС}).$$

Затем следуют стадии выключения транзистора. На четвертой стадии напряжение  $U_y$  снижается скачком до нуля, происходит разряд емкости  $(C_{ЗИ} + C_{ЗС})$  от начального напряжения  $U_{y\text{ max}}$  до порогового уровня входа в активный режим работы по экспоненциальному закону

$$u_{ЗИ}(t) = U_{y\text{ max}} \exp(-t/\tau_1),$$

где  $\tau_1 = R_r (C_{ЗИ} + C_{ЗС})$ .

Длительность четвертой стадии

$$t_{\text{зад.выкл}} = R_r (C_{ЗИ} + C_{ЗС}) \ln(U_{y\text{ max}} / U_{СИ0}).$$

На пятой стадии транзистор переходит в активный режим работы и возникает отрицательная обратная связь через емкость  $C_{ЗС}$ . Длительность этой стадии определяется зависимостью

$$t_{\text{выкл}} = 0,8 C_{ЗС} R_r \frac{U_{вх} - U_{СИ\text{ выкл}}}{U_0 + (U_{вх} - U_{СИ\text{ выкл}}) / 2 R_n S_0}.$$

На шестой стадии (установления выключения) напряжение  $u_{СИ}(t)$  снижается в связи с разрядом емкости  $(C_{ЗИ} + C_{ЗС})$  через сопротивление  $R_r$ . Длительность этой стадии

$$t_{\text{уст.выкл}} \approx 3 R_r (C_{ЗИ} + C_{ЗС}).$$

Рассмотрение переходных процессов выявило следующие закономерности: независимость крутизны спада и роста  $u_{СИ}(t)$  от напряжения  $U_{вх}$  (она задается током  $i_y$ ), пропорциональность  $t_{\text{вкл}}$  и  $t_{\text{выкл}}$  перепаду  $U_{вх} - U_{СИ\text{ вкл}}$ , наличие задержек с длительностями  $t_{\text{зад.вкл}}$  и  $t_{\text{зад.выкл}}$ , пропорциональных постоянной времени  $R_r (C_{ЗИ} + C_{ЗС})$ , незначительное влияние на интервалы времени  $t_{\text{вкл}}$  и  $t_{\text{выкл}}$  емкостей  $C_{ЗИ}$  и  $C_{СИ}$  и существенное влияние  $C_{ЗС}$ . При этом величины  $t_{\text{вкл}}$  и  $t_{\text{выкл}}$  пропорциональны постоянной времени  $R_r C_{ЗС}$ .

### 3.1.5. Ключи на полевых и биполярных транзисторах

По предельным уровням рабочих напряжений и токов мощные полевые транзисторы пока уступают биполярным, поэтому целесообразно сочетание этих двух классов приборов в составе ключа. На рис. 3.12 приведена схема составного транзистора, в которой сопротивления  $r_b$  и  $r_k$  биполярного транзистора с целью наглядности показаны как внешние. При малых значениях  $r_k$  ключ является ненасыщающимся. Если сопротивление  $R_6 \rightarrow \infty$ , то  $I_6 = I_c$  и остаточное напряжение  $U_{кз}$  биполярного транзистора является суммой напряжений  $U_{кз}$  биполярного транзистора и  $U_{си}$  полевого транзистора. Ток через сток  $I_c$  равен  $I_3 = I_k/h_{21Э}$ . Таким образом,

$$U_{кз} = U_{бэ}(I_6) + U_{си}(I_c).$$

Общий ток  $I_o$  определяется суммой токов коллектора и стока:

$$I_o = I_k + I_c = I_6(1 + h_{21Э} + R_{вх}/R_6) + (U_{см} + U_{от})/R_6,$$

где  $R_{вх}$  — усредненное входное сопротивление биполярного транзистора;  $U_{от}$  — напряжение отсечки биполярного транзистора.

Существенное расширение области безопасной работы ключа достигается в каскодной схеме (рис. 3.13). Нижний низковольтный транзистор, включенный по схеме с общим истоком, управляет верхним высоковольтным биполярным транзистором, работающим по схеме с общей базой. При быстром запираании нижнего транзистора осуществляется разрыв цепи эмиттера высоковольтного транзистора, благодаря чему процессы рассасывания и запираания происходят только в цепи коллектор-база, т.е. по существу в диодной, а не транзисторной структуре. Следует отметить некоторое увеличение потерь в связи с протеканием тока нагрузки через выходные цепи двух последовательно включенных транзисторов [5].

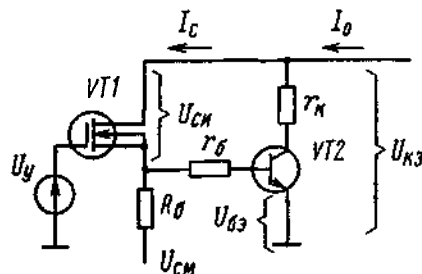


Рис. 3.12. Схема ключа на биполярном и полевом транзисторах

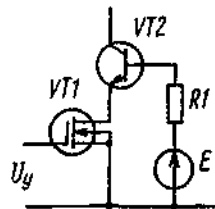


Рис. 3.13. Каскодная схема ключа

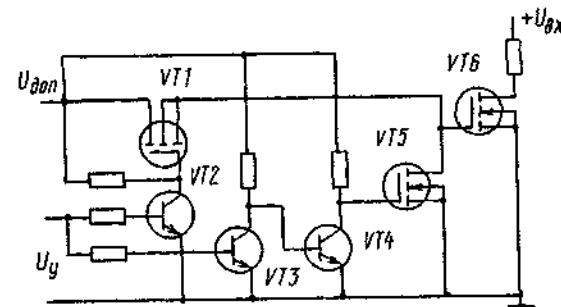


Рис. 3.14. Схема быстродействующего ключа

На рис. 3.14 приведена схема ключа, которая обеспечивает перезаряд емкости  $C_{зи}$  при управлении сигналами от ИМС. Подача напряжения  $U_{доп}$  создает кратковременный импульс тока порядка 1 А и заряжает емкость  $C_{зи}$  транзистора VT6. Если управляющий сигнал  $U_y$  находится на уровне лог.0, то транзисторы VT2, VT3 и VT5 закрыты. Если сигнал  $U_y$  превышает уровень лог.1, то транзисторы VT2, VT3 и VT5 открываются и обеспечивают разряд емкости  $C_{зи}$  транзистора VT6. При коммутации тока 5 А время включения и выключения ключа составляет примерно 40 нс при использовании выходного транзистора VT6 с сопротивлением 0,2 Ом индуцированного га-канала.

## 3.2. Трансформаторы

Конструктивные параметры трансформаторов выбирают из условия обеспечения допустимого падения напряжения на обмотках и допустимого перегрева обмоток. При выборе типоразмера магнитопровода и марки материала определяющими являются трансформируемая мощность и частота тока.

В диапазоне частот от 50 Гц до 10 кГц используются стали, выше 10 кГц — ферриты и магнитодиэлектрики, от 5 кГц до нескольких сотен кГц — сплавы.

Из электротехнических сталей следует отметить марки 3422, 3423, 3424, 3425 толщиной 0,08 и 0,05 мм. Первая цифра в обозначении марки стали характеризует ее структуру и вид прокатки (например, цифра 3 означает, что сталь холоднокатаная анизотропная с ребровой структурой). Анизотропная (текстурированная) сталь обладает лучшими свойствами в направлении прокатки, поэтому при конструировании магнитопровода обеспечивают совпадение этого направления с направлением силовых линий магнитной индукции. Вторая цифра характеризует содержание кремния (цифра 4 соответствует содержанию кремния от 2,8 до 3,8 %). Третья цифра соответствует группе по основному параметру (Цифра 2 — удельные потери при магнитной индукции 1,0 Тл и частоте 400 Гц). Четвертая цифра означает порядковый номер типа стали.

Стали марок 3423 и 3425 имеют меньшие потери и большее значение индукции насыщения (около 1,9 Тл) в средних и сильных полях и повышенную по сравнению с пермалловыми сплавами устойчивость к механическим воздействиям. Недостатками сталей являются значительные коэрцитивная сила и удельные потери.

Сплавы типа пермаллов и перминваров выгодно отличаются от сталей. Их коэрцитивная сила обычно не превышает 20...24 А/м при индукции до 1,5 Тл. Аморфные магнитные сплавы отличаются отсутствием кристаллической решетки, поэтому по сравнению с кристаллическими сплавами они обладают лучшими показателями по прочности, твердости и коррозионной стойкости. Ленты из аморфных магнитомягких сплавов имеют высокие значения проницаемости ( $\mu_{нач}$  до 8000,  $\mu_{max}$  до 70 000) и удельного электрического сопротивления  $\rho = (1...1,5) \cdot 10^{-8}$  Ом·см, низкую коэрцитивную силу ( $H_C$  менее 1 А/м). Потери мощности на гистерезис и вихревые токи у них в 3...5 раз меньше по сравнению с лучшими кристаллическими сплавами. Однако аморфные магнитные сплавы уступают кристаллическим в части рабочей индукции и имеют меньший коэффициент заполнения шихтованного магнитопровода (не более 85 %) в связи с меньшей толщиной ленты (30...50 мкм).

Из ферритов для использования в качестве магнитопроводов трансформаторов в составе ИЭП наибольшее распространение получили марганец-цинковые и никель-цинковые. Первые по сравнению со вторыми имеют более высокое значение точки Кюри и, следовательно, допускают больший перегрев. Тангенс угла магнитных потерь у марганец-цинковых ферритов примерно на порядок меньше, чем у никель-цинковых, а стабильность параметров при воздействии механических нагрузок выше. Однако удельное объемное электрическое сопротивление марганец-цинковых ферритов меньше по сравнению с никель-цинковыми, что сужает диапазон их рабочих частот.

Влияние параметров и режима работы феррита с прямоугольной петлей гистерезиса в средних и сильных полях на мощность потерь Рф может быть представлено в виде

$$P_{\Phi} = \pi B^2 \frac{\operatorname{tg} \delta}{\mu \mu_0} fV = \pi BH fV \operatorname{tg} \delta,$$

где  $B$  — индукция, Тл;  $\operatorname{tg} \delta$  и  $\mu$  — тангенс угла магнитных потерь и магнитная проницаемость при частоте  $f$  и индукции  $B$ ;  $\mu_0$  — магнитная проницаемость вакуума, равная  $4 \cdot 10^{-7}$  Гн/м;  $f$  — частота, Гц;  $V$  — объем магнитопровода, м<sup>3</sup>.

В области средних полей потери увеличиваются сравнительно медленно, что объясняется ростом магнитной проницаемости с увеличением индукции. При переходе от средних полей к сильным магнитная проницаемость уменьшается и не компенсирует роста индукции, в результате чего потери резко возрастают. Поэтому максимально допустимая

индукция должна быть ограничена некоторым значением  $B(\mu_{max})$ , которое определяется по основной кривой намагничивания и соответствует максимальной магнитной проницаемости (рис 3.15).

Из зависимости для Рф следует, что с повышением частоты целесообразно снижать значение индукции для сохранения потерь на допустимом уровне. При работе феррита в широком диапазоне рабочих температур значение индукции определяется наибольшей температурой. Феррит выбирается с возможно высокой точкой Кюри.

Максимальная температура, которая определяет выбранную индукцию, должна быть ниже точки Кюри феррита на 30...40°C. У ферритов с меньшей магнитной проницаемостью точка Кюри и индукция выше, поэтому целесообразно выбирать материал с низким значением максимальной проницаемости. Так, феррит 1500 НМ имеет точку Кюри 200°C и индукцию  $B_m$  — 0,155 Тл, а феррит 700 НМ имеет 240°C и 0,225 Тл соответственно. Таким образом, у феррита 700 НМ индукция в 1,5 раза выше.

Сравнение ферритов с различными значениями магнитной проницаемости показывает, что ферриты с высокой проницаемостью значительно уступают по частотным свойствам ферритам с низкой проницаемостью. Подобное различие объясняется тем, что для установления более высокой проницаемости требуется большее время. Это иллюстрируется табл. 3.4, в которой приведены времена задержки магнитного потока. Для различных марок ферритов и рекомендуемые значения частоты преобразования инверторов источников электропитания.

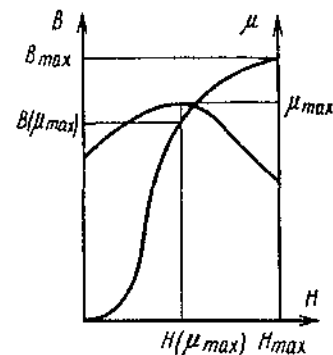


Рис. 3.15. Определение максимально допустимой индукции  $B(\mu_{max})$  по основной кривой намагничивания

Таблица 3.4

Частотные характеристики ферритов

Параметр	3500НМС1	2500НМС1	2500НМ1	1500НМ1	1100НМ	200НН
Время задержки потока, нс	45	40	30	20	15	5
Рекомендуемая рабочая частота, кГц	50	65	90	120	200	500



Из табл. 3.4 следует, что при повышении частоты преобразования необходимо выбирать марку феррита с малым временем задержки и, следовательно, с низкой проницаемостью.

Максимальная частота  $f_m$  с достаточной для практики точностью определяется эмпирической зависимостью

$$f_m \approx 300/\mu_m, \text{ МГц.}$$

Отсюда следует, что максимальное значение частоты не может превышать 300 МГц (когда  $\mu_m = 1$ ).

Особенности выполнения трансформаторов в составе источников электропитания импульсного действия влияют на выбор переключающих транзисторов инверторов. Этот выбор определяется тем, что в процессе установления намагниченного состояния феррита превалируют такие параметры, как активное сопротивление и емкость. Поэтому при включении трансформатора наблюдается бросок тока. Для ограничения броска тока намагничивания и, следовательно, снижения потерь, обусловленных переключением, время переключения  $t_{\text{пер}}$  транзисторов инверторов должно быть значительно больше времени установления  $t_{\text{уст}}$  намагниченного состояния. Рекомендуемое соотношение

$$(t_{\text{уст}}/t_{\text{пер}}) \leq 0,5 \text{ \%}.$$

Согласно этой рекомендации целесообразно применение полевых транзисторов, у которых график изменения тока переключения имеет треугольную форму. Биполярные транзисторы уступают в данном случае полевым, так как имеют большее время задержки и меньшее время нарастания тока.

Суммарные удельные потери в статическом и динамическом режиме для различных марок ферритов показаны на рис. 3.16 и 3.17. Сравнение зависимостей показывает, что потери в динамическом режиме существенно выше при одинаковых значениях индукции. Выбор значения индукции определяется потерями в магнитопроводе и заданными массой и размерами трансформатора.

Для высоковольтных и высокопотенциальных трансформаторов при мощности до 0,2 кВт и напряжении до 2 кВ рекомендуются кольцевые ферриты. Подобная рекомендация обусловлена ограниченными размерами серийно выпускаемых кольцевых сердечников, диаметр которых не превышает 48 мм. Применение стержневых и броневых магнитопроводов в этом случае целесообразно только с точки зрения упрощения технологии изготовления. При больших мощностях и напряжениях используются П- и Ш-образные магнитопроводы.

В отличие от низковольтных трансформаторов вторичные обмотки высоковольтных трансформаторов обладают существенной емкостью. При отсутствии нагрузок вторичные обмотки оказываются замкнутыми

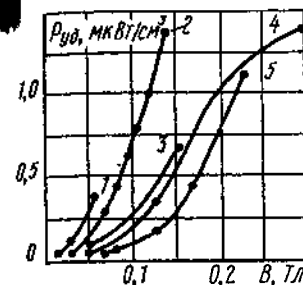


Рис. 3.16. Зависимости удельных потерь в статическом режиме от индукции для различных марок ферритов: 1 — ННН1; 2 — 1000НН1; 3 — 1000НН3; 4 — 2000НМ; 5 — 1500НМ1

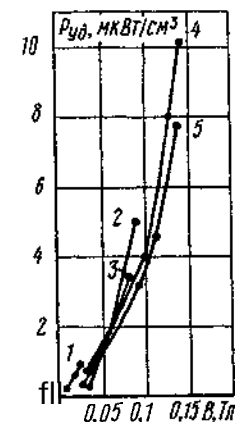


Рис. 3.17. Зависимости удельных потерь от индукции в динамическом режиме намагничивания при  $t = 0,2$  мкс для различных марок ферритов: 1 — 300НН1, 2 — 1000НН1; 3 — 1000НН3; 4 — 2000НМ; 5 — 1500НМ1

через собственную (паразитную) емкость, что вызывает увеличение тока холостого хода и времени нарастания фронта передаваемого сигнала. Уменьшение паразитной составляющей тока холостого хода достигается снижением емкости вторичных обмоток, которая прямо пропорциональна числу витков и обратно пропорциональна сечению провода обмотки. Для снижения емкости применяются также секционирование высоковольтной обмотки и разделение ее на отдельные катушки.

Температурный режим высоковольтных трансформаторов в значительной степени определяется толщиной электрической изоляции, которая зависит от рабочего напряжения. Тепловой поток от обмоток проходит через изоляцию и далее передается от поверхности катушки охлаждающему воздуху непосредственно и через магнитопровод. Поскольку толщина изоляции различна со стороны боковой и внутренней поверхности и с торцов высоковольтной катушки, то тепловые потоки через различные поверхности не равны между собой. Значения этих потоков обратно пропорциональны тепловым сопротивлениям и прямо пропорциональны разности температур между наружной поверхностью и температурой внутри катушки.

При упрощенном анализе температурного режима высоковольтного трансформатора катушку представляют в виде однородного тела с эквивалентной (усредненной) теплопроводностью. Предполагают также, что через торцевую и внутренние поверхности катушки плотность теплового потока на 30...40 % меньше, чем через боковую поверхность. Поэтому при оценке поверхности теплоотдачи катушки  $P_k$  площади торцевых

и внутренних поверхностей уменьшают на 30...40 %. Разность между температурой максимальной  $t_{\max}$  и температурой наружной поверхности катушки  $t_{\text{нар}}$  можно оценить из соотношения

$$t_{\max} - t_{\text{нар}} = \frac{P_k \Delta_k}{\Pi_k \lambda_k},$$

где  $P_k$  — мощность тепловых потерь в катушке, Вт;  $\Delta_k$  — половина толщины обмотки с литой изоляцией, см;  $\Pi_k$  — площадь поверхности катушки с учетом снижения торцевых и внутренних поверхностей, см<sup>2</sup>;  $\lambda_k$  — эквивалентная теплопроводность катушки, Вт/(см·°C).

После операции пропитки принимают  $\lambda_k = (2...3) \cdot 10^{-3}$  Вт/(см·°C). Если проведена последующая заливка, то  $\lambda_k = (1,6...2,4) \cdot 10^{-3}$  Вт/(см·°C). При анализе теплового режима следует учитывать, что пропитка катушки уменьшает ее перегрев на 15...20 %, а последующее нанесение литой изоляции увеличивает температуру катушки на 15...20 %. Толщина заливки определяется конфигурацией катушки, зависящей от значения рабочего напряжения. Отсюда следует, что для различных значений рабочего напряжения (при неизменной мощности трансформатора) различны площади поверхности катушки и коэффициенты теплопроводности и теплоотдачи.

Различные конструктивные исполнения изоляции высоковольтных и высокопотенциальных трансформаторов могут быть приведены к следующим трем видам. На рис. 3.18,а показано однородное электрическое поле, в котором находится диэлектрик. Торцевые поверхности диэлектрика соприкасаются с электродами, а боковые поверхности расположены вдоль силовых линий электрического поля. На рис. 3.18,б,в показаны неоднородные электрические поля. На рис.3.18,б во всех точках поверхности диэлектрика (кроме небольших участков вблизи электродов) тангенциальная составляющая напряженности поля  $E_t$  превышает нормальную составляющую  $E_n$ . На рис. 3.18,в тангенциальная составляющая напряженности поля значительно меньше нормальной составляющей.

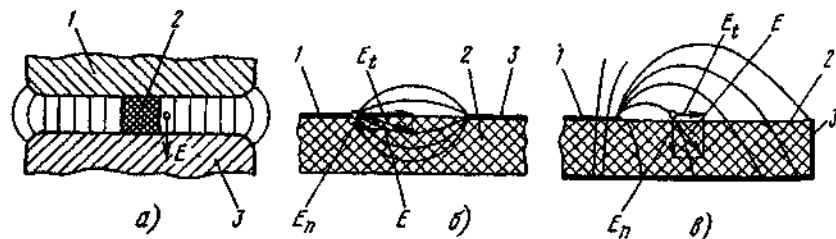


Рис. 3.18. Характерные размещения диэлектрика в электрическом поле: 1 и 3 — электроды; 2 — диэлектрик

В однородном поле (рис. 3.18,а) разряд происходит по поверхности диэлектрика, при этом разрядное напряжение по поверхности меньше пробивного напряжения в воздушном промежутке. Объясняется это наличием влаги с диссоциированными ионами, адсорбированной диэлектриком. Поле вблизи электродов усиливается, а в остальной части воздушного промежутка ослабляется. Значительное влияние на уровень разрядного напряжения оказывают воздушные микрозазоры между диэлектриком и электродами. В этих включениях из-за отличия диэлектрических проницаемостей воздуха и диэлектрика создается локальное увеличение напряженности поля и возникает ионизационный процесс. Продукты ионизации выходят на поверхность диэлектрика и создают местное усиление поля, что приводит к существенному снижению напряжения пробоя (иногда в 2 раза и более).

В конструкции, показанной на рис. 3.18,б, напряжение пробоя ниже по сравнению со случаем однородного поля. Гигроскопические свойства диэлектрика не оказывают в данном случае решающего влияния на разрядное напряжение в связи с имеющейся неоднородностью поля. Воздушные зазоры между диэлектриком и электродами устраняются при помощи эластичных прокладок или пасты.

В конструкции, показанной на рис. 3.18,в, процесс пробоя начинается с появления коронного разряда у короткого электрода. По мере увеличения напряжения область коронирования расширяется и на поверхности диэлектрика возникают стримеры, направленные в сторону электрода другой полярности. В связи с малым падением напряжения на стримерах почти все напряжение прикладывается к непокрытой части промежутка, что приводит к лавинообразному процессу перекрытия промежутка между электродами.

Надежность изоляции определяется не только ее поверхностной прочностью, но и возможностью появления частичных разрядов. Частичные разряды могут возникать в газовых включениях, которые образуются в изоляции в процессе изготовления или в процессе эксплуатации (при климатических или механических воздействиях). Напряженность поля во включении в 2...4 раза выше, чем в изоляции, что объясняется различием диэлектрических проницаемостей газа и диэлектрического материала. В результате многократного воздействия на диэлектрический материал частичные разряды постепенно разрушают его. Такое постепенное разрушение изоляции называют электрическим старением. Чтобы исключить образование газовых включений или ограничить их число и размеры, при изготовлении изоляции применяют ее дегазацию под вакуумом и пропитку составом малой вязкости.

При напряжении постоянного тока количество частичных разрядов в единицу времени на 3...4 порядка меньше, чем при напряжении переменного тока. Поэтому электрическое старение изоляции при постоянном токе протекает в течение более длительного времени. В этих условиях изоляция может работать при более высоких напряжениях, если

обеспечивается высокое удельное объемное сопротивление диэлектрика (исключается загрязнение и увлажнение изоляции при изготовлении и эксплуатации). На рис. 3.19 показаны зависимости электрической прочности  $E_{пр}$  компаундов при напряжении постоянного тока от времени действия приложенного напряжения. Для расчетов из рисунка можно принять значение  $E_{пр} = 3 \dots 4$  кВ/мм.

В ряде случаев изоляция высоковольтных и высокопотенциальных источников электропитания выполняется методом напыления. Напыленная изоляция отличается монокристаллической структурой. Она применяется для герметизации обмоток трансформаторов и дросселей, а также конденсаторов, резисторов и других компонентов. Напыление сухих порошкообразных компаундов эффективно при нанесении изолирующих покрытий вместо жидких красок, эмалей и лаков с органическими растворителями. Электрические свойства напыленных покрытий определяются маркой порошка. Их особенностью является снижение электрической прочности при толщине менее  $200 \dots 300$  мкм (рис. 3.20), в то время как у лаковых и других полимерных пленок при уменьшении их толщины электрическая прочность повышается. Эта особенность объясняется процессом пленкообразования при напылении, основанном на коалесценции частиц осажденного порошка при нагревании. Повышенная вязкость расплава затрудняет слияние частиц, что приводит к образованию неоднородного покрытия с точечными несквозными дефектами.

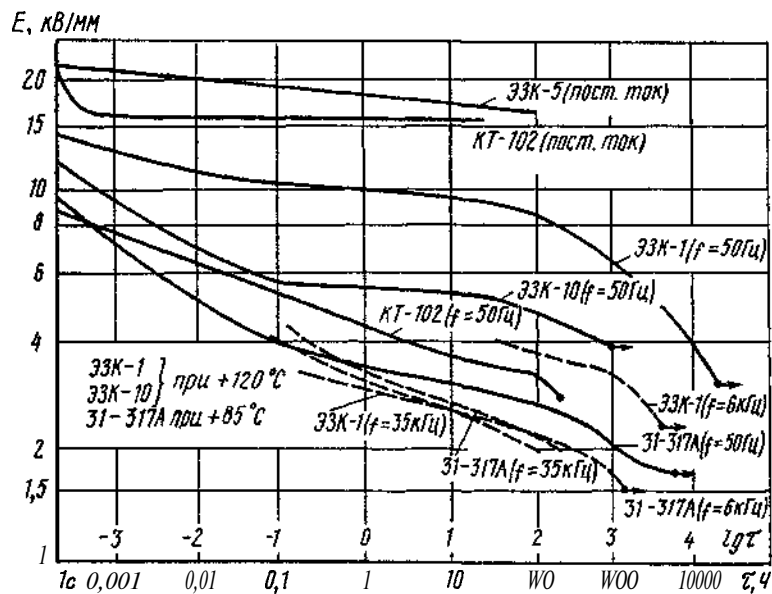


Рис. 3.19. Зависимости электрической прочности  $E_{пр}$  компаундов при напряжении постоянного тока от времени действия напряжения

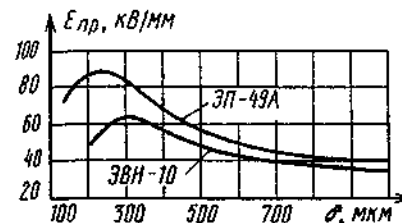


Рис. 3.20. Зависимость электрической прочности  $E_{пр}$  напыленных покрытий от их толщины  $S$

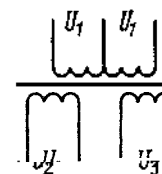


Рис. 3.21. Электрическая схема трансформатора

При введении в состав порошков наполнителей улучшаются механические и теплофизические свойства покрытий, если содержание наполнителей не превышает ориентировочно 40 %. При большем содержании добавок имеет место снижение однородности покрытия и, следовательно, снижение электрической прочности. Максимальную электрическую прочность имеют покрытия толщиной  $200 \dots 400$  мкм. При дальнейшем повышении толщины наблюдается снижение  $E_{пр}$ , так как возрастает вероятность появления газовых включений, приводящих к неоднородности покрытия.

### Расчет низковольтного трансформатора

**Исходные данные.** Трансформатор содержит две первичные полуобмотки, на которые поочередно подается напряжение  $U_1$ , и две выходные обмотки (вторая и третья), с которых снимаются напряжения  $U_2$  и  $U_3$  (рис. 3.21).

Частота тока выбирается с учетом характеристик разрешенной компонентной базы и электрической схемы инвертора. В рассматриваемом примере частота принята равной 50 кГц.

Напряжение  $U_1$  на первых полуобмотках определяется входным напряжением источника электропитания и схемой инвертора. При входном напряжении 220 В трехфазного тока, выпрямляемого трехфазным мостом и фильтруемого емкостным фильтром, на каждую полуобмотку подается напряжение, которое с учетом допустимого отклонения в меньшую сторону следует принять равным  $U_1 = 132$  В.

Напряжения на второй и третьей обмотках заданы с учетом падения напряжения на диодах выходных выпрямителей:  $U_2 = 4$  В;  $U_3 = 10$  В.

Токи второй и третьей обмоток заданы:  $I_2 = 60$  А;  $I_3 = 0,5$  А.

Диапазон изменения температуры окружающей среды задан с учетом размещения трансформатора в составе аппаратуры: от  $-50$  до  $+65^\circ\text{C}$ . Расчет перегрева трансформатора проводится с учетом только положительной температуры, которая определяет его работоспособность.

### Последовательность расчета

1. Выходная мощность трансформатора

$$P_2 = U_2 I_2 + U_3 I_3 = 4 \cdot 60 + 10 \cdot 0,5 = 245 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

2. Принимаем КПД трансформатора на базе статистических данных  $\eta = 0,99$ . Тогда входная мощность трансформатора

$$P_1 = P_2 / \eta = 245 / 0,99 = 247,5 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

3. Входной ток трансформатора

$$I_1 = P_1 / U_1 = 247,5 / 132 = 1,875 \text{ А}.$$

Округляем значение входного тока.  $I_1 = 2 \text{ А}$ .

4. По значениям входной мощности  $P_1 = 247,5 \text{ В} \cdot \text{А}$  и частоты  $f = 50 \text{ кГц}$  выбираем из табл. 3.5 типоразмер магнитопровода Ш12х15 марки М2000НМ1-14. Образец записи в технической документации: «Сердечник замкнутый М2000НМ1-14 Ш12 х 15 ОЖО.707.140 ТУ».

5. Площадь поперечного сечения выбранного магнитопровода

$$Q = (12 \times 15) \text{ мм}^2 = 1,8 \text{ см}^2.$$

6. Площадь поперечного сечения провода обмотки определяется допустимой плотностью тока  $D$ :

$$q = I / \Delta.$$

Для выбранного магнитопровода из табл. 3.5 определяем допустимую плотность

$$A \leq 4,4 \text{ А/мм}^2.$$

6.1. Для первых полуобмоток принимаем  $\Delta_1 = 2 \text{ А/мм}^2$ . Тогда сечение провода первой обмотки

$$q_1 = I_1 / \Delta_1 = 2 / 2 = 1 \text{ мм}^2.$$

В качестве обмоточного выбираем провод марки ПЭТВ-2 (табл. 3.6) Для увеличения коэффициента заполнения окна магнитопровода и снижения потерь мощности берем два провода с диаметрами по меди  $d_{м1} = 0,8 \text{ мм}$  (сечение  $0,5 \text{ мм}^2$ ) и по изоляции  $d_{из1} = 0,88 \text{ мм}$ .

6.2. Для второй обмотки принимаем  $\Delta_2 = 2,4 \text{ А/мм}^2$ . Тогда сечение провода второй обмотки

$$q_2 = 60 / 2,4 = 25 \text{ мм}^2.$$

Таблица 8.5

Магнитопроводы и трансформаторы на  $\leq$  основе для рабочих частот 10...50 кГц (значения  $\varphi$  и  $L_n$  в скобках приведены для случая намотки на ШО) при  $U_1 = 300 \text{ В}$ ,  $\theta \leq 50^\circ \text{C}$

Типоразмер магнитопровода	$\varphi_{\text{ф}}$ , мм <sup>2</sup>	$L_{\text{н}}$ , В	$G_{\text{ф}}$ , кг	$\mu_0$	$\xi_{\theta}$ , °C	$L_{\text{н}}$ , мГн	$h_{\text{н}}$ , мм	Орелетировочные значения параметров										$\Delta U$ , %																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																															
								Мощность $P$ , Вт и индукция $B$ , Тл		при частоте $f$ , кГц		$\eta$	$\Delta$ , А																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																				
								$P$ , Вт	$B$ , Тл	$P$ , Вт	$B$ , Тл				50 кГц																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																																		
									$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$	$\varphi$

Орелетировочные значения  $L_n$  и  $\varphi_{\text{ф}}$  в скобках приведены для случая намотки на ШО

Параметры провода ПЭТВ-2

Таблица 36

Диаметр провода по меди, мм	Номинальное сечение провода, мм <sup>2</sup>	Диаметр провода по изоляции, мм
0,1	0,00785	0,128
0,112	0,00985	0,14
0,125	0,01227	0,154
0,14	0,01539	0,17
0,16	0,02011	0,198
0,18	0,02545	0,22
0,2	0,03142	0,24
0,224	0,03939	0,264
0,25	0,04909	0,3
0,28	0,06154	0,33
0,315	0,07789	0,364
0,355	0,09893	0,414
0,4	0,1256	0,46
0,45	0,15896	0,51
0,5	0,19625	0,56
0,56	0,24618	0,63
0,63	0,31157	0,7
0,71	0,39572	0,79
0,75	0,44156	0,83
0,8	0,50265	0,88
0,85	0,56716	0,937
0,9	0,63617	0,99
0,95	0,70846	1,04
1,0	0,7854	1,09
1,06	0,88203	1,15
1,12	0,9852	1,21
1,18	1,09303	1,27
1,25	1,2272	1,35
1,32	1,36778	1,42
1,4	1,5394	1,5
1,5	1,7671	1,6
1,6	2,0096	1,71
1,7	2,26865	1,81
1,8	2,5434	1,91
1,9	2,83365	2,01
2,0	3,14	2,12
2,12	3,5281	2,24
2,24	3,93882	2,36
2,36	4,37214	2,48
2,5	4,90625	2,63

Для второй обмотки выбираем ленту медную ГОСТ 1173-77 с поперечными размерами 25 x 1 мм.

6.3. Для третьей обмотки принимаем  $D_3 = 2,55 \text{ А/мм}^2$ . Тогда сечение провода третьей обмотки

$$q_3 = 0,5/2,55 = 0,196 \text{ мм}^2.$$

Этому сечению соответствует провод с диаметром по меди  $d_{мз} = 0,5 \text{ мм}$  и диаметром по изоляции  $d_{изз} = 0,56 \text{ мм}$

7. Число витков первой полуобмотки

$$n_1 = \frac{U_1 \cdot 10^4}{4k_\Phi f B Q},$$

где  $k_\Phi$  — коэффициент формы трансформируемого напряжения (для синусоиды  $k_\Phi = 1,11$ , для меандра  $k_\Phi = 1$ ).

Согласно табл. 3.5 индукция в выбранном магнитопроводе при частоте  $5 \cdot 10^4 \text{ Гц}$  не должна превышать 0,16 Тл. Принимаем значение индукции меньше допустимого приблизительно на 30 %:  $B = 0,115 \text{ Тл}$ . Тогда число витков

$$n_1 = \frac{132 \cdot 10^4}{4 \cdot 1 \cdot 5 \cdot 10^4 \cdot 0,115 \cdot 1,8} = 31,99.$$

Для удобства расположения выводов первичной полуобмотки принимаем

$$n_1 = 32,5 \text{ витка.}$$

8. Значение напряжения, приходящегося на один виток первичной полуобмотки,

$$e_1 = \frac{U_1}{n_1} = \frac{132}{32,5} = 4,06 \frac{\text{В}}{\text{виток}}.$$

9. Число витков второй обмотки

$$n_2 = \frac{U_2 \cdot m_2}{e_1},$$

где  $m_2$  — коэффициент, учитывающий падение напряжения на второй обмотке.

Согласно табл. 3.5 для выбранного магнитопровода падение напряжения  $\Delta U \leq 3 \%$ . Принимаем  $\Delta U_2 = 0,5 \%$ . Для этого значения коэффициент  $m_2 = 1,005$ . Тогда число витков

$$n_2 = \frac{4 \cdot 1,005}{4,06} = 0,98 \text{ витка.}$$

Округляем полученное значение  $n_2 = 1$  виток.

10 Число витков третьей обмотки

$$n_3 = \frac{U_3 \cdot m_3}{e_1}$$

Для третьей обмотки принимаем  $\Delta U_3 = 0,4\%$  и  $t_3 = 1,004$ . Тогда число витков

$$n_3 = \frac{10 \cdot 1,004}{4,06} = 2,47 \text{ витка.}$$

Округляем число витков  $n_3 = 2,5$  витка.

11. Число витков, размещаемых в одном ряду. Обмотки размещаются на изолирующем каркасе

11.1. В первичной полуобмотке

$$b_1 = \frac{L_H k_{y1}}{d_{из1}},$$

где  $L_H$  — размер из рис. 3.22;  $k_{y1}$  — коэффициент укладки провода первой обмотки.

Принимаем  $k_{y1} = 0,95$ .

Для выбранного магнитопровода  $L_H = 27$  мм. Тогда

$$b_1 = \frac{27 \cdot 0,95}{0,88} = 29,148 \text{ витка.}$$

Число витков округляем в меньшую сторону:  $b_1 = 29$  витков.

11.2 Во второй обмотке согласно п 9 имеем

$$b_2 = 1 \text{ виток.}$$

11.3. В третьей обмотке

$$b_3 = \frac{L_H k_{y3}}{d_{из3}},$$

где  $k_{y3}$  — коэффициент укладки провода третьей обмотки.

Принимаем  $k_{y3} = 0,93$ .

Тогда число витков в одном ряду третьей обмотки

$$b_3 = \frac{27 \cdot 0,93}{0,56} = 44,84.$$

Принимаем  $63 = 44$  (округляем в сторону меньших значений).

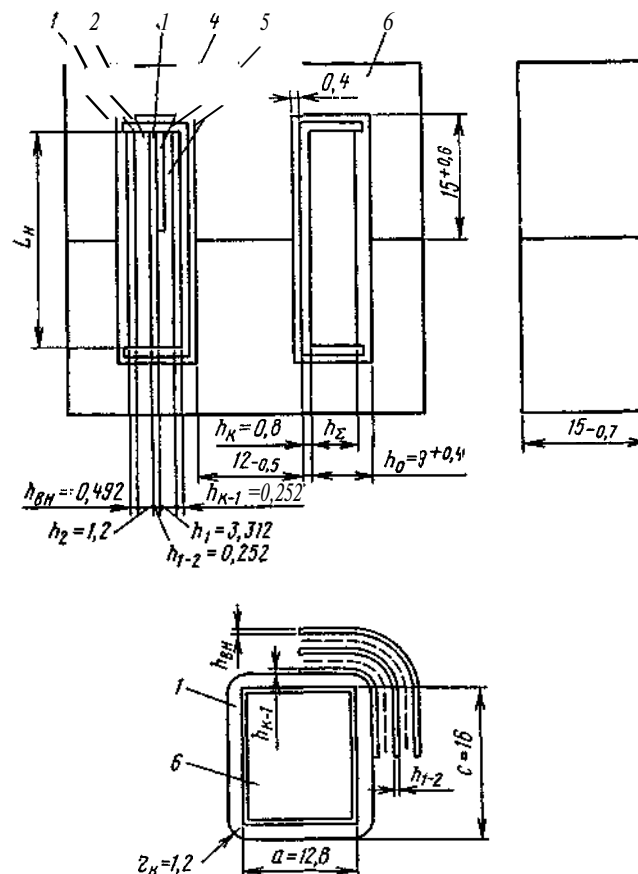


Рис. 3.22. Эскиз трансформатора с Ш-образным магнитопроводом: 1 — каркас; 2 — вторая обмотка; 3 — межобмоточная изоляция; 4 — третья обмотка; 5 — первая обмотка

12 Число слоев в обмотках

12.1. В первой обмотке число слоев

$$N_1 = \frac{n_1 k_{np}}{b_1} \nu,$$

где  $\nu = 2$  — число полуобмоток

Коэффициент  $k_{np}$  учитывает количество параллельных проводов, используемых при изготовлении обмотки.

Согласно п 6.1 имеем  $k_{np} = 2$  Тогда

$$N_1 = \frac{32,5 \cdot 2}{29} \cdot 2 = 4,48.$$

$$n_3 = \frac{1,5}{4} = 0,37.$$
$$h_i = N_i d_i + (M_i - 1) \delta_i k_{pi}$$
$$h_1 = [N_1 d_{n31} + (N_1 - 1)\delta_1]k_{p1},$$
$$h_1 = [5 \cdot 0,86 + (5 - 1) \cdot 0,12] \cdot 1,15 = 5,612 \text{ m}$$
$$h_2 = [N_2 d_{n_2} + (N_2 - 1) \delta_2] k_{p2},$$
$$h_2 = [1 \cdot 1 + (1 - 1) \cdot 0, 12] \cdot 1, 2 = 1, 2 \quad \square$$
$$h_3 \sqcup^{N_3 d_\infty} + (N_3 - 1 - \delta_3) k_{p3},$$

1.  $k_{p3} = 1, 1$ . Искомое

$$h_3 = [1, 0.56, 1 - i], 0.12], 1, 1 = 0.616 \omega_{\alpha}$$

132

## Рекомендации по выбору межслоевой и межобмоточной изоляции и расчетных коэффициентов

Диаметр про- вода по изо- ляции $d_{из}$ , мм	Коэффициент укладки провода $K_y$	Коэффициент разбухания $k_p$	Наименова- ние межсло- евой изоля- ции	Толщина межслоевой изоляции $\delta$ , мм	ГОСТ на бумагу
0,07...0,20	0,83	1,1	Бумага кон- денсаторная марки КОН-2	0,022	ГОСТ 1908-88
0,21...0,28	0,86	1,1		0,022	
0,30...0,38	0,92	1,1	Бумага электроизо- ляционная намоточная марки ЭН-50	0,050	ГОСТ 1931-80
0,41...0,64	0,93	1,1		0,050	
0,66...0,99	0,95	1,15	Бумага кабельная марки К-120	0,120	ГОСТ 23436-83
Более 0,99	0,87	1,15		0,120	

определяется размерами магнитопровода и значением испытательного напряжения. Для приведенных выше условий она принята  $h_k = 0,8$  мм.

Межслоевая и межобмоточная изоляция выбирается в соответствии с рекомендациями, помещенными в табл.3.7.

Между каркасом и первой обмоткой помещены два слоя изоляционной бумаги марки К-120 (толщина двух слоев  $0,12 \text{ мм} \times 2 = 0,24 \text{ мм}$ ) и один слой пленки марки ПЭТ-Э толщиной  $0,012 \text{ мм}$ . Так же выполнены изоляция между первой и второй обмотками и внешняя изоляция. Кроме того, дополнительно снаружи помещается слой ленты из бумаги К-120 (толщина слоя  $0,12 \text{ мм}$ ).

Таким образом, суммарная толщина изоляции  $h_{k-1}$  между каркасом и первой обмоткой равна  $0,252 \text{ мм}$ . Такая же толщина изоляции  $h_{k-2} = 0,252 \text{ мм}$  между первой и второй обмотками. Толщина внешней изоляции  $h_{вн} = 0,252 + 0,12 = 0,372 \text{ мм}$ .

15. Толщина катушки, включающая в себя обмотки, каркас и электроизоляционные зазоры,

$$h_{\Sigma} = 0,4 + 0,8 + 0,24 + 0,012 + 5,612 + 0,24 + 0,012 + 1,2 + 0,24 + 0,012 + 0,12 = 8,888 \text{ мм.}$$

Полученное значение  $h_{\Sigma}$  меньше минимального размера окна магнитопровода  $h_0 = 9 \text{ мм}$ , что обеспечивает размещение катушки в окне.

16. Длины средних витков обмоток

16.1. Длина среднего витка первой обмотки

$$L_{cp1} = 2a + 2c + 2\pi(r_k + h_{k-1} + h_1/2) = 2 \cdot 12,8 + 2 \cdot 16 + 2\pi(1,2 + 0,252 + 5,612/2) = 84,353 \text{ мм.}$$

16.2. Длина среднего витка второй обмотки

$$L_{cp2} = 2a + 2c + 2\pi(r_k + h_{k-1} + h_1 + h_{1-2} + h_2/2) = 2 \cdot 12,8 + 2 \cdot 16 + 2\pi(1,2 + 0,252 + 5,612 + 0,252 + 1,2/2) = 107,336 \text{ мм.}$$

16.3. Длина среднего витка третьей обмотки

$$L_{cp3} = L_{cp1} = 84,353 \text{ мм.}$$

17. Сопротивление обмоток постоянному току при температуре окружающей среды  $t_{oc} = +20^\circ\text{C}$ .

17.1. Сопротивление первой обмотки

$$R_1 = \frac{\rho L_{cp1} \cdot 2n_1}{q_1},$$

где  $\rho$  — удельное электрическое сопротивление медного провода, равное  $0,0175 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$ ;  $q_1$  — сечение провода первой обмотки из п.6.1 (два провода по  $0,5 \text{ мм}^2$ );

$$R_1 = \frac{0,0175 \cdot 84,353 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 32,5}{1} = 0,096 \text{ Ом.}$$

17.2. Сопротивление второй обмотки

$$R_2 = \frac{\rho L_{cp2} n_2}{q_2} = \frac{0,0175 \cdot 107,336 \cdot 10^{-3} \cdot 1}{25} = 7,5 \cdot 10^{-5} \text{ Ом.}$$

17.3. Сопротивление третьей обмотки

$$R_3 = \frac{\rho L_{cp3} n_3}{q_3} = \frac{0,0175 \cdot 84,353 \cdot 10^{-3} \cdot 2,5}{0,196} = 187 \text{ Ом.}$$

18. Сопротивление обмоток переменному току

$$R_{\sim} = k_{\sim} R;$$

где  $k_{\sim}$  — коэффициент увеличения активного сопротивления от частоты  $f$ , определяемый по рис. 3.23;  $r = 1; 2; 3$ .

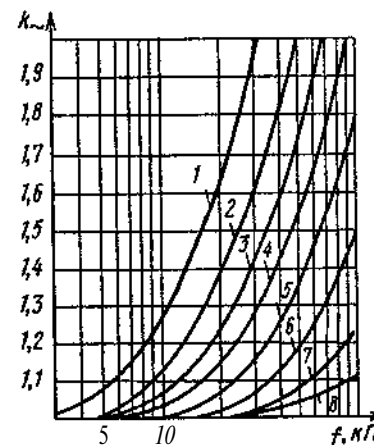


Рис. 3.23. Зависимость коэффициента увеличения активного сопротивления  $k_{\sim}$  от частоты  $f$  при различных диаметрах медных проводов  $d$ : 1 —  $d = 2,1 \dots 2,5 \text{ мм}$ ; 2 —  $d = 1,4 \dots 2,02 \text{ мм}$ ; 5 —  $d = 1,56 \dots 1,74 \text{ мм}$ ; 4 —  $d = 1,3 \dots 1,5 \text{ мм}$ ; 5 —  $d = 1,04 \dots 1,25 \text{ мм}$ ; 6 —  $d = 0,8 \dots 1 \text{ мм}$ ; 7 —  $d = 0,64 \dots 0,77 \text{ мм}$ ; 8 —  $d = 0,06 \dots 0,62 \text{ мм}$



### 18.1 Сопروتивление первой обмотки

$$R_{\sim 1} = k_{\sim 1} R_1 = 1,18 \cdot 0,096 = 0,113 \text{ Ом},$$

где  $k_{\sim}$  определен по кривой 6 на рис. 3.23 для  $d = 0,8$  мм при частоте  $f = 50$  кГц

### 18.2. Сопротивление второй обмотки

$$R_{\sim 2} = k_{\sim 2} R_2 = 1,18 \cdot 7,5 \cdot 10^{-5} = 8,85 \cdot 10^{-5} \text{ Ом},$$

где  $k_{\sim}$  определен по кривой 6 на рис. 3.23 для  $d = 1,0$  мм при частоте  $f = 50$  кГц.

### 18.3. Сопротивление третьей обмотки

$$R_{\sim 3} = k_{\sim 3} R_3 = 1,05 \cdot 0,0183 = 0,0192 \text{ Ом}.$$

### 19. Масса меди обмоток

#### 19.1. Масса первой обмотки

$$M_1 = L_{\text{ср}1} n_1 q_1 \gamma,$$

где  $\gamma$  — удельная масса медного провода, равная  $8,9 \text{ г/см}^3$ ;

$$M_1 = 84,353 \cdot 10^{-1} (2 \cdot 32,5) \cdot 1 \cdot 10^{-2} \cdot 8,9 = 0,0488 \text{ кг}.$$

#### 19.2. Масса второй обмотки

$$M_2 = L_{\text{ср}2} n_2 q_2 \gamma = 107,336 \cdot 10^{-1} \cdot 1 \cdot 25 \cdot 10^{-2} \cdot 8,9 = 0,0239 \text{ кг}.$$

#### 19.3. Масса третьей обмотки

$$M_3 = L_{\text{ср}3} n_3 q_3 \gamma = 84,353 \cdot 10^{-1} \cdot 2,5 \cdot 0,196 \cdot 10^{-2} \cdot 8,9 = 0,00037 \text{ кг}.$$

Суммарная масса меди обмоток

$$M = M_1 + M_2 + M_3 = 0,0488 + 0,0239 + 0,00037 = 0,073 \text{ кг}.$$

### 20. Потери в меди обмоток

$$P_{\text{м}i} = k_{\theta} I_i^2 R_{\sim i},$$

где  $k_{\theta}$  — температурный коэффициент сопротивления, учитывающий температуру перегрева обмотки  $\Delta\theta$  относительно температуры окружающей среды  $t_{\text{oc}} = 20^\circ\text{C}$ ;  $i = 1; 2; 3$ ;

$$k_{\theta} = 1 + \alpha \Delta\theta.$$

Для меди коэффициент  $\alpha = 0,004 \text{ 1/}^\circ\text{C}$ . Задаемся допустимым значением нагрева обмоток  $\theta_{\text{доп}} = 90^\circ\text{C}$ . Тогда перегрев относительно температуры окружающей среды  $+20^\circ\text{C}$  составит

$$\Delta\theta = 90 - 20 = 70^\circ\text{C}$$

и температурный коэффициент

$$k_{\theta} = 1 + 0,004 \cdot 70 = 1,28;$$

$$P_{\text{м}1} = k_{\theta} I_1^2 R_{\sim 1} = 1,28 \cdot 2^2 \cdot 0,113 = 0,578 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{м}2} = k_{\theta} I_2^2 R_{\sim 2} = 1,28 \cdot 60^2 \cdot 8,85 \cdot 10^{-5} = 0,408 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{м}3} = k_{\theta} I_3^2 R_{\sim 3} = 1,28 \cdot 0,5^2 \cdot 0,0192 = 0,006 \text{ Вт}.$$

Суммарные потери в меди обмоток

$$P_{\text{м}} = P_{\text{м}1} + P_{\text{м}2} + P_{\text{м}3} = 0,578 + 0,408 + 0,006 = 0,992 \text{ Вт}.$$

### 21. Потери в феррите магнитопровода

$$P_{\text{уд}} = P_0 \left( \frac{t}{T} \right)^0 \left( \frac{B_m}{B_m^*} \right)^{\beta},$$

где  $P_{\text{уд}}$  — удельные потери в магнитопроводе, определяемые по формуле

$$P_{\text{уд}} = P_0 \left( \frac{t}{T} \right)^0 \left( \frac{B_m}{B_m^*} \right)^{\beta},$$

где  $f^* = 1 \text{ кГц}$  — базовое значение частоты;  $B_m^* = 1 \text{ Тл}$  — базовое значение индукции;  $P_0$ ,  $\alpha$  и  $\beta$  — коэффициенты, полученные из экспериментальных данных и приведенные в табл. 3.8 для некоторых марок ферритов;  $G_{\text{ф}}$  — масса магнитопровода, равная суммарной массе двух Ш-образных деталей:

$$G_{\text{ф}} = 0,046 \text{ кг} \cdot 2 = 0,092 \text{ кг}.$$

Из табл. 3.8 находим для феррита марки М2000НМ1

$$P_0 = 68 \text{ Вт/кг}, \alpha = 1,2; \beta = 2,8.$$

Таблица 3.8

#### Коэффициенты для оценки потерь в магнитопроводе

Марка феррита	$P_0$ , Вт/кг	$\alpha$	$\beta$
2000НМ-А	35,5	1,2	2,4
2000НМ1	68,0	1,2	2,8
3000НМ-А	52,0	1,2	2,8
1500НМ3	23,2	1,2	2,2
2000НМ3	44,6	1,3	2,7
2500НМС2	11,5	1,2	1,7
2500НМС1	7,3	1,1	1,9

Значение рабочей частоты  $f = 50$  кГц берем из исходных данных, значение индукции  $B_m = 0,115$  Тл — согласно п.7. Таким образом,

$$P_{уд} = 68(50/1)^{1,2}(0,115/1)^{2,8} = 17,427 \text{ Вт/кг};$$

$$P_{\Phi} = 17,427 \cdot 0,092 = 1,603 \text{ Вт}.$$

22. Потери в трансформаторе

$$P_{тр} = P_m + P_{\Phi} = 0,992 + 1,603 = 2,595 \text{ Вт}.$$

23. Проверяем значение КПД на основании полученных расчетных значений мощностей:

$$\eta = P_2 / (P_2 + P_{тр}) = 245 / (245 + 2,595) = 0,9895.$$

Таким образом, значение КПД принято в п.2 с достаточно хорошим приближением и изменения его не требуется.

24. Уточняем значение входного тока трансформатора. Активная составляющая тока холостого хода

$$I_{xx}^a = P_{\Phi} / U_1 = 1,603 / 132 = 0,0121 \text{ А}.$$

Реактивная составляющая тока холостого хода

$$I_{xx}^r = H L_{ср\Phi} / n_1,$$

где  $H = B / \mu_0 \mu_{\Sigma}$ ;  $B = 0,115$  Тл берется из п.7;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м,  $\mu_{\Sigma} = 1655$  — эквивалентная магнитная проницаемость, определяемая из табл. 3.5 для магнитопровода 11112х15;  $L_{ср\Phi} = 9,67$  см — длина средней линии магнитопровода Ш12х15 из табл. 3.5:

$$H = \frac{0,115}{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1655} = 55,13 \frac{\text{А}}{\text{м}} = 0,5513 \frac{\text{А}}{\text{см}};$$

$$I_{xx}^r = \frac{0,5513 \cdot 9,67}{32,5} = 0,164 \text{ А}.$$

Ток холостого хода трансформатора

$$I_{xx} = \sqrt{(I_{xx}^a)^2 + (I_{xx}^r)^2} = \sqrt{(0,0121)^2 + (0,164)^2} = 0,164 \text{ А}.$$

Уточненное значение входного тока

$$I'_{1\text{ ут}} = \sqrt{I_{xx}^2 + I_1^2} = \sqrt{(0,164)^2 + (1,875)^2} = 1,882 \text{ А}.$$

Учитывая возможные отклонения от технологии сборки, принимаем  $I_{xx} = 0,18$  А. Окончательное уточненное значение входного тока

$$I'_{1\text{ ут}} = 2,1 \text{ А}.$$

25. Определяем падения напряжения на обмотках трансформатора. Падение на первой обмотке

$$\Delta U_1 = k_{\theta} \cdot I'_{1\text{ ут}} R_{\sim 1} = 1,28 \cdot 2,1 \cdot 0,113 = 0,303 \text{ В}.$$

Падение на второй обмотке

$$\Delta U_2 = k_{\theta} I_2 R_{\sim 2} = 1,28 \cdot 60 \cdot 8,85 \cdot 10^{-5} = 0,0068 \text{ В}.$$

Падение на третьей обмотке

$$\Delta U_3 = k_{\theta} I_3 R_{\sim 3} = 1,28 \cdot 0,5 \cdot 0,0192 = 0,0123 \text{ В}.$$

В процентном выражении:

$$\Delta U_1\% = \frac{\Delta U_1}{U_1} \cdot 100\% = 0,229\%;$$

$$\Delta U_2\% = \frac{\Delta U_2}{U_2} \cdot 100\% = 0,17\%;$$

$$\Delta U_3\% = \frac{\Delta U_3}{U_3} \cdot 100\% = 0,123\%.$$

Проверяем принятые в пп.7 и 10 значения падений напряжений. Для этого определяем приведенные падения напряжения  $\Delta U_{1-2}\%$  (на обмотках 1 и 2) и  $\Delta U_{1-3}\%$  (на обмотках 1 и 3):

$$\Delta U_{1-2}\% = U_1\% + U_2\% = 0,229 + 0,17 = 0,399\%;$$

$$\Delta U_{1-3}\% = U_1\% + U_3\% = 0,229 + 0,123 = 0,352\%.$$

Полученное значение  $\Delta U_{1-2}\%$  меньше значения 0,5 %, принятого в п.9, а значение  $\Delta U_{1-3}\%$  меньше значения 0,4 %, принятого в п.10. Таким образом, принятые значения падений напряжений и, следовательно, число витков не требуют уточнения.

26. Перегрев обмоток трансформатора

$$\Delta \theta = P_{тр} \xi_{\theta},$$

где  $\xi_{\theta}$  —  $9,17^\circ \text{C/Вт}$  — температурный коэффициент мощности из табл. 3.5;

$$\Delta \theta = 2,595 \cdot 9,17 = 23,8^\circ \text{C}.$$

При температуре окружающей среды  $+65^\circ \text{C}$  нагрев обмоток составляет

$$\theta = 65 + 23,8 = 88,8^\circ \text{C} < \theta_{\text{доп}} = 90^\circ \text{C}.$$

Если полученное значение  $\theta$  больше допустимого  $\theta_{\text{доп}}$ , принятого в п.20, то следует перейти на больший типоразмер магнитопровода.

### 3.3. Полупроводниковые диоды

В источниках электропитания диоды используются для выпрямления переменного напряжения, обеспечения проводимости и блокировки транзисторных ключей в обратном направлении. При выборе типа диода основными его характеристиками являются обратное напряжение и прямой ток. При импульсном характере тока с большой скважностью проверяется соответствие максимального значения тока допустимому уровню для заданных значений длительности, частоты повторения или скважности импульсов.

Потери мощности  $P_{пр ст}$  в диоде для статического режима работы определяются из зависимости

$$P_{пр ст} \approx \Delta U_{пр} I_{пр ср},$$

где  $\Delta U_{пр}$  — падение напряжения на диоде при среднем значении тока  $I_{пр ср}$ . При частоте коммутации, равной десяткам килогерц, диод должен иметь малое время перехода из открытого состояния в закрытое. Это время определяет динамические потери диода и максимальное значение всплеска тока ключевого транзистора инвертора, при отпирании которого происходит выключение диода.

В источниках электропитания с входным напряжением 380 В трехфазного тока частоты 50 Гц рабочее напряжение может достигать 600 В. В таких цепях используются диоды с допустимым рабочим напряжением не ниже 1000 В. Чтобы обеспечить указанное рабочее напряжение, кремний *n*-типа для изготовления диодов должен иметь удельное сопротивление  $\rho \approx 40 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ , что соответствует концентрации донорной примеси  $10^{14} \text{ см}^{-3}$ . При работе в составе инвертора время  $t_{вос обр}$  восстановления обратного сопротивления диодов должно быть в несколько раз меньше времени включения  $t_{вкл}$  транзисторов. Если время  $t_{вкл}$  составляет примерно 1 мкс, то время  $t_{вос обр}$  не должно превышать 0,25...0,3 мкс. При этом время восстановления обратно пропорционально концентрации золота.

Увеличение концентрации золота приводит к улучшению частотных свойств, но в то же время повышается прямое напряжение диодов. Когда концентрация  $N_3$  золота становится соизмеримой с концентрацией  $N_d$  доноров, удельное сопротивление кремния резко возрастает. Для исходного кремния с сопротивлением  $\rho = 40 \text{ Ом} \cdot \text{см}$  и удельными концентрациями золота и доноров  $N_3 = N_d = 10^{14} \text{ см}^{-3}$  минимальное значение времени восстановления  $t_{вос обр min}$  определяется зависимостью

$$t_{вос обр min} \approx 2,5 \cdot 10^7 / N_3 = 0,25 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

Таким образом, время восстановления диодов с обратным напряжением  $U_{обр} \geq 1000 \text{ В}$  не может быть получено менее  $0,25 \cdot 10^{-6} \text{ с}$ .

Таблица 3 9

Основные параметры диодов Шоттки

Тип диода (шифр темы)	Прямой ток, А	Обратное напряжение, В	Прямое нап- ряжение, В	Тип корпуса
2Д255(А-5,Б-5, В-5) (Барьер-24)	3	60...100	0,9	Бескорпусной
(Барьер-28 П-1)	10	40...60	0,7	КТ-28
(Барьер-27 П-1)	10	80...100	0,85	КТ-28
(Барьер-36)	20	40...60	0,75	КТ-28
2Д252(А,Б,В) (Барьер-20К)	30	80...120	0,95	—
2Д252(А-5,Б-5, В-5)	30	80...120	0,95	Бескорпусной

По мере повышения рабочей частоты преобразователей повышаются требования к частотным свойствам диодов выпрямителей. Этим требованиям наиболее полно удовлетворяют диоды Шоттки (табл. 3 9). При выпрямлении токов до 30 А в цепях электропитания с напряжением 5 В широкое применение находят диоды типа 2Д2998 (табл. 3 10). Они отличаются малым падением напряжения при прямом токе ( $U_{пр} \leq 0,68 \text{ В}$ ) и сравнительно широким диапазоном рабочих частот (до 200 кГц). Эти диоды допускают параллельную работу, поэтому выпрямленный ток может быть увеличен параллельным включением любого числа диодов без применения выравнивающих компонентов. При этом суммарный средний прямой ток через диоды не должен превышать 0,7 от суммы максимально допустимых значений средних прямых токов для соответствующей температуры корпуса.

Диоды 2Д2995 применяются при обратном напряжении от 50 до 200 В в зависимости от исполнения при токе до 25 А. Предельная рабочая частота составляет 200 кГц. Таким образом, диоды 2Д2995 и 2Д2998 могут быть использованы в схемах выходных выпрямителей при рабочей частоте инвертора до 100 кГц.

В табл. 3.10 приведены также характеристики диодов типа 2Д4103. Зарубежные аналоги этих диодов в литературе называют High efficiency ultra fast или Low-loss, т.е. высокоэффективными сверхбыстродействующими или с низкими потерями. При токах 100 и 125 А импульсное прямое напряжение нормируется значением 1,2 В (фактически это напряжение не превышает 0,9 В).

В схемах выпрямления источников электропитания на базе инверторов часто применяется электрическое соединение диодов со стороны катодов, поэтому в качестве выходных выпрямителей используют

Таблица 3.10

Основные параметры мощных диодов в столбчатом исполнении

Условное обозначение	Максимальная температура при работе в импульсе, °С	Максимальная средняя обратная ток, А	Максимальная обратная ток, А	Максимальная обратная ток, А	Прямое падение напряжения, В	Время восстановления, мкс	Тип корпуса	Условное обозначение
2Д2995А	50 (50)	25	80	100	0,8	0,1	—	—
2Д2995Б	70 (70)	25	80	100	0,8	0,1	—	—
2Д2995В	100 (100)	25	80	100	0,8	0,1	—	—
2Д2995Г	150 (150)	25	80	100	0,8	0,1	—	—
2Д2995Д	200 (200)	25	80	100	0,8	0,1	—	—
2Д2995Е	100 (100)	25	80	100	0,8	0,1	—	—
2Д2995Ж	150 (150)	25	80	100	0,8	0,1	—	—
2Д2995	200 (200)	25	80	100	0,8	0,1	—	—
2Д2998А	15	80	100	100	0,8	0,1	—	—
2Д2998Б	25	80	100	100	0,8	0,1	—	—
2Д2998В	85	80	100	100	0,8	0,1	—	—
2Д4108-100	20 (20)	100	100	100	0,8	0,1	—	—
2Д4108-105	20 (20)	100	100	100	0,8	0,1	—	—
2Д4108-120	20 (20)	100	100	100	0,8	0,1	—	—
2Д4108-140	20 (20)	100	100	100	0,8	0,1	—	—
2Д4108-160	20 (20)	100	100	100	0,8	0,1	—	—
2Д4108-180	20 (20)	100	100	100	0,8	0,1	—	—
2Д4108-200	20 (20)	100	100	100	0,8	0,1	—	—

Таблица 3.11

Основные параметры диодных сборок

Тип сборки (шифр разработки)	Прямой ток, А	Обратное напряжение, В	Прямое напряжение, В	Тип корпуса
Е180(АС,БС) (Барьер-24 П2)	2 x 3 А	80... 100	0,8	КТ-28
КД278(АС,БС) (Барьер-26)	2x5 А	80... 100	0,9	КТ-28
Е139(АС,БС,ВС) (Барьер-18)	2 x 7,5 А	24... 45	0,7	КТ-28
(Барьер-28 П2)	2 x 10 А	40... 60	0,7	КТ-28
Е181(АС,БС) (Барьер-27 П2)	2 x 10 А	80... 100	0,85	КТ-28
(Барьер-34)	2 x 15 А	40... 60	0,7	КТ-43
Е182(АС,БС,ВС) (Барьер-35)	2 x 20 А	35... 50	0,75	КТ-43

ся диодные сборки. В табл. 3.11 приведены некоторые сборки на базе диодов Шотки.

Высоковольтные столбы. Особенность работы последовательно соединенных диодов в высоковольтном столбе заключается в том, что диоды имеют различное время жизни неосновных носителей. Это определяется различие времени восстановления  $t_{вос}$  обратного сопротивления при изменении полярности напряжения с прямой на обратную. Напряжение на диодах, имеющих меньшее время восстановления, достигает пробивного значения  $U_{проб}$  в первую очередь. Восстановившиеся диоды переходят в режим лавинного пробоя и находятся в этом режиме до восстановления остальных диодов. Таким образом, промежуток времени, в течение которого в диодах выделяется повышенная мощность, определяется разностью промежутков времени восстановления  $\Delta t_{вос}$  отдельных образцов. В реальных образцах высоковольтных диодов (например, 2Д226, 2Д230) эта разность может быть значительной.

Мощность тепловых потерь в диоде определяется выражением

$$P = iU_n, \quad (3.1)$$

где  $U_n$  — напряжение лавинного пробоя;  $i$  — ток через  $p-n$  переход.

Изменение тока через диод зависит от длительности фронта нарастания импульса обратного напряжения:

$$i(t) = I_{пр}(t/t_\phi), \quad (3.2)$$

где  $I_{пр}$  — значение импульса прямого тока, проходящего через диод в момент подачи на него обратного напряжения.

Средняя мощность тепловых потерь  $P_{cp}$  за промежуток времени  $\Delta t_{\text{вос обр}}$  определяется из уравнения

$$P_{cp} = \frac{1}{T} I_{\text{пр и}} U_{\text{л}} \int_{t_{\text{в мин}}}^{t_{\text{в max}}} \left( \frac{t}{t_{\text{ф}}} + \tau_{\text{ф}} \right) \frac{dt}{t_{\text{ф}}} = \frac{I_{\text{пр и}} \tau_{\text{ф}}}{2 t_{\text{ф}}} \left( t_{\text{в max}}^2 - t_{\text{в мин}}^2 \right) \quad (3.3)$$

где  $T$  — период следования импульсов тока через диод.

Число диодов, перешедших в режим лавинного пробоя, определяется напряжением  $U$ , приложенным к столбу. При  $U = U_{\text{л}}$  мощность тепловых потерь последовательно соединенных диодов

$$P_{cp} = I_{\text{пр и}} U f \frac{t_{\text{вос обр max}}^2 - t_{\text{вос обр min}}^2}{2 t_{\text{ф}}} \quad (3.4)$$

С учетом зависимостей

$$\begin{aligned} t_{\text{вос обр max}} - t_{\text{вос обр min}} &= \Delta t_{\text{вос обр}} \\ (t_{\text{вос обр max}} + t_{\text{вос обр min}})/2 &= t_{\text{вос обр ср}}, \end{aligned}$$

где  $t_{\text{вос обр ср}}$  — среднее время восстановления, получим

$$P_{cp} \approx I_{\text{пр и}} U f \frac{t_{\text{вос обр ср}} \Delta t_{\text{вос обр}}}{t_{\text{ф}}} \quad (3.5)$$

После окончания первой фазы восстановления при переключении диода из прямого направления на обратное он переходит в режим лавинного пробоя, поэтому максимальное значение времени восстановления  $t_{\text{вос обр max}}$  можно принять равным длительности его первой фазы.

$$t_{\text{вос обр 1}} = [0,5 - 0,33 \exp(-t_{\text{фд}}/\tau_{\text{эф}})] \tau_{\text{эф}}, \quad (3.6)$$

где  $t_{\text{фд}}$  — длительность фронта, отнесенная к одному диоду;  $\tau_{\text{эф}}$  — эффективное значение времени жизни неосновных носителей.

С учетом уравнения (3.6) зависимость (3.5) принимает вид

$$\begin{aligned} P_{cp} &= \frac{I_{\text{пр и}} U f}{t_{\text{ф}}} [0,5 - 0,33 \exp(-t_{\text{фд}}/\tau_{\text{эф max}})] \tau_{\text{эф max}} \times \\ &\times \int_0^1 [0,5 \Delta \tau_{\text{эф}} - 0,33 [\tau_{\text{эф max}} \exp(-t_{\text{фд}}/\tau_{\text{эф max}}) - \\ &- \tau_{\text{эф min}} \exp(-t_{\text{фд}}/\tau_{\text{эф min}})]] dt. \end{aligned} \quad (3.7)$$

В режиме переключения номинального тока значение  $\tau_{\text{эф}}$  можно принять равным значению  $t_{\text{вос обр}}$ . В этом случае при длительности фронта  $t_{\text{ф}} \approx \tau_{\text{эф}} = 0,3$  мкс (характерной для диодов типа 2Д226) выделяемая в столбе мощность

$$P_{cp} \approx 5 \cdot 10^{-2} I_{\text{пр и}} U f \Delta t_{\text{вос обр}} \quad (3.8)$$

Таким образом, по известной разности промежутков времени восстановления можно определить мощность тепловых потерь. Выражение (3.8) позволяет также решить обратную задачу: по заданному значению  $P_{cp}$  определить  $\Delta t_{\text{вос обр}}$  и осуществить выбор типа диодов.

### 3.4. Дроссели

При невысокой частоте переменного тока дроссели выполняются с магнитопроводом из трансформаторной стали. Для предотвращения насыщения магнитопровода в нем предусматривают немагнитный зазор, оптимизация которого позволяет получить минимальные массу и размеры дросселя. Подобный дроссель можно приближенно считать индуктивностью с линейной характеристикой в широком диапазоне изменений максимального значения переменного напряжения. Такое допущение нередко принимают при расчетах дросселей с магнитопроводами без зазора из Мо-пермаллоя или феррита.

Однако при отсутствии зазора индуктивность дросселя существенно зависит от тока подмагничивания и максимального значения переменного напряжения. Поэтому при работе дросселя без зазора получается завышенная ошибка в оценке переменной составляющей тока и диапазона непрерывных токов дросселя.

Рассмотрим методику расчета дросселя [6], обеспечивающую приемлемую точность оценки его параметров. При расчете принимается условие, что дроссель включен в цепь высокочастотного источника электропитания и к нему приложено переменное напряжение прямоугольной формы. По обмотке дросселя проходит также постоянный ток (ток подмагничивания). Выходной вывод дросселя подключен к конденсатору настолько большой емкости, что переменным напряжением на нем можно пренебречь. Следовательно, включение дросселя в цепь должно ограничить пульсации тока до заданного уровня, а также обеспечить необходимый диапазон изменений тока подмагничивания, не приводящий к появлению разрывного тока в дросселе. При этом масса и объем дросселя должны быть возможно минимальными.

С целью упрощения анализа свойства магнитопровода описывают кривой намагничивания. При этом удобнее аппроксимировать не кривую намагничивания, а обратную ей зависимость напряженности поля от индукции. Прямолинейный участок зависимости  $H$  от  $B$  можно представить следующим образом:

$$H = H_n(B/B_s), \quad (3.9)$$

где  $H_n$  — нормирующее значение напряженности поля;  $B_s$  — индукция насыщения, а дальнейший изгиб и стремление к бесконечности при  $B \rightarrow B_s$  учитывается введением в формулу (3.9) так называемой формирующей функции  $\varphi(B/B_s)$ :

$$H = H_n(B/B_s) \varphi(B/B_s). \quad (3.10)$$

Для магнитодиэлектриков типа Мо-пермаллоев может быть использована формирующая функция

$$\varphi(B/B_s) = 1/\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{B^2}{B_s^2}\right)},$$

Таблица 3 12

Значения коэффициентов аппроксимации  
магнитопроводов дросселей

Марка сплава	$\gamma$	$B_S$
МП-60	5900	0,47
МП-100	6100	0,73
МП-140	5400	0,735
МП-160	4180	0,742
МП-250	2830	0,764
ТЧ-90	5950	0,6

с учетом которой аппроксимирующая зависимость (3.10) принимает вид

$$H \approx H_n \frac{B/B_S}{\sqrt{\cos\left(\frac{\gamma}{2} \frac{B^2}{B_S^2}\right)}} \quad (3.11)$$

Значения коэффициентов аппроксимации  $H_n$  и  $B_S$  некоторых магнитодиэлектриков приведены в табл. 3.12.

Рабочий режим дросселя задается максимальным значением и частотой приложенного к дросселю переменного напряжения, а также максимальным значением тока подмагничивания. В качестве показателей качества дросселя принимаются его масса, объем, пульсации тока, диапазон изменения тока подмагничивания, не приводящий к разрывности полного тока, омическое сопротивление обмотки дросселя.

Рассмотрим работу дросселя, когда к нему приложено переменное напряжение прямоугольной формы с частотой  $f$ , длительностью положительной части периода  $\tau$  и отрицательной части периода  $\theta$ . Пусть  $U_+$  и  $U_-$  — максимальные значения напряжения положительной и отрицательной частей периода. Изменению напряжения от  $U_+$  и  $U_-$  соответствует изменение индукции в магнитопроводе по линейному закону. В положительную часть периода индукция увеличивается от  $B_{\min}$  до  $B_{\max}$ , в отрицательную часть периода снижается от  $B_{\max}$  до  $B_{\min}$  (рис. 3.24, а).

Если  $B_0$  — постоянная составляющая магнитной индукции, а  $B_m$  — максимальное значение переменной составляющей, то

$$B_{\max} = B_0 + B_m \text{ и } B_{\min} = B_0 - B_m.$$

В соответствии с рис. 3.24, а нарастание и спадание магнитной индукции описывается выражениями в положительной части периода:

$$B(t) = B_0 + B_m \left( \frac{2t}{\tau} - 1 \right) \quad (3.12)$$

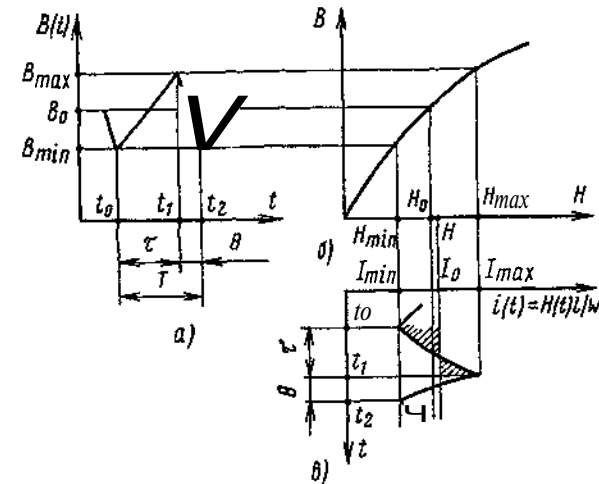


Рис. 3.24. Кривые изменения магнитной индукции (а), намагничивания (б) и напряженности магнитного поля в магнитопроводе дросселя (в)

и в отрицательной части периода:

$$B(t) = B_0 - B_m \left[ \frac{2(t - \tau)}{\theta} - 1 \right], \quad \tau < t < \tau + \theta.$$

В отличие от индукции напряженность магнитного поля нарастает и спадает по нелинейному закону в связи с формой кривой намагничивания, показанной на рис. 3.24, б. Поэтому напряженность магнитного поля  $H_0$ , соответствующая индукции  $B_0$ , меньше напряженности  $H_+$ , создаваемой постоянной составляющей тока дросселя  $I_0$  и равной

$$H_+ = I_0 W / l,$$

где  $W$  — число витков обмотки дросселя;  $l$  — длина средней магнитной линии.

Максимальное значение переменной составляющей индукции определяется зависимостью

$$B_m = \frac{U_+}{4fQW} \frac{2\tau}{T} = \frac{U_-}{4fQW} \frac{2\theta}{T}, \quad (3.13)$$

где  $T$  — длительность периода,  $1/f$ ;  $Q$  — площадь сечения магнитопровода,  $m^2$ ;  $W$  — число витков обмотки дросселя.

Отсюда

$$W = \frac{U_+}{4fQB_m} \frac{2\tau}{T}. \quad (3.14)$$

В соответствии с рис. 3.24, в постоянная составляющая напряженности магнитного поля

$$H_{\text{ср}} = \frac{I_0 W}{l} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} H(t) dt.$$

Заменим переменную интегрирования  $H(t)$  на  $B(t)$ . Из выражения (3.12) определим производную  $dB/dt$  и соответственно пределы интегрирования. Тогда с учетом аппроксимации (3.11) получим

$$\begin{aligned} \frac{I_0 W}{l} &= \frac{1}{m} \frac{dt}{dB} \int_{B_{\min}}^{B_{\max}} H(B) dB = \\ &= \frac{H_n B_s}{2B_m} \int_{B_{\min}/B_s}^{B_{\max}/B_s} \frac{B/B_s}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{B^2}{B_s^2}\right)}} \frac{dB}{B_s}. \end{aligned} \quad (3.15)$$

Эллиптический интеграл (3.15) может быть вычислен по таблицам [7]. В нормальной форме он имеет вид

$$\frac{I_0 W}{l} = \frac{H_n B_s}{\pi B_m} \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ F\left(\alpha_{\max}, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) - F\left(\alpha_{\min}, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) \right], \quad (3.16)$$

где  $F(\alpha, 1/\sqrt{2})$  — эллиптический интеграл первого рода от аргумента  $\alpha$  с модулем  $1/\sqrt{2}$ ;  $\alpha_{\max} = \arcsin\left(\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{2} \frac{x^2}{2}\right)$  — аргумент при максимальной магнитной индукции;  $\alpha_{\min} = \arcsin\left(\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{2} \frac{y^2}{2}\right)$  — аргумент при минимальной магнитной индукции;

$$\begin{aligned} x &= B_{\max}/B_s \\ y &= B_{\min}/B_s \end{aligned}$$

— относительные значения максимальной и минимальной индукций.

Определим объем магнитопровода  $Ql = V$  из уравнения (3.16) с учетом зависимости (3.14):

$$V = \frac{I_0 U_+}{f H_n B_s} \frac{lm}{T} \frac{\pi}{2\sqrt{2} [F(\alpha_{\max}, 1/\sqrt{2}) - F(\alpha_{\min}, 1/\sqrt{2})]}. \quad (3.17)$$

Таким образом, объем магнитопровода дросселя зависит от условий его работы, материала магнитопровода и режима намагничивания.

С целью упрощения анализа работы дросселя вводится так называемый параметр режима работы

$$m = 2\sqrt{2} [F(\alpha_{\max}, 1/\sqrt{2}) - F(\alpha_{\min}, 1/\sqrt{2})] / \pi,$$

в результате чего упрощается выражение для объема магнитопровода:

$$V = \frac{I_0 U_+ (2\tau/T)}{f H_n B_s} \frac{1}{m} \quad (3.18)$$

Пульсации тока дросселя определяются коэффициентом  $k_n$ :

$$k_n = (I_{\max} - I_{\min}) / 2I_0.$$

Коэффициент пульсаций можно также найти по протяженности рабочего участка на кривой намагничивания:

$$k_n = (l/2I_0 W)(H_{\max} - H_{\min}). \quad (3.19)$$

С учетом зависимости (3.13) уравнение (3.19) приводится к виду

$$k_n = \frac{2f B_m H_n V}{U_+ I_0 (2\tau/T)} \left( \frac{x}{\sqrt{\cos(\frac{\pi}{2} x^2)}} - \frac{y}{\sqrt{\cos(\frac{\pi}{2} y^2)}} \right). \quad (3.20)$$

После подстановки в уравнение (3.20) зависимости (3.18) получим соотношение для оценки коэффициента пульсаций:

$$k_n = (x - y) \left( \frac{x}{\sqrt{\cos(\frac{\pi}{2} x^2)}} - \frac{y}{\sqrt{\cos(\frac{\pi}{2} y^2)}} \right) \frac{1}{m}. \quad (3.21)$$

Разность  $(x - y)$  определяет максимальное значение переменной составляющей магнитной индукции, поэтому число витков в обмотке дросселя в соответствии с выражением (3.13) обратно пропорционально указанной разности:

$$W = U_+ (2\tau/T) / 2f Q B_s (x - y). \quad (3.22)$$

Для магнитопровода заданного объема существует некоторое максимальное значение разности относительных индукций  $(x - y)_{\max}$ . Дроссель с заданными пульсациями  $k_n$  при значениях  $x - y > (x - y)_{\max}$  можно выполнить, приняв меньшее значение параметра режима  $\tau$ , т.е. на магнитопроводе меньшего объема. Таким образом, значениям  $(x - y)_{\max}$  соответствуют обмотки с наименьшим числом витков. При заданной площади окна магнитопровода, который определен принятым значением  $\tau$ , можно выбрать максимальный диаметр намоточного провода и получить минимальное омическое сопротивление обмотки.

При расчете дросселей используют следующие рекомендации.

Диапазон изменения минимального тока подмагничивания  $N$ , не приводящий к появлению разрывного тока в дросселе, определяется из соотношения

$$N = m / (x - y)^2. \quad (3.23)$$

Для дросселей с минимальными объемом и массой и произвольным омическим сопротивлением обмотки

$$k_{п \min} = 0,73m + 0,175m^2 \approx 0,73m, \quad (3.24)$$

$$N \approx m/(0,5)^2 m^2 = 4/m, \quad (3.25)$$

$$(x - y)_{\min} = 0,5m. \quad (3.26)$$

Для дросселей с минимальными объемом, массой и омическим сопротивлением обмотки

$$k_{п0} = 0,9m + 0,45m^2 \approx 0,9m, \quad (3.27)$$

$$N = 1,57/m, \quad (3.28)$$

$$(x - y)_0 = 0,798m. \quad (3.29)$$

### Пример расчета дросселя

**Исходные данные:** постоянный ток через дроссель 1,5 А; максимальное значение переменного напряжения, приложенного к дросселю, равно 17 В, при этом  $\tau = v = T/2$ ; частота переменного напряжения 100 кГц; магнитопровод выполнен из молибденового пермаллоя марки МП-140, для которого из табл. 3.12 находятся значения  $H_H = 5400 \text{ А/м}$  и  $B_S = 0,735 \text{ Тл}$ .

Необходимо рассчитать дроссель, обеспечивающий коэффициент пульсаций  $k_{п} \leq 0,11$  и допустимый диапазон изменения минимального тока подмагничивания  $N \geq 15$ .

**Порядок расчета.** По уравнению (3.24) определяем возможные значения параметра режима. Для получения заданных пульсаций тока

$$m = k_{п \min}/0,73 = 0,11/0,73 = 0,15.$$

Для получения заданного диапазона изменения тока подмагничивания

$$m = 4/N = 4/15 = 0,266.$$

Из двух полученных значений параметра режима выбираем  $\tau = 0,15$ , что позволяет выполнить условие по  $N$  с запасом.

Расчетный объем магнитопровода находим по формуле (3.18):

$$V_{\text{расч}} \sim \frac{1,5 \cdot 17}{10^5 \cdot 5400 \cdot 0,735} \cdot \frac{1}{0,15} = 0,428 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3 = 0,428 \text{ см}^3.$$

Выбираем типовой кольцевой магнитопровод К13х7х5 с объемом  $V = 0,471 \text{ см}^3$  и площадью сечения  $Q = 0,125 \text{ см}^2$ . Внутренний диаметр магнитопровода  $d_c = 1 \text{ мм}$ .

При выбранном магнитопроводе значение фактического параметра режима  $m_{\Phi}$  уменьшится и составит

$$m_{\Phi} = mV_{\text{расч}}/V = 0,15 \cdot 0,428/0,471 = 0,136.$$

В соответствии с зависимостью (3.24) находим фактические показатели дросселя:

$$k_{п\Phi} = 0,73m_{\Phi} = 0,73 \cdot 0,136 = 0,0998,$$

$$N_{\Phi} = 4/m_{\Phi} = 4/0,136 = 29,4.$$

Таким образом, дроссель с минимальными объемом и массой обеспечивает пульсации тока в 1,1 раза и диапазон изменения тока подмагничивания почти в 2 раза лучше заданных. Это объясняется дискретностью ряда, из которого выбирается нормализованный магнитопровод.

Определяем число витков обмотки дросселя по формулам (3.26) и (3.22):

$$(x - y)_{\min} = 0,5m_{\Phi} = 0,5 \cdot 0,136 = 0,068,$$

$$W = U_+(2\tau/T)/2fQB_S(x - y)_{\min} = \frac{17}{2 \cdot 10^5 \cdot 0,125 \cdot 0,735 \cdot 0,068} = 136.$$

Если принять, что обмотка выполняется двумя слоями, то общая длина двух окружностей, образованных центрами сечения провода, составляет приблизительно 40,8 мм. Отсюда максимальное значение диаметра провода

$$d_{\max} \leq 40,8/136 = 0,32 \text{ мм}.$$

Выбираем провод диаметром 0,31 мм, сечение которого  $S = 0,0573 \text{ мм}^2$ . При средней длине витка  $l_b = 17,95 \text{ мм}$  омическое сопротивление обмотки

$$r = \rho W l_b / S = 1,72 \cdot 10^{-2} \cdot 136 \cdot 1,795 \cdot 10^{-2} / 0,0573 = 0,73 \text{ Ом}.$$

Рассчитаем дроссель, у которого показатели  $k_{п}$  и  $N$  равны заданным значениям. По уравнению (3.23) находим разность  $(x - y)$ , при которой диапазон изменений тока подмагничивания равен заданному:

$$(x - y)_{\text{opt}} = \sqrt{m/N} = \sqrt{0,136/15} = 0,0952.$$

Этому значению разности соответствует число витков в обмотке

$$W_{\min} = W \frac{(x - y)_{\min}}{(x - y)_{\text{opt}}} = 136 \cdot 0,068/0,0952 \approx 91.$$

При расположении витка к витку по всей длине магнитопровода в двухслойной обмотке можно принять диаметр провода

$$d \leq 40,8/91 = 0,448 \text{ мм}.$$

Выбираем провод диаметром 0,39 мм, при котором омическое сопротивление обмотки оптимального дросселя на нормированном магнитопроводе равно 0,32 Ом.



Если полученное сопротивление провода обмотки такого дросселя велико для конкретного применения, то необходимо выбрать параметр режима по уравнению (3.27):

$$m = k_{\text{по}}/0,9 = 0,11/0,9 = 0,122.$$

Поскольку полученное значение меньше, чем обеспечивает магнитопровод К13х7 х 5, то для такого дросселя необходимо выбрать магнитопровод, имеющий больший объем.

### 3.5. Конденсаторы

Основными электрическими параметрами, по которым выбирают конденсаторы для источников электропитания электронных средств, являются номинальное напряжение, полное сопротивление в заданном диапазоне частот, номинальная емкость и ее отклонения в условиях эксплуатации, тангенс угла потерь. При выборе конденсаторов к ним предъявляются требования наибольшей емкости и реактивной мощности при минимальном объеме, заданном рабочем напряжении и работе в широком диапазоне частот. Перечисленные требования являются противоречивыми. Так, увеличение емкости, реактивной мощности и рабочего напряжения влечет за собой увеличение объема, что приводит к росту собственной индуктивности конденсатора и, следовательно, к ограничению частотного диапазона.

Лучшими удельными характеристиками обладают электролитические конденсаторы. Однако по частотным свойствам они уступают керамическим. Максимальные значения постоянного, переменного и импульсного напряжений керамического конденсатора не должны превышать значения, определяемого его допустимой реактивной мощностью. Предельная рабочая частота переменного напряжения ограничивается частотой конденсатора, при которой наступает резонанс. Индуктивность керамических конденсаторов весьма мала. Она состоит из индуктивности корпуса и выводов, причем в большинстве случаев индуктивность выводов является определяющей. Поэтому предельная рабочая частота конденсатора зависит от способа монтажа его в составе электронных средств.

В цепях управления источников электропитания широко применяются конденсаторы с неорганическим диэлектриком (керамические). Интерес представляют **низковольтные** конденсаторы типов К10-50 (10 В; 3,3 мкФ) и К10-49 (25 В; 0,47 мкФ). В цепях с повышенным напряжением используют конденсаторы типа К10-47 (500 В; 0,047 мкФ). Среди высоковольтных конденсаторов следует отметить К15-20, имеющие рабочее напряжение до 4 кВ.

Допустимые пульсации керамических конденсаторов определяются их допустимой реактивной мощностью. При работе конденсатора в цепи

переменного или пульсирующего напряжения его температура повышается из-за потерь энергии в диэлектрике, электродах и арматуре. Активная мощность определяется зависимостью

$$P_a = U_{\sim}^2 2\pi f C \operatorname{tg} \delta,$$

где  $U_{\sim}^2 2\pi f C = PC$  — реактивная мощность;  $U_{\sim}$  — переменное напряжение на конденсаторе, В;  $f$  — частота, Гц;  $C$  — номинальная емкость конденсатора, Ф;  $\delta$  — угол потерь.

Реактивная мощность конденсаторов, определяемая их объемом и потерями в диэлектрике, относительно невелика и не превышает (2,5...3) В·Ар. В то же время керамические конденсаторы допускают сравнительно высокие пульсации [8]

$$U_{\sim \text{доп}} = \sqrt{P_{C \text{ доп}} / 2\pi f C}, \quad (3.30)$$

где  $P_{C \text{ доп}}$  — допустимая реактивная мощность конденсатора, В·Ар.

Эти пульсации существенно превышают допустимые для электролитических конденсаторов при прочих равных условиях.

С целью повышения надежности конденсаторов целесообразно ограничить рабочее напряжение на уровне 0,7 от максимально допустимого. Минимальную емкость  $C_{\Phi}$ , мкФ, конденсатора в сглаживающем фильтре можно оценить с помощью зависимости

$$C_{\Phi} = 2 \cdot 10^6 I_{\text{вп ср}} / f U_{\sim \text{доп}}, \quad (3.31)$$

где  $f$  — частота переменного напряжения на конденсаторе, Гц;  $I_{\text{вп ср}}$  — выпрямленный ток, А.

Из уравнения (3.31) с учетом (3.30) получим

$$C_{\Phi} = 2 \cdot 10^6 I_{\text{вп ср}} \sqrt{2\pi f C / f} \sqrt{P_{C \text{ доп}}}. \quad (3.32)$$

Если принять  $C_{\Phi} = C$ , то выпрямленный ток будет определяться зависимостью

$$I_{\text{вп ср max}} = \sqrt{C f P_{C \text{ доп}} / 2 \cdot 10^6 \sqrt{2\pi}}. \quad (3.33)$$

При подстановке зависимости (3.33) в уравнение (3.32) будем иметь

$$C_{\Phi} = 2 \cdot 10 I_{\text{вп ср max}} \sqrt{2\pi C / P_{C \text{ доп}}} / \sqrt{f}.$$

Числитель этого выражения является константой  $k$  для каждого конкретного конденсатора, т.е.  $C_{\Phi} = k / \sqrt{f}$ .

На рис. 3.25 приведены зависимости минимальной требуемой удельной емкости фильтра  $C_{\text{уд}}$  от частоты переменного напряжения для конденсаторов типа К10-47. Из рисунка следует, что увеличение частоты **свыше** 200 кГц не приводит к существенному снижению необходимой

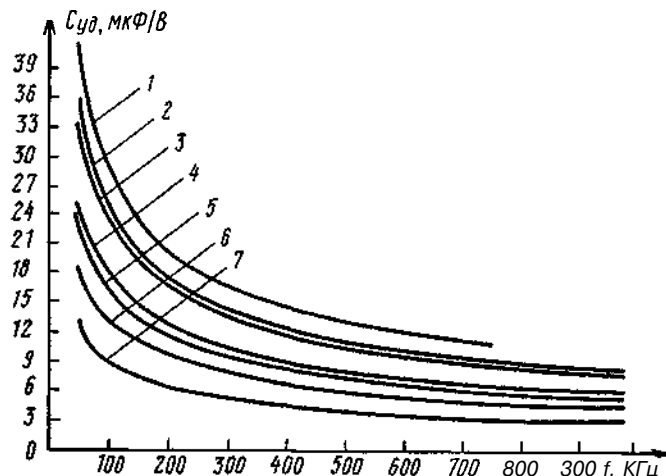


Рис. 3.25. Зависимости удельной емкости от частоты для конденсаторов К10-47: 1 — К10-47-Н90-25 В-6,8 мкФ,  $P_C = 2 \text{ В} \cdot \text{Ар}$ ; 2 — К10-47-Н90-25 В-4,7 мкФ,  $P_C = 3 \text{ В} \cdot \text{Ар}$ ; 3 — К10-47-Н90-25 В-6,8 мкФ,  $P_C = 3 \text{ В} \cdot \text{Ар}$ ; 4 — К10-47-Н90-25 В-3,3 мкФ,  $P_C = 2 \text{ В} \cdot \text{Ар}$ ; 5 — К10-47-Н90-50 В-2,2 мкФ,  $P_C = 3 \text{ В} \cdot \text{Ар}$ ; 6 — К10-47-Н30-25 В-2,2 мкФ,  $P_C = 3 \text{ В} \cdot \text{Ар}$ ; 7 — К10-47-Н30-50 В-0,68 мкФ,  $P_C = 1 \text{ В} \cdot \text{Ар}$

удельной емкости. Поэтому в составе фильтра целесообразно применять конденсаторы совместно с дросселями, которые позволяют уменьшить требуемую емкость и, следовательно, получить лучшие частотные характеристики. Конденсаторы с большими емкостями рекомендуется использовать в первых звеньях сглаживающих фильтров. Последующие звенья могут иметь меньшие емкости, но лучшие частотные свойства. В нормативно-технической документации обычно отсутствуют частотные характеристики конденсаторов, поэтому их частотные свойства оценивают экспериментально с помощью измерителей помех.

В источниках электропитания импульсного действия частота преобразования выбирается в диапазоне 20...100 кГц, поэтому частота пульсаций напряжения может достигать 100...200 кГц. При этих частотах необходимо учитывать активное и индуктивное сопротивление конденсаторов, поскольку кроме основной гармоники пульсаций присутствуют также высокочастотные шумы в диапазоне частот до десятков мегагерц. Емкость  $C$  и индуктивность  $LC$  конденсатора определяют его резонансную частоту

$$f_{\text{рез}} = 1/2\pi\sqrt{LC}. \quad (3.34)$$

При оценке частотных свойств керамических конденсаторов заданного типоразмера можно ориентироваться на резонансную частоту конденсатора с наибольшей емкостью. Все другие конденсаторы этого ти-

Таблица 3.13  
Значения индуктивности и резонансной частоты некоторых керамических конденсаторов

Тип конденсатора	Емкость, пФ	Индуктивность, См	Резонансная частота, МГц
КД-1; КД-2	1...270 680...6800	1...4	5000...150 200...30
КД-2; К109-2; КМ-3; КМ-4; КМ-5	— 22...3600 3900...1500	— 2...5	1000 800...30 60...10
КТ-1; КТ-2; КТ-3	1...1000 1100...33000	3...15	3000...40 100...20
КВИ-1; КВИ-2 КВИ-3	1,5...4700	1...3	4000...40
КВП	10...4700	1,5...4	1300...25
КВТ	47...10000	1,5...4	600...25

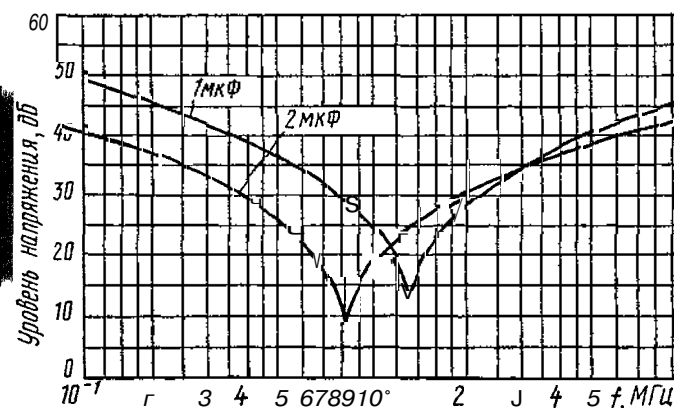


Рис. 3.26. Частотные характеристики конденсаторов К10-50а-Н90-10 8

поразмера с меньшими значениями емкости будут иметь более высокие резонансные частоты, которые хорошо согласуются с зависимостью (3.34). На частотах, превышающих резонансную, реактивная составляющая полного сопротивления конденсатора приобретает индуктивный характер.

В табл. 3.13 приведены значения индуктивности и резонансной частоты для различных типов керамических конденсаторов. Из этой таблицы видно, что приведенные параметры изменяются в широких пределах. На рис. 3.26...3.28 показаны частотные характеристики некоторых керамических конденсаторов, которые определены с помощью измерителей помех типов SMV-6 и SMV-8. Рассмотрение их показывает, что

## Глава 4

### Источники электропитания электронных средств

#### 4.1. Многоканальные источники электропитания персональных ЭВМ

Источники электропитания персональных ЭВМ (ПЭВМ) рассчитаны, как правило, на входное напряжение однофазного переменного тока общепромышленной сети. Так как для ПЭВМ необходимо несколько номиналов напряжений, то источники выполняются многоканальными. Для системных модулей обычно требуются напряжения +5, -5, +12, -12 В при общей выходной мощности от 65 до 250 Вт. Источники должны выдавать также КМОП-сигнал PG (Power Good), высокий уровень которого равен  $5 \pm 0,5$  В.

Для каждого канала устанавливаются максимальный и минимальный выходные токи, которые определяются диапазоном стабилизации выходных напряжений. Допустимые значения выходных токов приведены в табл. 4.1. При включении источника электропитания сигнал PG имеет низкий уровень и запрещает работу микропроцессора до того момента, когда выходные напряжения достигнут номинальных значений. После этого уровень сигнала PG становится высоким и микропроцессор получает разрешение на запуск.

В случае отключения входного напряжения уровень сигнала PG становится низким, что приводит к появлению сигнала системного сброса RESET. Последний является предупреждающим о снижении напряжения +5 В электропитания цифровой части системного модуля. Благодаря этому предотвращается сбой в работе системного блока, поскольку при уменьшении напряжения электропитания ниже допустимого уровня возможна ложная запись в память и другие неприемлемые операции.

Таблица 4.1

Значения выходных токов источников электропитания персональных ЭВМ

Выходное напряжение источника, В	Минимальные и максимальные выходные токи, А при выходной мощности, Вт					
	65 Вт	90 Вт	150 Вт	200 Вт	230 Вт	250 Вт
+5	2...9	3...13	3...15	5...20	5...23	5...25,5
+12	0,5...1,8	0,5...1,8	0,5...6	2...8	2...9	2...9,5
-5	0...0,3	0...0,3	0...0,5	0...0,5	0...0,5	0...0,5
-12	0...0,3	0...0,3	0...0,5	0...0,5	0...0,5	0...0,5

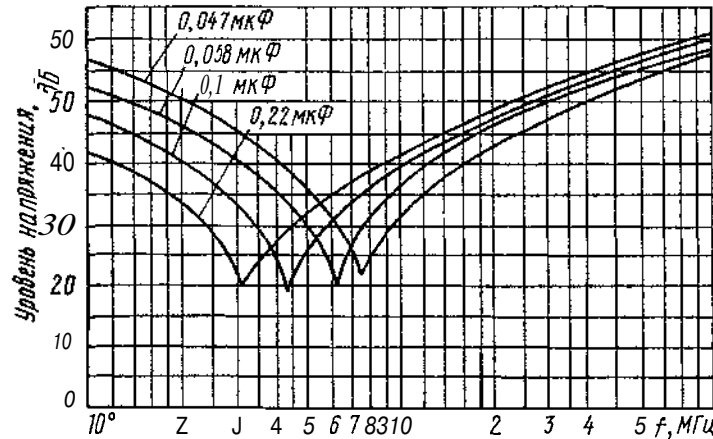


Рис. 3.27. Частотные характеристики конденсаторов K10-47-N30-100 В

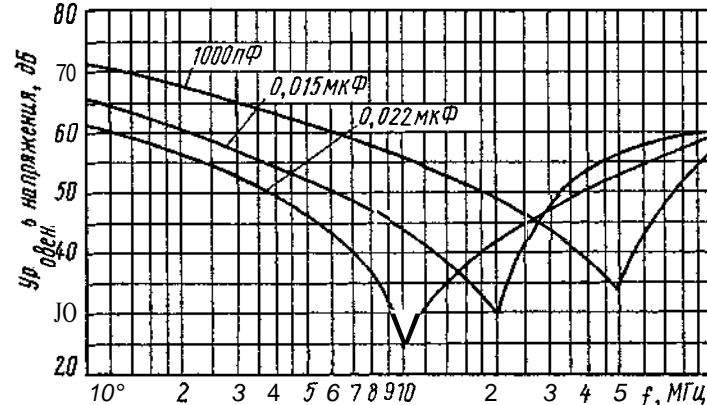


Рис. 3.28. Частотные характеристики конденсаторов K10-47-N30-500 В

резонансные частоты конденсаторов больших емкостей имеют значения долей и единиц мегагерц. Эти частоты значительно ниже по сравнению с приведенными в табл. 3.13.

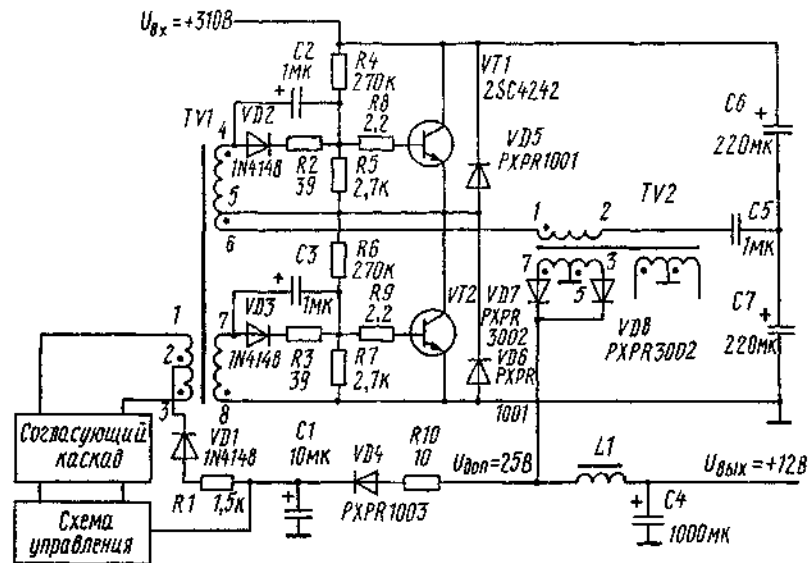


Рис. 4.1. Схема запуска с самовозбуждением источника электропитания типа GT-150W

Электрические схемы большинства современных источников электропитания ПЭВМ выполняются на базе двухтактного полумостового инвертора. Различие их определяется в основном способом возбуждения устройства запуска (с самовозбуждением или с принудительным возбуждением). На рис. 4.1 и 4.2 приведены схемы устройств с самовозбуждением.

Рассмотрим работу устройства, схема которого приведена на рис. 4.1. Входное выпрямленное напряжение сети подается на делитель, содержащий резисторы  $R4 \dots R7$ . Этот делитель является базовым для обоих силовых транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ . Под воздействием суммарного напряжения  $U_{вх}$  на конденсаторах (76,  $C7$  начинает протекать ток по базовым цепям транзисторов, содержащим компоненты: положительный вывод конденсатора (76; резисторы  $R4, R8$ ; переход база-эмиттер транзистора  $VT1$ ; резисторы  $R6, R9$ ; переход база-эмиттер транзистора  $VT2$ ; общий провод отрицательной цепи; отрицательный вывод конденсатора  $C7$ . Этот ток приоткрывает оба транзистора, в результате чего через выводы 1, 2 трансформатора  $TV1$  начинают протекать токи взаимно противоположных направлений.

Ток через транзистор  $VT1$  протекает по цепи: положительный вывод конденсатора (76; шина +310 В; переход коллектор-эмиттер транзистора  $VT1$ ; выводы 5, 6 трансформатора  $TV1$ ; выводы 1, 2 трансформатора  $TV2$ ; конденсатор (75; отрицательный вывод конденсатора  $C6$ .

Ток через транзистор  $VT2$  протекает по цепи: положительный вывод конденсатора (77; конденсатор (75; выводы 2, 1 трансформатора

$TV2$ ; выводы 6, 5 трансформатора  $TV1$ ; переход коллектор-эмиттер транзистора  $VT2$ ; общий провод отрицательной цепи, отрицательный вывод конденсатора (77

При равенстве токов, протекающих в противоположных направлениях через дополнительные (пусковые) витки 5, 6 трансформатора  $TV1$ , результирующий ток равен нулю и устройство не может запуститься. Такой режим существует только теоретически. В реальных устройствах всегда имеет место технологический разброс коэффициентов усиления по току транзисторов  $VT1, VT2$ , поэтому транзисторы приоткрыты в различной степени. В результате ток одного из транзисторов больше тока другого, результирующий ток через витки 5, 6 трансформатора  $TV1$  отличен от нуля и протекает в одном из направлений.

Если транзистор  $VT2$  приоткрыт в большей степени, чем  $VT1$ , то ток протекает от вывода 6 к выводу 5 трансформатора  $TV1$ . Если в большей степени приоткрыт транзистор  $VT1$ , то ток протекает от вывода 5 к выводу 6. Рассмотрим работу устройства для последнего случая.

При протекании тока через витки 5, 6 трансформатора  $TV1$  появляется напряжение на всех обмотках этого трансформатора. Потенциал вывода 4 становится выше потенциала вывода 5. Под действием разности этих потенциалов в базу транзистора  $VT1$  течет ток по цепи: вывод 4 трансформатора  $TV1$ ; диод  $VD2$ ; резистор  $R2$ ; резистор  $R8$ ; переход база-эмиттер транзистора  $VT1$ ; вывод 5 трансформатора  $TV1$ . Этот ток дополнительно приоткрывает транзистор  $VT1$ .

В это же время потенциал вывода 7 трансформатора  $TV1$  становится ниже потенциала вывода 8 и запирает транзистор  $VT2$ . Далее начинает проявляться действие положительной обратной связи. Оно заключается в том, что при увеличении тока через переход коллектор-эмиттер транзистора  $VT1$  и витки 5, 6 трансформатора  $TV1$  на витках 4, 5 возрастает напряжение, которое еще в большей степени приоткрывает транзистор  $VT1$ , создавая дополнительный ток в его базовой цепи. Этот процесс развивается лавинообразно в течение короткого времени и приводит к полному открыванию транзистора  $VT1$  и запирающему  $VT2$ . Через открытый транзистор  $VT1$  и первичную обмотку (выводы 1, 2) трансформатора  $TV2$  начинает линейно нарастать ток, что приводит к появлению импульса напряжения на всех обмотках этого трансформатора. Импульс напряжения с выводов 7, 5 заряжает накопительный конденсатор (71). Напряжение с конденсатора  $C1$  подается на вход электропитания схемы управления и согласующий каскад.

Схема управления запускается и генерирует на выходных выводах (11 и 8) прямоугольные последовательности импульсов, которые подаются на согласующий каскад. Последний осуществляет переключение транзисторов  $VT1, VT2$ . На всех обмотках трансформатора  $TV2$  появляются импульсные напряжения номинального уровня. При этом напряжения с обмоток 3, 5 и 7, 5 постоянно подзаряжают конденсатор

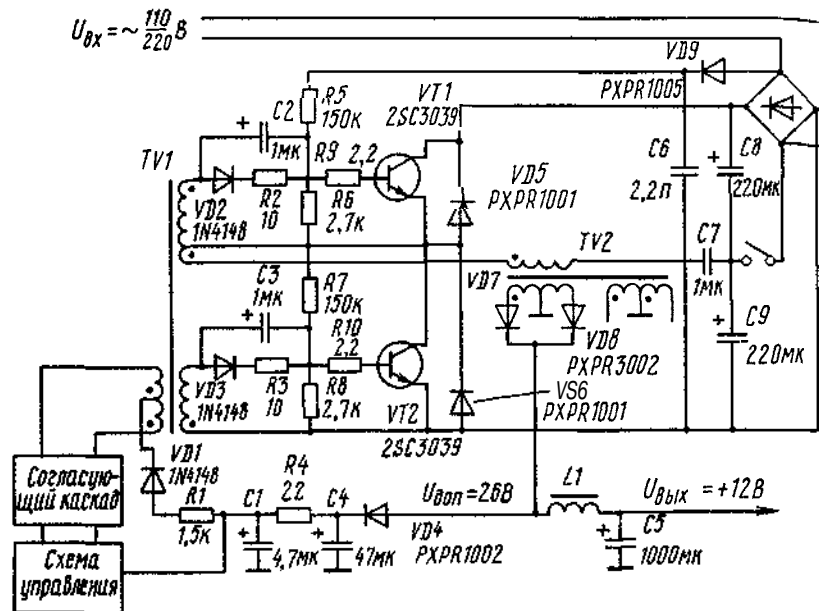


Рис. 4.2. Схема запуска с самовозбуждением источника электропитания типа LPS-02-150XT

$C1$ , поддерживая неизменным уровень напряжения (около 27 В). Таким образом, контур обратной связи обеспечивает электропитание схемы управления в режиме самоподпитки и источник выходит на рабочий режим. Напряжение электропитания схемы управления и согласующего каскада является вспомогательным.

На рис. 4.2 представлен вариант рассмотренной схемы, в котором начальный толчок для запуска получается с помощью вспомогательного выпрямителя, содержащего диод  $VD9$  и конденсатор  $C6$ . От вспомогательного выпрямителя в первый положительный полупериод сетевого напряжения подается запускающий импульс на резистивный делитель в цепи баз транзисторов. Это ускоряет процесс запуска, поскольку первоначальное отпирание одного из ключей происходит одновременно с зарядом сглаживающих конденсаторов. В остальном работа схемы аналогична схеме на рис. 4.1.

Схема запуска с принудительным возбуждением приведена на рис. 4.3. На первичную обмотку пускового трансформатора  $TV1$  подается напряжение сети полное (при значении 110 В) или половинное (при значении 220 В). Напряжение вторичной обмотки выпрямляется мостовой схемой диодов  $VD5 \dots VD8$ , сглаживается конденсатором  $C1$  и значением 10...11 В подается на схему управления и трансформатор  $TV3$ . Одновременно происходит заряд конденсаторов  $C2$  и  $C3$ , поэтому к моменту подачи напряжения на схему управления силовой каскад готов

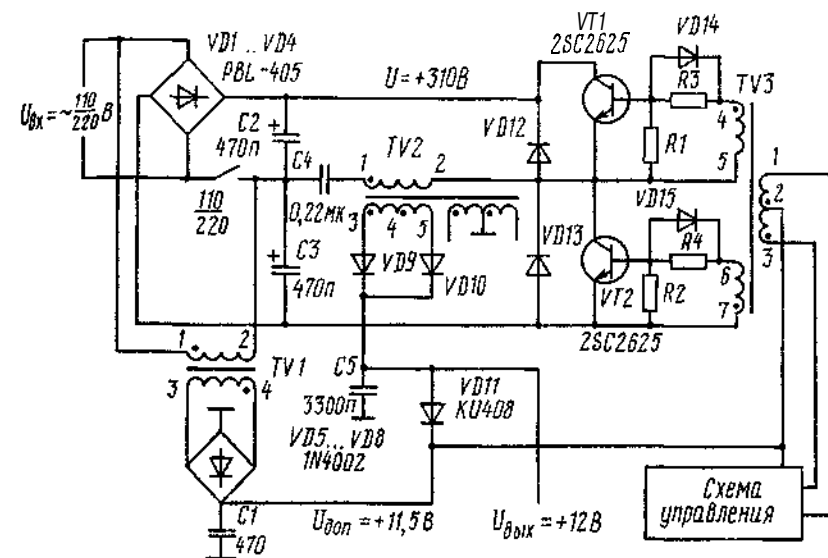


Рис. 4.3. Схема запуска с принудительным возбуждением источника электропитания типа PS-200 В

готов к работе. После запуска схема управления выдает прямоугольные импульсы, которые через согласующий каскад переключают силовые транзисторы  $VT1$  и  $VT2$ . После выхода источника на режим и появления выходного напряжения электропитание схемы управления осуществляется выходным напряжением через диод  $VD11$ . Это напряжение несколько выше напряжения мостовой схемы диодов  $VD5 \dots VD8$ , поэтому указанные диоды пускового выпрямителя запираются и в дальнейшем не влияют на работу источника электропитания.

Источник может быть выполнен с электропитанием схемы управления только от пускового выпрямителя, т.е. без подпитки через диод  $VD11$ . Однако в этом случае уровень пульсаций напряжения  $U_{доп}$  несколько выше, чем при электропитании схемы управления выходным напряжением  $U_{вых}$ .

Таким образом, основное отличие рассмотренных схем заключается в том, что в схеме с самовозбуждением вначале осуществляется переключение силовых транзисторов, в результате чего появляется напряжение  $U_{доп}$  электропитания микросхемы. В схеме с принудительным возбуждением вначале появляется напряжение  $U_{доп}$ , а затем происходит переключение силовых транзисторов. Следует отметить, что в схемах с самовозбуждением напряжение  $U_{доп}$  — 26 В выше по сравнению с  $U_{доп} = 12$  В в схеме с принудительным возбуждением.

**Согласующий каскад** является промежуточным звеном между маломощными цепями управления и мощным выходным каскадом. Различают две основные разновидности схем согласующего каскада:

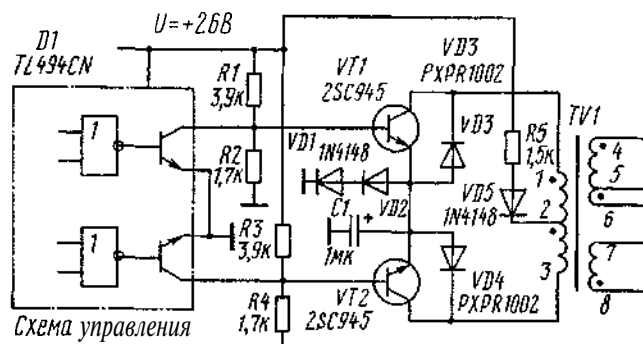


Рис. 4.4. Схема согласующего каскада с общим управлением источника электропитания типа КУР-150W

с использованием в качестве ключей транзисторов, внешних по отношению к микросхеме управления;

с использованием в качестве ключей выходных транзисторов микросхемы управления.

По способу управления силовыми транзисторами полумостового инвертора каскады различают по следующим признакам.

с общим управлением обоими силовыми транзисторами при помощи одного трансформатора, имеющего две вторичные обмотки,

с раздельным управлением, когда каждый силовой транзистор управляется отдельным трансформатором

Трансформаторы выполняют функции усиления управляющего сигнала по току и гальванической развязки силового каскада от схемы управления и согласующего каскада.

В схеме с общим управлением и внешними транзисторами в качестве согласующего каскада применяется двухтактный предварительный усилитель мощности (рис. 4.4). Коллекторными нагрузками транзисторов VT1 и VT2 являются первичные полуобмотки импульсного управляющего трансформатора TV1 и резистор R5, который ограничивает ток через транзисторы до 20 мА. На базы транзисторов VT1 и VT2 подаются последовательности прямоугольных импульсов, под воздействием которых транзисторы поочередно закрываются. В промежутках между импульсами транзисторы открыты. На эмиттерах транзисторов VT1, VT2 компонентами C1, VD1, VD2 формируется напряжение около +1,6 В. При подаче на базу закрываемого транзистора сигнала от схемы управления напряжение на базе составляет примерно +0,6 В. В связи с наличием на эмиттере напряжения +1,6 В к переходу база-эмиттер прикладывается запирающее напряжение, примерно равное 1 В и действующее в течение времени подачи сигнала от схемы управления. При этом обеспечивается активное поочередное запирающее транзисторов.

Демпфирующие диоды VD3, VD4 снижают уровень апериодических колебаний напряжения, возникающих при запирании транзисторов VT1, VT2. Колебания возникают в контуре первичной обмотки

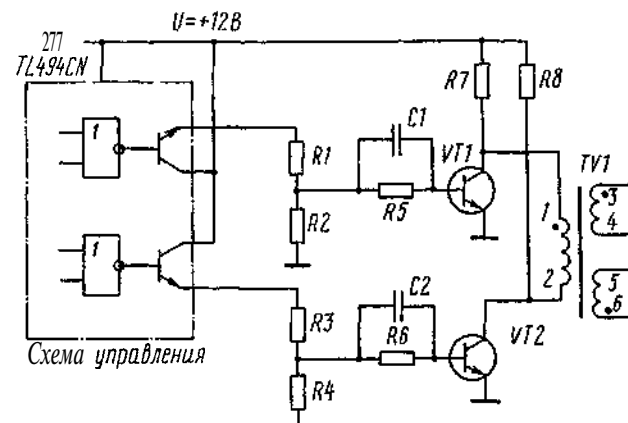


Рис. 4.5. Схема согласующего каскада с общим управлением источника электропитания типа ESP-1003 R

трансформатора в связи с наличием межвитковой емкости этой обмотки. При запирании транзистора VT1 ток демпфирования протекает по цепи: контакт 3 первичной обмотки; переход коллектор-эмиттер транзистора VT2; диод VD3; контакт 1 первичной обмотки. При запирании транзистора VT2 ток демпфирования протекает по цепи: контакт 1 первичной обмотки; переход коллектор-эмиттер транзистора VT1; диод VD4; контакт 3 первичной обмотки. Диод VD5 служит для развязки согласующего каскада и схемы управления, имеющих общую шину электропитания.

На рис. 4.5 показан вариант транзисторного согласующего каскада с общим управлением источника типа ESP-1003R. Силовые транзисторы VT1, VT2 включены по схеме эмиттерных повторителей. Сигналы на переключение поступают от транзисторов схемы управления, эмиттерными нагрузками которых являются резисторы R1, R2 и R3, R4. Эти резисторы образуют базовые делители для транзисторов VT1, VT2. Форсирующие конденсаторы C1, C2 ускоряют процесс переключения силовых транзисторов. Первичная обмотка управляющего трансформатора TV1 не имеет вывода от средней точки и включена между коллекторами транзисторов VT1, VT2. При поочередной коммутации их первичная обмотка подключается к корпусу выводами 1 и 2 поочередно, благодаря чему через обмотку протекает переменный ток.

На рис. 4.6 выходные транзисторы схемы управления выдают сигналы непосредственно на первичные полуобмотки трансформатора TV1. На среднюю точку трансформатора подается входное напряжение +12 В. Транзисторы схемы управления переключаются поочередно. Между проводящими состояниями транзисторов формируется пауза для устранения прохождения тока через оба транзистора одновременно. На время паузы оба транзистора закрыты.

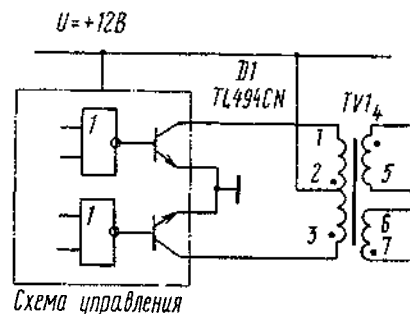


Рис. 4.6. Схема согласующего каскада с общим управлением источника электропитания типа PS-200 В

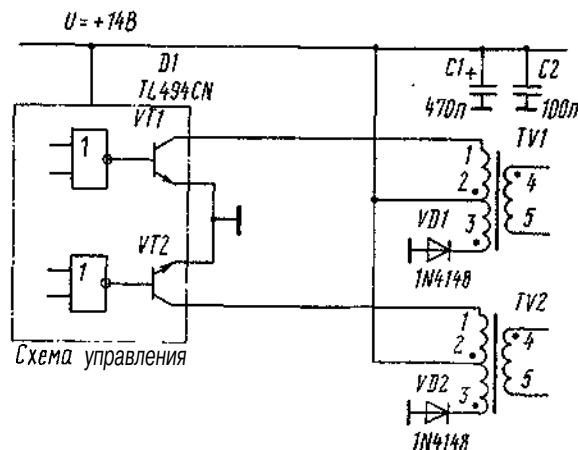


Рис. 4.7. Схема согласующего каскада с раздельным управлением источника электропитания типа Appis

На рис. 4.7 приведена схема согласующего каскада с двумя управляющими трансформаторами  $TV1$  и  $TV2$ , первичные полуобмотки которых являются коллекторными нагрузками для выходных транзисторов схемы управления. Схему можно рассматривать как соединение двух **однотактных прямоходовых** преобразователей, поскольку в открытом состоянии находятся одновременно управляющий транзистор и связанный с ним через трансформатор силовой транзистор. При этом импульсные трансформаторы  $TV1$  и  $TV2$  работают с постоянной составляющей тока первичной обмотки (с вынужденным подмагничиванием). Если не предусмотреть специальных мер по размагничиванию магнитопроводов, то за несколько периодов работы преобразователя они войдут в состояние магнитного насыщения. Это приведет к значительному уменьшению индуктивности первичных обмоток и выходу из строя управляющих транзисторов.

Согласующий каскад на рис. 4.7 работает следующим образом. При отпирании транзистора  $VT1$  через первичную полуобмотку 1, 2 трансформатора  $TV1$  протекает линейно нарастающий ток. Когда отпирающий импульс в цепи базы транзистора  $VT1$  заканчивается, он быстро запирается и ток через полуобмотку 1, 2 трансформатора прекращается. После записывания транзистора осуществляется обратный такт работы согласующего каскада. Напряжение на полуобмотке 2, 3 изменяет полярность и вызывает протекание тока по цепи: вывод 2 трансформатора  $TV1$ ; шина +14 В; конденсатор  $C1$ ; корпус; диод  $VD1$ ; вывод 3 трансформатора  $TV1$ . Этот ток является линейно спадающим, что приводит к изменению знака производной магнитного потока в магнитопроводе и размагничиванию последнего. Таким образом, в процессе обратного такта во входную сеть возвращается избыточная энергия, запасенная в магнитопроводе  $TV1$  в период открытого состояния транзистора  $VT1$ . Избыточная энергия передается в накопительный конденсатор  $C1$ .

Оба трансформатора ( $TV1$  и  $TV2$ ) работают с неполным использованием по индукции и, как отмечалось, с постоянной составляющей тока первичной обмотки. Перемагничивание их магнитопроводов происходит по частному циклу только с положительными значениями индукции. В связи с этим магнитные потоки в магнитопроводах получаются пульсирующими (содержат постоянную составляющую), что приводит к завышенной массе и объему трансформаторов. Рассмотренный вариант уступает другим вариантам согласующих каскадов в связи с необходимостью двух трансформаторов вместо одного.

Силовые каскады источников электропитания персональных ЭВМ выполняются в большинстве случаев по полумостовой схеме. Основное различие этих каскадов заключается в построении базовых цепей силовых транзисторов. Базовые цепи должны обеспечить оптимальный режим переключения транзисторов с минимальными динамическими потерями мощности. Оптимальная скорость нарастания и спада тока базы при переключении обеспечивается с учетом значения коэффициента усиления по току и времени рассасывания носителей при запираании транзисторов.

Схемы построения базовых цепей силовых каскадов приведены на Рис. 4.8, 4.10. При использовании схемы с самовозбуждением базовый Делитель соединяется с шиной +310 В для протекания начального тока, обеспечивающего лавинообразный процесс отпирания одного из транзисторов. Напряжения вторичных обмоток управляющего трансформатора в начале процесса включения отсутствуют, поэтому для предотвращения шунтирования переходов база-эмиттер силовых ключей **низкими** обмотками включены развязывающие диоды ( $VD1$ ,  $VD2$  на Рис. 4.8 и 4.9).

При использовании схемы запуска с принудительным возбуждением связи базовых цепей с шиной +310 В и диоды отсутствуют.

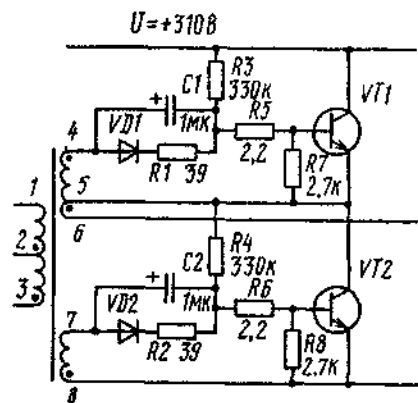


Рис. 4.8. Схема базовых цепей силовых транзисторов источника с самовозбуждением типа GT-200 W

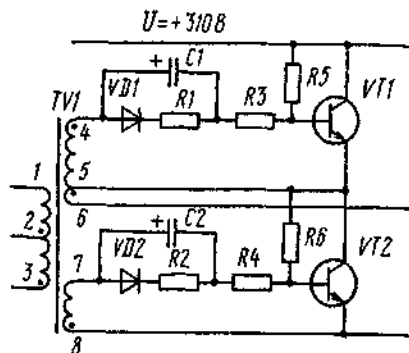


Рис. 4.9. Схема базовых цепей силовых транзисторов источника с самовозбуждением типа SMPS 5624-ISM

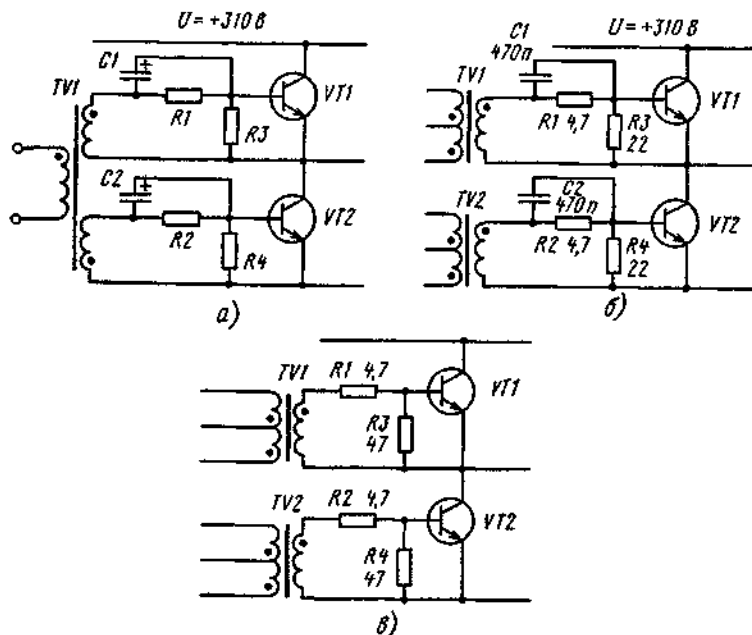


Рис. 4.10. Схема базовых цепей силовых транзисторов источников с принудительным возбуждением типов ESP 1003 R (а), Appis (б), PS-6220C (в)

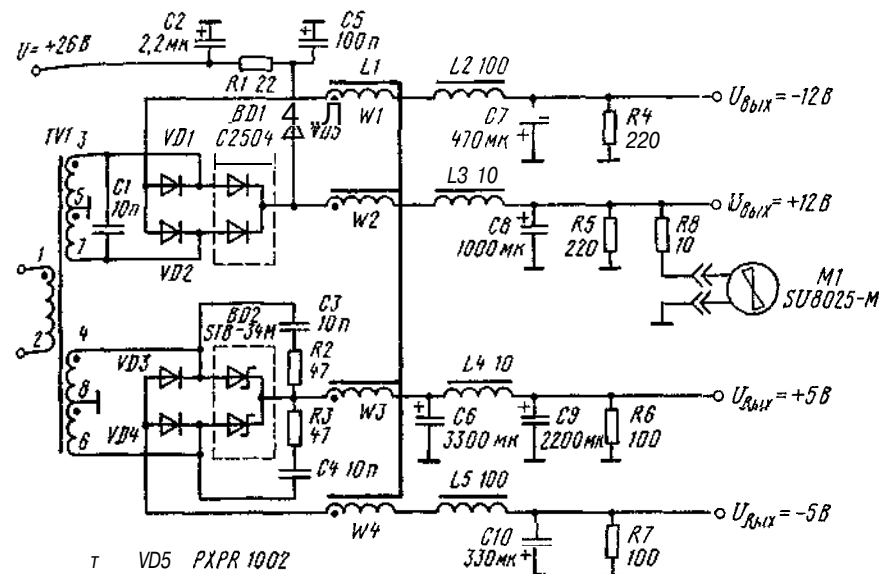


Рис. 4.11. Выходные цепи источника электропитания типа KUP-150W

Выходные цепи. Для получения напряжений +5 и +12 В силовых каналов в различных персональных ЭВМ используются одинаковые схемные решения, в которых осуществляется выпрямление и сглаживание импульсных напряжений вторичных обмоток трансформатора. Для выпрямления используется двухполупериодная схема со средней точкой, обеспечивающая симметричный режим перемагничивания магнитопровода. На рис. 4.11 приведена схема с четырьмя выходными каналами. Рассмотрим работу одного из них (с выходным напряжением +12 В).

Пусть при отпирании первого силового транзистора ток проходит от вывода 1 к выводу 2 первичной обмотки. На выводе 3 вторичной обмотки индуцируется положительный потенциал, а на выводе 7 — отрицательный потенциал относительно корпуса. Это приводит к протеканию линейно нарастающего тока по цепи: вывод 3 трансформатора; верхний Диод сборки BD1; обмотка W2; дроссель L3; нагрузка; конденсатор C8; корпус; вывод 5 трансформатора. На этом интервале работы источника нижний диод сборки BD1 закрыт отрицательным напряжением на аноде. Одновременно с подзарядом конденсатора C8 в магнитопроводах Дросселей L1 и L3 запасается магнитная энергия.

После запираания силового транзистора ток в первичной обмотке трансформатора и напряжения вторичных обмоток спадают до нуля и наступает пауза, в течение которой энергия, запасенная в дросселях L1 и L3, передается в нагрузку и конденсатор C8. Ток подзаряда конденсатора C8 во время паузы протекает по цепи: дроссель L3; конденсатор



С8; корпус; выводы 5, 3 и 5, 7 трансформатора TV1; диоды сборки BD1; обмотка W2 дросселя B1.

В следующий интервал времени открывается второй силовой транзистор и от вывода 2 к выводу 1 первичной обмотки трансформатора начинает протекать линейно нарастающий ток. Направление этого тока противоположно направлению тока при отпирании первого силового транзистора. Полярность напряжения на выводе 7 вторичной обмотки трансформатора положительная, а на выводе 3 — отрицательная относительно корпуса. На этом интервале времени в проводящем состоянии находится нижний диод сборки BD1, а верхний находится в закрытом состоянии. Линейно нарастающий ток через обмотку W2 дросселя £1 и дроссель L3 проходит через нагрузку и одновременно подзаряжает конденсатор C8. В течение последующей паузы накопленная в магнитопроводах дросселей B1 и L3 энергия передается в нагрузку и конденсатор C8. Далее процессы повторяются. Следует отметить, что конденсатор C8 разряжается на нагрузку в течение всего времени работы источника электропитания.

Параллельно выходным конденсаторам C7...C10 включены резисторы R4...R7, которые служат для ускорения разрядки конденсаторов схемы после отключения источника электропитания от сети. Этим обеспечивается приведение схемы в исходное состояние перед последующим включением.

Выходные напряжения отрицательной полярности могут быть получены различными способами. На рис. 4.11 отрицательные напряжения получают выпрямлением и сглаживанием напряжений вторичных обмоток трансформатора. В другом варианте от вторичных обмоток получают только три выходных напряжения: +5; +12; -12 В. Напряжение -5 В получают из канала -12 В с помощью интегрального стабилизатора напряжения (например, трехвыводного типа 7905).

Для снижения динамических потерь в процессе коммутации и устранения режима короткого замыкания при переключении в силовом канале +5 В используется сборка диодов Шотки, обладающих сравнительно малым временем обратного восстановления. В канале с выходным напряжением +12 В обратное напряжение может превысить 50 В, что приведет к опасности пробоя диодов Шотки. Поэтому используется схемное решение с подключением средней точки вторичной обмотки трансформатора питания к шине выходного напряжения +5 В (рис. 4.12). В данном случае напряжение +5 В служит подпоркой, которая уменьшает значение обратного напряжения, приложенного к диодам. Это делает возможным использование диодов Шотки в канале с напряжением +12 В.

**Схема плавного пуска.** При подаче входного напряжения на источник электропитания выходные конденсаторы разряжены, что идентично короткому замыканию нагрузки. В этом случае мгновенная мощность в силовых транзисторах может превысить в несколько раз сред-

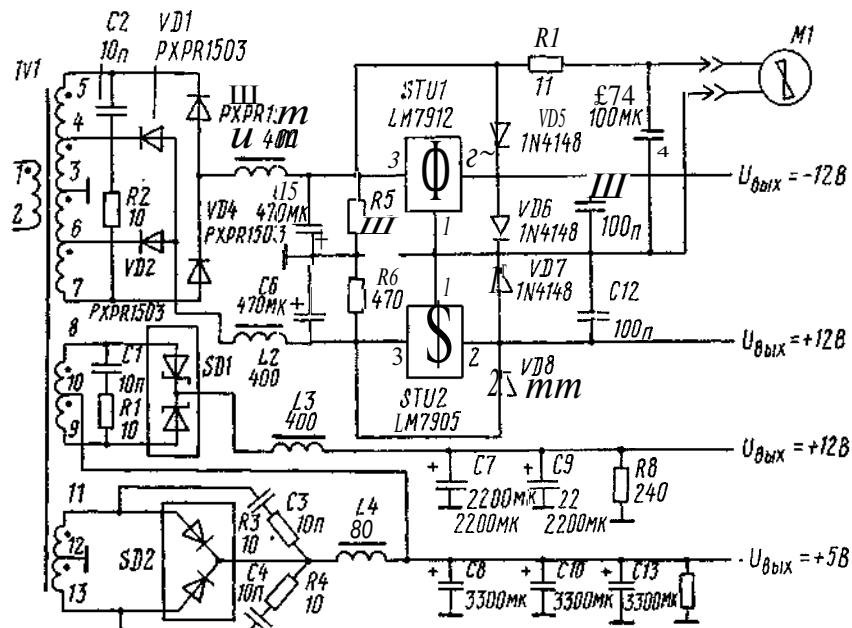


Рис. 4.12. Вариант использования диодов Шотки в канале +12 В источника электропитания типа PS-6220 С

нюю входную мощность. Причиной является воздействие обратной связи, которое при пуске приводит к превышению тока транзисторов относительно допустимого значения. Плавный пуск осуществляется вне зависимости от сигнала обратной связи путем плавного нарастания по ширине импульсов схемы управления. В источниках электропитания на базе ИМС управления типа TL494CN плавный пуск осуществляется с помощью RC-цепи, подключенной к неинвертирующему входу компаратора DA3 (вывод 4 схемы управления).

Пример схемы плавного пуска в составе источника электропитания типа LPS-02-150XT приведен на рис. 4.13. При наличии выпрямленного входного напряжения в результате срабатывания схемы пуска появляется напряжение электропитания ИМС управления, затем появляется выходное напряжение внутреннего стабилизирующего источника опорного напряжения. После этого появляются выходные напряжения каналов.

Ширина выходных импульсов схемы управления определяется шириной импульсов на выходе логического элемента DD1 микросхемы. Диаграммы плавного пуска показаны на рис. 4.14. Пусть в начальный момент  $t_0$  на микросхему управления подается напряжение электропитания  $U = +26$  В. В результате запускается генератор пилообразного напряжения DA2 и на выводе 14 появляется опорное напряжение  $U_{оп}$ .

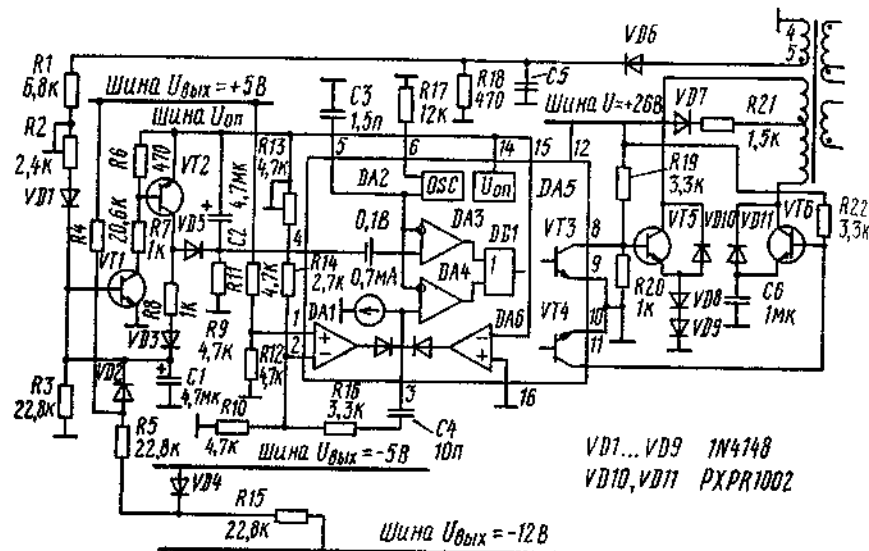


Рис. 4.13. Схема управления с плавным пуском источника электропитания типа LPS-02-150 XT

Пилообразное напряжение  $U_{\text{вых}} DA2$  генератора  $DA2$  подается на инвертирующие входы компараторов  $DA3$  и  $DA4$  (рис. 4.14, а, е). На неинвертирующий вход ШИМ-компаратора  $DA4$  подается напряжение  $U_{\text{вых}} DA1$  от усилителя ошибки  $DA1$  (рис. 4.14, а). Поскольку выходные напряжения источника электропитания в этот момент еще отсутствуют, сигнал обратной связи с делителя  $CИ$ ,  $R12$  на неинвертирующий вход усилителя ошибки равен нулю. На инвертирующий вход этого усилителя подается положительное напряжение с делителя  $R13$ ,  $R14$ ,  $R10$ , к которому уже подключено опорное напряжение  $U_{\text{оп}}$ . Выходное напряжение усилителя ошибки  $DA1$  в первоначальный момент равно нулю, а в процессе заряда выходных конденсаторов фильтра будет нарастать. Поэтому выходное напряжение  $U_{\text{вых}} DA4$  ШИМ-компаратора  $DA4$  будет иметь вид последовательности нарастающих по ширине импульсов (рис. 4.14, б).

Неинвертирующий вход компаратора  $DA3$ , обеспечивающего паузу, соединен с выводом 4 ИМС управления. На этот вывод подается напряжение  $U_{R9}$  внешней  $RC$ -цепи  $C2$ ,  $R9$ , соединенной с шиной опорного напряжения  $U_{\text{оп}}$ . При появлении напряжения  $U_{\text{оп}}$  оно прикладывается к резистору  $R9$ , так как конденсатор  $C2$  полностью разряжен. По мере заряда конденсатора  $C1$  ток через него и резистор  $R9$  уменьшается и падение напряжения на резисторе  $R9$  имеет форму спадающей экспоненты (рис. 4.14, в). В соответствии с этим выходное напряжение компаратора  $DA3$  представляет собой последовательность импульсов, уменьшающихся по ширине (рис. 4.14, г). Из диаграмм выходных на-

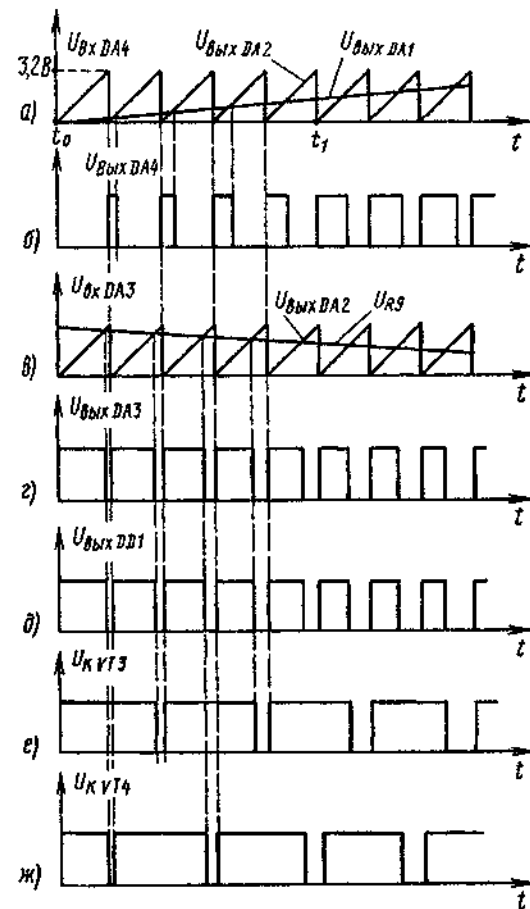


Рис. 4.14. Диаграммы процесса плавного пуска схемы на рис. 4.13.

пряжений компараторов  $DA3$  и  $DA4$  видно, что они имеют взаимно противоположные формы.

Выходные напряжения компараторов  $DA3$  и  $DA4$  являются входными для логической схемы  $DD1$  (2ИЛИ). Поэтому ширина импульса на выходе схемы  $DD1$  определяется наиболее широким входным импульсом. Выходное напряжение схемы  $DD1$  показано на рис. 4.14, д, из которого видно, что вплоть до момента  $t_1$  ширина выходных импульсов компаратора  $DA3$  превышает ширину выходных импульсов ШИМ-компаратора  $DA4$ . Поэтому переключения этого компаратора не влияют на ширину выходного импульса элемента  $DD1$ , который является выходным импульсом ИМС управления.

В интервале времени  $t_0 - t_1$  определяющую роль играет выходное

напряжение компаратора  $DA3$ . Из рис. 4.14, *е, ж* видно, что ширина выходных импульсов ИМС управления в интервале  $t_0 - t_1$  плавно нарастает. В момент  $t_1$  выходной импульс компаратора  $DA3$  сравнивается с выходным импульсом ШИМ-компаратора  $DA4$ . При этом управление передается от компаратора  $DA3$  к ШИМ-компаратору  $DA4$ , поскольку его выходные импульсы начинают превышать по ширине выходные импульсы компаратора  $DA3$ . В течение промежутка времени  $t_0 - t_1$  конденсаторы выходных фильтров плавно разряжаются и блок выходит в номинальный режим работы.

Таким образом, перед каждым включением источника электропитания конденсатор  $C2$  формирующей  $RC$ -цепи должен быть разряжен полностью. Поэтому в схеме предусматривается контур для быстрого разряда этого конденсатора при выключении источника из сети или при срабатывании токовой защиты.

**Схема включения вентилятора.** В состав источника электропитания персональных ЭВМ входит вентилятор для принудительного охлаждения самого источника и электронных средств системного блока. Вентилятор выполняется на базе бесколлекторного вентильного двигателя постоянного тока с внешним ротором. Коллекторный двигатель постоянного тока в составе ПЭВМ не применяется, так как его щеточный узел является источником электромагнитных помех и требует проведения регламентных работ в связи с износом щеток.

В большинстве схем источников электропитания выбирается входное напряжение двигателя +12 В, в некоторых случаях электропитание на двигатель подается от шины -12 В. Ток, потребляемый вентилятором, равен примерно 0,12 А.

В бесколлекторном двигателе на роторе размещены постоянные магниты, создающие поток возбуждения, а на статоре расположены обмотки. Для обеспечения угла сдвига  $90^\circ$  между потоком возбуждения магнитов и намагничивающей силой обмоток переключение обмоток статора осуществляется в определенные моменты и с заданной последовательностью. Положение ротора определяется при помощи датчика Холла, который управляет работой электронных ключей.

На рис. 4.15 показана схема вентильного двигателя типа SU8025-M. Датчик Холла  $HG$  управляет транзисторами  $VT1$  и  $VT2$ , которые работают в ключевом режиме и находятся в противоположных состояниях. В связи с этим ток проходит через обе фазы обмотки статора постоянно. Обмотка статора состоит из четырех катушек. В зависимости от положения ротора с вывода 3 датчика Холла  $EG$  поступает управляющий сигнал низкого или высокого уровня. При сигнале высокого уровня транзистор  $VT1$  открыт, а  $VT2$  закрыт и через обмотки фазы А протекает ток возбуждения. При повороте ротора вектор магнитной индукции поля ротора также поворачивается, изменяя свое направление, и с вывода 5 датчика  $HG$  подается сигнал низкого уровня, которым закрывается

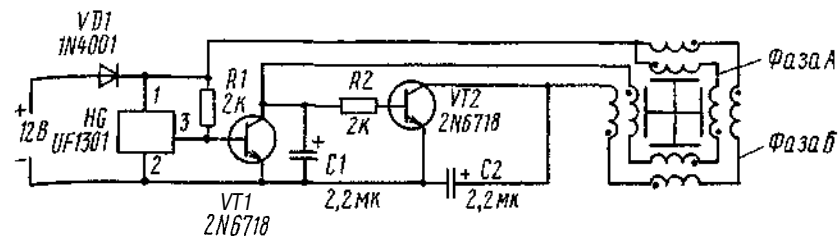


Рис. 4.15. Схема вентильного двигателя типа SU 8025-M

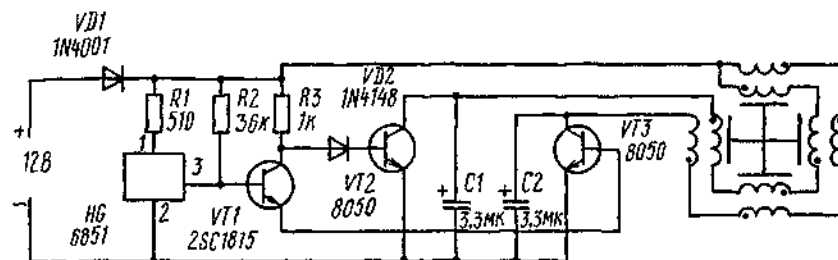


Рис. 4.16. Схема вентильного двигателя типа MD 1208 PTS1

транзистор  $VT1$  и открывается  $VT2$ . В результате ток возбуждения будет проходить через обмотки фазы Б. Вращение ротора продолжается после переключения транзисторов в том же направлении.

Прохождение импульсных токов через обмотки вызывает превышения напряжения, определяемые индуктивностями этих обмоток, при заперении транзисторов. Для снижения уровня этих превышений параллельно переходам коллектор-эмиттер транзисторов включены конденсаторы  $C1$  и  $C2$ . Проникновению выбросов напряжения в сеть электропитания двигателя +12 В препятствует диод  $VD1$ .

На рис. 4.16 приведена схема вентильного двигателя типа MD1208PTS1, в которой управление коммутирующими транзисторами  $VT2$  и  $VT3$  осуществляется через транзистор  $VT1$ . Последний работает в ключевом режиме и поочередно коммутирует транзисторы  $VT2$  и  $VT3$ .

Обмотки статора двигателя имеют малое омическое сопротивление, поэтому выход из строя коммутирующих транзисторов может привести к их перегоранию. Для ограничения тока через обмотки статора в аварийном режиме в цепь электропитания включается токоограничивающий резистор, сопротивление которого выбирается равным 10... 11 Ом.

### Сравнение источников электропитания ПЭВМ

Источники электропитания ПЭВМ отечественного и зарубежного производства конструируются обычно с учетом взаимозаменяемости, поэтому разработчики стремятся унифицировать их габаритно-установочные размеры и параметры. В табл. 4.2 приведены для сравнения не-

Таблица 4 2

Параметры источников электропитания  
профессиональных ПЭВМ

Тип (модель)	Фирма-изго- товитель (страна)	Число выход- ных ка- налов	Суммарная выходная мощность, Вт	Объем, дм <sup>3</sup>	Удельный показа- тель, Вт/дм <sup>3</sup>
Mini-Lite	Lite-One	4	200	1,5	133,3
MTS-telecomm	Todd Product	3	160	1,86	86,0
		3	250	1,86	134,4
XL 350	CEI	4	350	2,57	136,2
2200	Power components	4	220	3,07	71,7
DFS 2500	Bicor	4	220	2,99	73,6
MFS-110	Computer- Product	7	110	1,46	75,3
МИП125-220АС/ 300С051122	рФ	3	125	1,34	93,3
МИВЭП 3-2	РФ	4	200	1,86	107,5
МЭП225 МЕ- 27 С/052122	РФ	4	225	1,79	125,6

которые параметры ИЭП. Из таблицы видно, что удельные показатели по выходной мощности на единицу объема могут различаться почти в 2 раза. Такое различие обычно вызвано условиями эксплуатации (уровнями механических и климатических воздействий) и наличием сервисных функций.

При оценке и выборе ИЭП учитываются различные критерии: способ преобразования напряжения (импульсный или непрерывный); установочные конфигурации; специальные индикаторы; помехоподавляющие фильтры; четырехпроводное включение нагрузки; защита от перегрузок и превышений напряжений; обнаружение сбоев входного напряжения; дистанционное выключение и др. Выполнение двух последних требований может привести к увеличению объема ИЭП примерно в 1,5 раза.

Род входного тока (постоянный или переменный) также влияет на удельные показатели ИЭП. При входном однофазном токе частоты 50 Гц фильтр имеет больший объем по сравнению с сетью трехфазного тока частоты 400 Гц. Переход с сети переменного тока напряжением 220 В на сеть постоянного тока напряжением 27 В позволяет использовать компоненты с меньшим рабочим напряжением и большим рабочим током. Размеры реактивных компонентов схемы в существенной степени определяются частотой преобразования: они снижаются с повышением

частоты. В то же время повышение частоты приводит к усложнению схемных и конструктивных решений для обеспечения электромагнитной совместимости.

При выборе ИЭП оценивается также их стоимость. Необходимо учитывать, что на стоимость ИЭП решающее влияние оказывают условия эксплуатации. Для источников электропитания военного назначения [9] надежность работы всегда была более важным критерием, чем стоимость. Удельный показатель П-стоимости на единицу выходной мощности для ИЭП военного назначения составляет ориентировочно 15...25 долл./Ватт из-за мелкосерийного производства, дорогостоящих компонентов, тщательной всеобщей проверки и испытаний.

Плотная компоновка ИЭП приводит к повышению рабочей температуры, снижению допустимых воздействий, надежности и ремонтпригодности. Поэтому чрезмерно завышенный удельный показатель выходной мощности на единицу объема может являться признаком слишком плотной компоновки. В работе [9] приведены рекомендуемые удельные показатели, которые для ИЭП морского назначения согласно документу комитета NAV MAT составляют 62,5...187,5 Вт/дм<sup>3</sup>.

#### 4.2. Модуль электропитания вычислительных средств на базе шины VME

Многоканальный модуль электропитания предназначен для базовой магистрально-модульной вычислительной системы реального времени. Вычислительная система выполняется на базе шины VME и может быть использована в комплексах, управляемых в «жестком» реальном времени. Система может применяться как в военной технике, так и в объектах народного хозяйства, особенно в условиях воздействия значительных влияющих факторов.

Модуль электропитания имеет следующие сочетания выходных напряжений  $U_{\text{вых}}$  и выходных токов  $I_{\text{вых}}$  каналов.

$$U_{\text{вых}1} = 5^{+0,25}_{-0,125} \text{ В}; \quad I_{\text{вых}1} = 40 \text{ А};$$

$$U_{\text{вых}2} = 12^{+0,6}_{-0,36} \text{ В}; \quad I_{\text{вых}2} = 5 \text{ А};$$

$$U_{\text{вых}3} = 12^{+0,6}_{-0,36} \text{ В}; \quad I_{\text{вых}3} = 1,5 \text{ А}.$$

Пульсации (шумы) выходных напряжений не должны превышать 50 мВ. Значения токов каналов определяются мощностью, потребляемой панелями функциональной аппаратуры (один модуль обеспечивает электропитанием несколько панелей).

Выбор входного напряжения определен требованием бесперебойного электропитания вычислительной системы. Это требование удовлетворяется традиционно при помощи накопителя — аккумуляторной батареи, работающей в буферном режиме с источником электроэнергии.

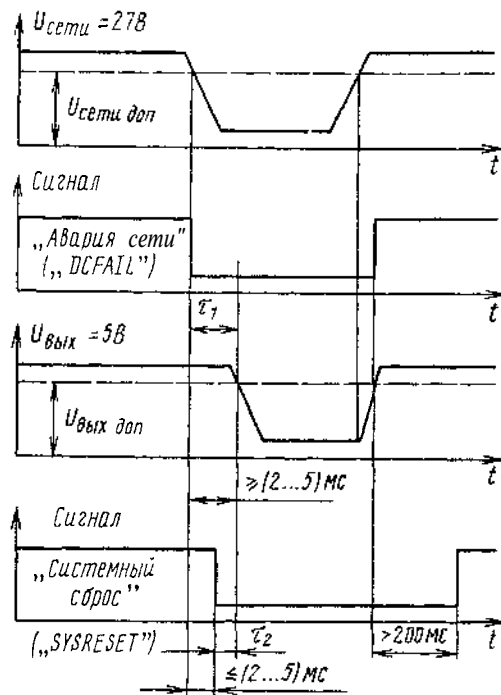


Рис. 4.17. Диаграммы формирования сигналов аварии сети и системного сброса для функционирования шины VME

постоянного тока. Учитывая, что наиболее распространенными в составе подвижных носителей являются аккумуляторы с напряжением 27 В указанный номинал принят для входного напряжения модуля. Следует отметить, что к напряжению 27 В постоянного тока могут быть приведены все стандартизованные сети, применяемые для электроснабжения электронной аппаратуры, в том числе аппаратуры связи. Поскольку выходные напряжения не превышают 12 В, то изоляция входных и выходных цепей рассчитывается на воздействие потенциала не выше 30 В.

Низкие рабочие напряжения позволяют применить стандартный электрический соединитель, например серии DIN, используемый в магистрали VME (номинальное напряжение между контактами до 100 В, сопротивление контактов при номинальном токе не более 50 мОм, сопротивление изоляции между контактами не менее 100 МОм).

Входное напряжение 27 В подается от сети постоянного тока, которая может получать электроэнергию от одной или двух систем автономного электроснабжения (САЭС). Выбор схемы электроснабжения определяется временной диаграммой формирования сигналов интерфейса электропитания при аварии входной сети (рис. 4.17). Снижение напряжения сети  $U_{\text{сети}}$  ниже допустимого уровня  $U_{\text{сети доп}}$  должно вызвать

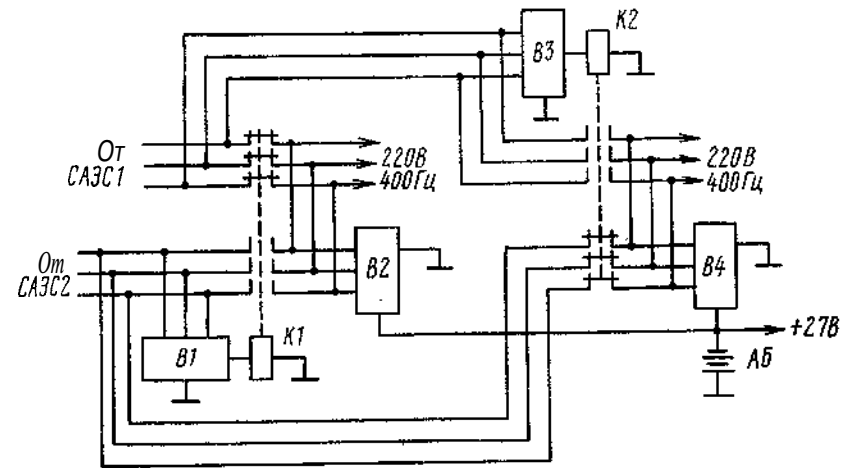


Рис. 4.18. Схема электроснабжения модуля электропитания

появление сигнала «Авария сети» и сигнала «Системный сброс». Значения этих сигналов в течение промежутков времени  $T_1$  и  $T_2$  не должны превышать 0,6 В при токе 48 мА. В течение этого же времени выходное напряжение должно поддерживаться на уровне не менее  $U_{\text{вых доп}}$ .

Поддержание выходного напряжения в течение длительного времени наиболее надежно обеспечивается при электроснабжении от двух генераторов трехфазного тока частоты 400 Гц. На рис. 4.18 приведена функциональная схема обеспечения электроэнергией от двух систем автономного электроснабжения САЭС1 и САЭС2, где S2 и B4 — выпрямители, выходы которых соединены параллельно. Если исправны оба источника электроэнергии, то на вход системы электропитания напряжение подается от обоих выпрямителей B2 и B4. При выходе из строя одного из источников электроэнергии обеспечивается работа от оставшегося исправным.

Для компенсации кратковременных провалов в сети постоянного тока и поддержания напряжения в течение заданного времени при отказе обеих САЭС используется накопитель электроэнергии — аккумуляторная батарея АБ, работающая с выпрямителями B2 и B4 в буферном режиме. В подвижных электронных средствах в качестве такого накопителя обычно используется аккумуляторная батарея самоходного шасси или аппаратного отсека.

Структурная схема модуля электропитания показана на рис. 4.19, где УМ — усилитель мощности, УЭП — устройство электропитания, УУ — устройство управления, В — выпрямитель, СН — стабилизатор напряжения, Ф — фильтр, Т — трансформатор, УОС — устройство обратной связи. Во входной сети модуля электропитания устанавливаются фильтры радиопомех (ФРП), которые не входят в состав модуля и

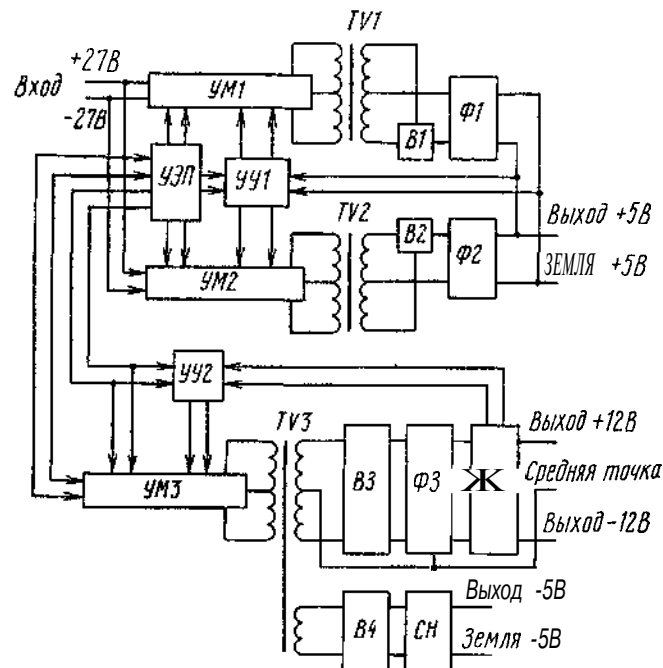


Рис. 4.19. Структурная схема модуля электропитания

размещаются в блочном каркасе. В качестве ФРП могут быть использованы фильтры БЗБ-1-2,2 мкФ  $\pm 100\%$  вар-50 В-25А-В (по одному в положительной и отрицательной цепях).

В усилителях мощности УМ в качестве ключевых компонентов применены транзисторы типа 2Т862, закрепленные на радиаторе. Устройства управления УУ построены на базе ИМС типа 1114ЕУЗ, двухтактные сигналы которой управляют транзисторами через диодные оптопары.

Конструкция модуля электропитания показана на рис. 4.20. Электрические связи между модулем и пятью панелями функциональной аппаратуры осуществляются через электрические соединители и многослойную коммутационную печатную плату. При этом по одному слою, ширина которого равна ширине КПП, может быть передан ток силовой цепи +5 В или -5 В выходного напряжения. Указанные цепи изолированы от корпуса. Модуль электропитания содержит два электрических соединителя типа DIN41612, размещенных с задней стороны источника, и два электрических соединителя типа СНП101, имеющих 25 контактов и размещенных на передней панели. Напряжение 27 В от системы электроснабжения разводится по блочному каркасу шинами, имеющими поперечное сечение 12 мм<sup>2</sup>.

Компоновка модуля электропитания в заданном объеме обеспечивается в существенной мере благодаря плоской конструкции трансфор-

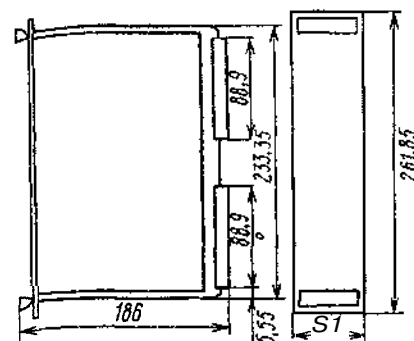


Рис. 4.20. Конструкция модуля электропитания

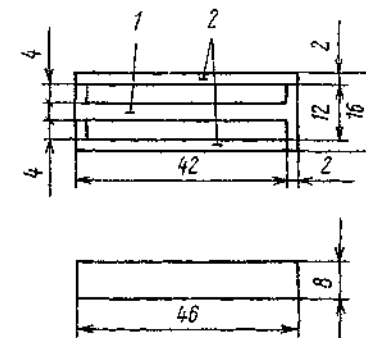


Рис. 4.21. Магнитопровод плоской конструкции

матора. Трансформатор имеет разъемную конструкцию, выбор которой определяется следующими двумя факторами. Во-первых, при увеличении рабочего тока до 15...20 А, когда необходимо применение толстого обмоточного провода или нескольких проводов, намотанных параллельно, применение неразъемного (например, кольцевого) сердечника значительно технологически затруднено. Во-вторых, с целью уменьшения воздействия на выходные параметры модуля внешних влияющих факторов необходимо введение в цепь магнитного потока диамагнитного зазора, что проще всего реализовать на разъемном магнитопроводе. В трансформаторе с помощью зазора обеспечивается также уменьшение влияния постоянной составляющей магнитного потока и расширение рабочего диапазона частот.

По сравнению с существующими магнитопровод плоской конструкции (рис. 4.21) имеет две основные особенности: плоскую форму за счет соответствующего соотношения между размерами окна и возможностью выполнения обмотки непосредственно на стержне без применения гильзы или каркаса (ограничившись тонким слоем изоляционного материала, например, кабельной бумаги или стеклослюдинита). Магнитопровод состоит из трех деталей: сердечника 1 и двух пластин 2.

На рис. 4.22 приведена схема устройства управления с предварительными усилителями двух силовых каналов с выходными напряжениями +5 В и токами 20 А. Аналогично выполнена схема устройства управления канала с выходными напряжениями +12 В и -12 В. Устройство построено на базе ИМС типа 1114ЕУЗ, структурная схема которой показана на рис. 4.23. В состав микросхемы входят: генератор пилообразного напряжения ГПН, компаратор паузы КП, операционные усилители ОУ1 и ОУ2, логические элементы ЛЭ1...ЛЭ5, триггер-фазорасщепитель ТФ, транзисторы VT1 и VT2, диоды VD1 и VD2, стабилизатор напряжения непрерывного действия НСН.

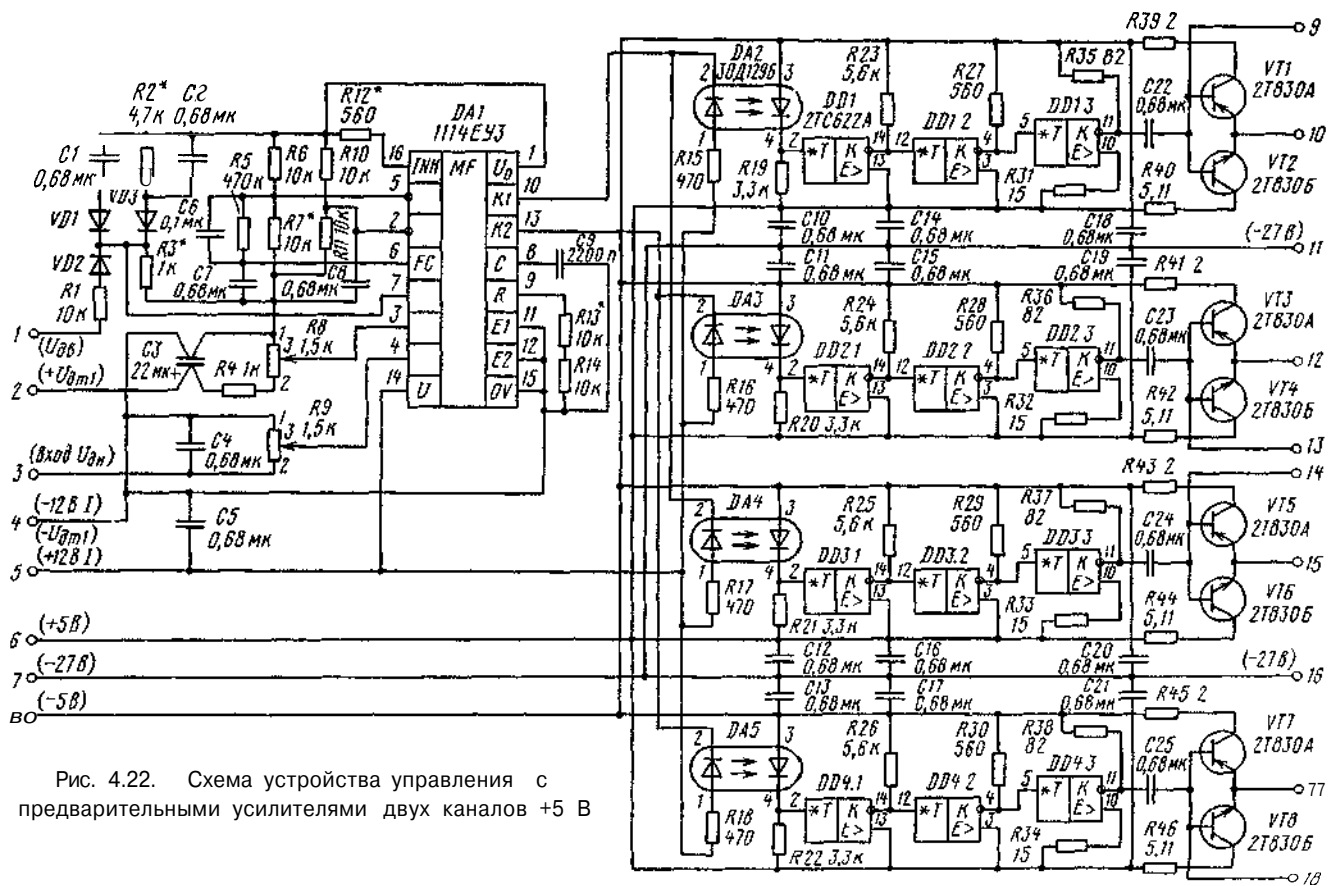


Рис. 4.22. Схема устройства управления с предварительными усилителями двух каналов +5 В

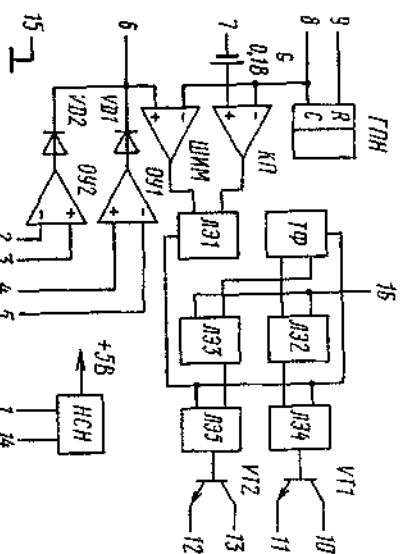


Рис. 4.23. Структурная схема микросхемы 1114E93

Рабочая частота переключения ИМС задается резистором  $R_{13}$ ,  $R_{14}$  и конденсатором  $C_9$  (см. рис. 4.22). Сопротивление резисторов  $R_{13}$ ,  $R_{14}$  выбирается в диапазоне 3...100 кОм, емкость конденсатора  $C_9$  — в диапазоне 510 пФ...0,22 мкФ. Частота переключения подбирается в зависимости от требуемой частоты переключения по формуле

$$f_{\text{пер}} = \frac{1}{(0,6...0,8)(R_{13} + R_{14})C_9}$$

Устройство производится резистором  $R_{12}$ , который ограничивает ток фазорасцепителя ТФ и выбирается в пределах 0...1 кОм. Сопротивление резисторов  $R_{13}$ ,  $R_{14}$  выбирается в пределах 3...100 кОм, емкость конденсатора  $C_9$  — в диапазоне 510 пФ...0,22 мкФ. Частота переключения подбирается в зависимости от требуемой частоты переключения по формуле

Подбор частоты переключения производится резистором  $R_{12}$ , который ограничивает ток фазорасцепителя ТФ и выбирается в пределах 0...1 кОм. Сопротивление резисторов  $R_{13}$ ,  $R_{14}$  выбирается в пределах 3...100 кОм, емкость конденсатора  $C_9$  — в диапазоне 510 пФ...0,22 мкФ. Частота переключения подбирается в зависимости от требуемой частоты переключения по формуле

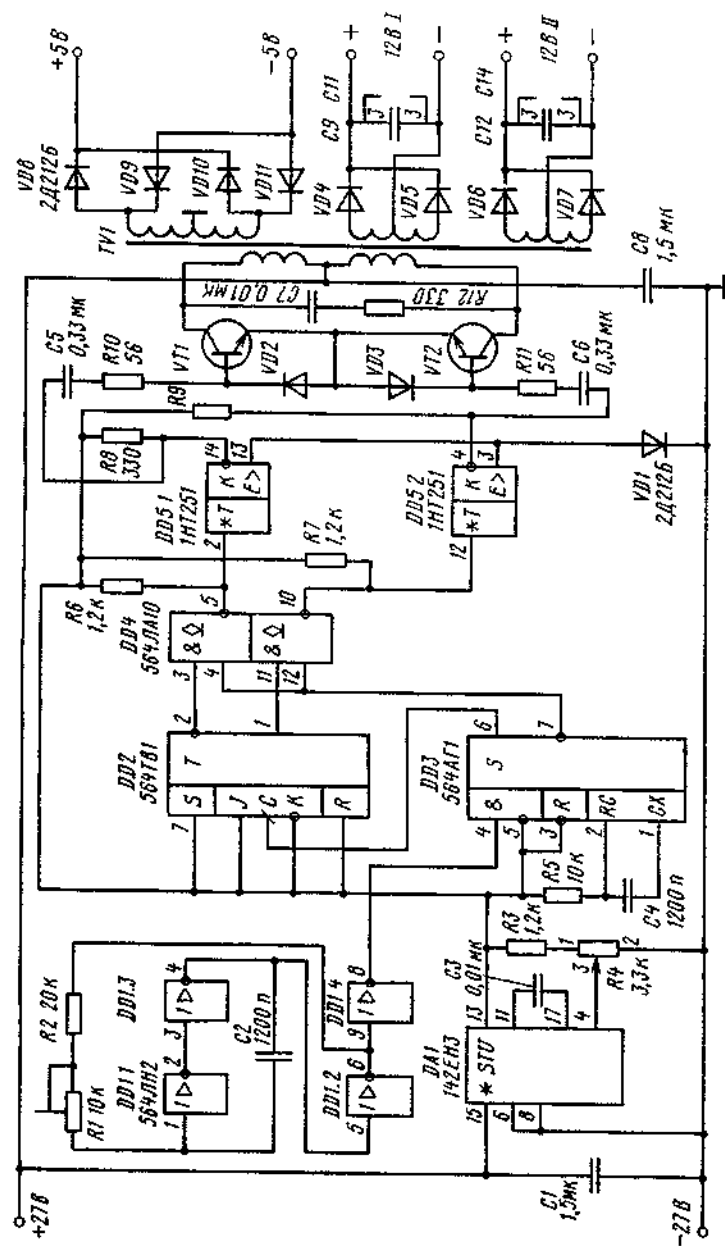


Рис. 4.24. Схема устройства электросистема-ИМС

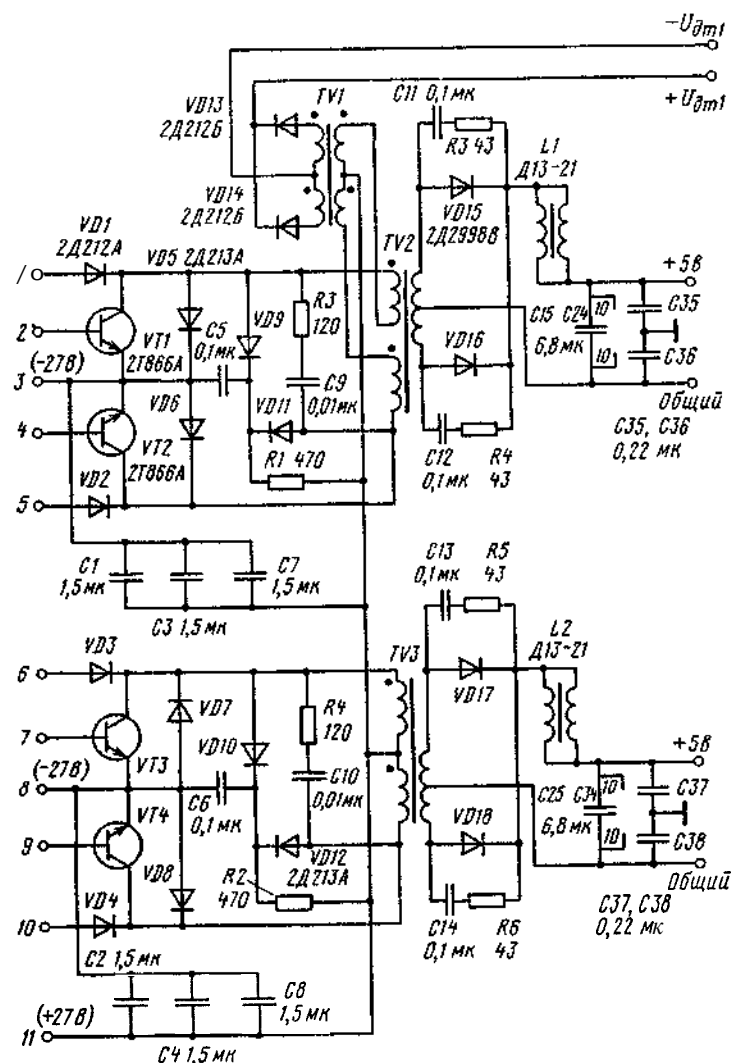


Рис. 4.25. Схема силовых цепей двух каналов +5 В

Суммарная емкость радиокомпонентов и монтажа, подключенных к выходным транзисторам ИМС, не должна превышать 510 пФ. Тепловое сопротивление переход-корпус микросхемы 50 °С/Вт.

Устройство электропитания (рис. 4.24) обеспечивает напряжениями 5 В устройства управления с предварительными усилителями всех каналов, напряжением 12 В I устройство управления каналов 5 В, напряжением 12 В II устройство управления каналов +12 и -12 В. По-



даваемое на вход напряжение 27 В системы электроснабжения фильтруется конденсаторами  $C_1$  и  $C_8$ .

Напряжение с выхода интегрального стабилизатора  $DA1$  поступает на схему управления двухтактным инвертором с выходными транзисторами  $VT1$  и  $VT2$ . Входное напряжение +27 В подается также на среднюю точку первичной обмотки трансформатора  $TV1$ , со вторичных обмоток которого выдаются напряжения 5 и 12 В.

На рис. 4.25 приведена схема двух каналов с выходными напряжениями 5 В, управляемых устройством на рис. 4.22. По условиям компоновки выбраны силовые транзисторы типа 2Т866А ( $VT1 \dots VT4$ ). В разрыв первичной обмотки трансформатора  $TV2$  включен датчик тока, состоящий из трансформатора  $TV1$  и диодов  $VD13$  и  $VD14$ . Выходное напряжение датчика тока  $U_{дт}$  поступает на вход устройства управления, благодаря чему осуществляется защита нагрузки при превышении выходным током заданного значения. В выходных выпрямителях применены диоды Шотки, параллельно которым включены защитные  $RC$ -цепи.

### 4.3. Источники электропитания высокого напряжения для передающих устройств

Допустимые нестабильность и пульсация выходного напряжения высоковольтных источников электропитания передающих устройств определяются требованиями со стороны выходного СВЧ-прибора, а именно допустимой нестабильностью частоты генерируемых импульсов и допустимым уровнем шумов на частотах, отстоящих от основной частоты на единицы-сотни килогерц. Обычно требуется длительная нестабильность частоты  $\Delta f/f = 10^{-4} \dots 10^{-5}$  в течение срока службы СВЧ-прибора.

В установившемся режиме работы конкретного выходного прибора длительная нестабильность частоты  $\Delta f/f$  и нестабильность  $\Delta U_a/U_a$  анодного напряжения  $U_a$  связаны зависимостью

$$\Delta f/f = 3 \cdot 10^{-3} \Delta U_a/U_a. \quad (4.1)$$

Если  $\Delta f/f = 10^{-5}$ , то из формулы (4.1) следует  $\Delta U_a/U_a = 10^{-2}$ , т.е. нестабильность анодного напряжения не должна превышать 1 %.

Возникновение шумов в выходном приборе связано с модуляцией высокочастотных выходных сигналов из-за низкочастотных флуктуации в электронном пучке. Одной из причин этих флуктуации являются пульсации анодного напряжения, которые приводят к модуляции амплитуды (амплитудные шумы) и фазы (фазовые шумы) выходных сигналов передающего устройства. По заданному спектральному распределению пульсаций анодного напряжения можно определить амплитудные  $\gamma_a$  и фазовые  $\gamma_\phi$  шумы выходного прибора из зависимостей

$$\gamma_a = 10 \lg(1/2) \cdot S, \quad (4.2)$$

$$\gamma_\phi = 10 \lg(\varphi/2)^2 \cdot S, \quad (4.3)$$

где  $S$  — относительная спектральная плотность флуктуации анодного напряжения в полосе  $\Delta f$ ;  $\varphi$  — угол пролета электронов.

Поскольку в выходных приборах средней мощности  $\varphi \approx 10 \dots 20\pi$ , то из формул (4.2) и (4.3) следует, что уровень допустимых флуктуации напряжений источника электропитания определяется в основном фазовыми шумами. Например, в приборах средней мощности для ограничения допустимого уровня шумов 130...140 дБ/Гц гармонические составляющие ускоряющего напряжения в диапазоне доплеровских частот в заданной полосе не должны превышать  $10^{-7} U_a$ . При умеренных требованиях к уровню шумов гармонические составляющие ускоряющего напряжения могут достигать  $10^{-4} \dots 10^{-3}$  от  $U_a$ .

Выполнение требований по уровню гармонических составляющих может быть обеспечено различными схмотехническими решениями источников электропитания, анализ которых приведен ниже.

#### 4.3.1. Источники электропитания с непрерывными стабилизаторами напряжения

При построении источников электропитания высокого напряжения по схеме с трансформаторным входом и с последующим выпрямлением и фильтрацией напряжения пассивным  $LC$ -фильтром спектр выходного сигнала СВЧ-прибора определяется низкочастотными составляющими выходного напряжения источника. При синусоидальной форме сетевого напряжения амплитуда  $k$ -й составляющей  $U_k$  спектра пульсаций на выходе выпрямителя представляется зависимостью

$$U_k = \frac{2\gamma_a \cos k\pi \cdot \sin(\pi/m)}{\pi \sqrt{1 - m^2 k^2}} U_\phi,$$

где  $m$  — число фаз выпрямленного напряжения;  $U_\phi$  — амплитуда фазного напряжения.

Для электронных средств повышенной мощности обычно применяется система электроснабжения трехфазного тока. В этом случае для схемы выпрямления Ларионова ( $\tau = 6$ ) амплитуда  $U_1$  первой гармоники составляет 5,4 % от  $U_a$ . Фильтрация низкочастотных составляющих подобного уровня при большой мощности высоковольтного источника и жестких условиях эксплуатации приводит к завышению массы и объема передающего устройства. Так, при входном напряжении 220 В трехфазного тока частоты 400 Гц, выходной мощности стабилизирующего источника электропитания 115 кВт, выходном напряжении 30 кВ и допустимом уровне гармоник выходного напряжения не более  $10^{-6} U_a$  масса пассивного фильтра составляет 65 % от общей массы, а объем — 45 % от общего объема источника электропитания. При частоте входного тока 50 Гц масса и объем фильтра возрастут.

Для достижения низкого уровня гармоник выходного напряжения при ограниченной массе и объеме высоковольтные источники электропитания выполняются стабилизирующими. Стабилизаторы напряжения в данном случае используются в качестве активных фильтров. Регулирующий элемент стабилизатора напряжения включается на стороне высокого напряжения или на стороне системы электроснабжения.

Мощные источники электропитания со стабилизацией на стороне системы электроснабжения (первичной обмотки входного высоковольтного трансформатора) обладают более высоким КПД и удельными энергетическими характеристиками по массе и объему по сравнению со схемами стабилизации на стороне высокого напряжения, но имеют худшие динамические свойства и недопустимо высокий уровень пульсаций выходного напряжения. Последний недостаток обусловлен необходимостью применения мощных тириستоров в качестве исполнительных компонентов. Помехи, создаваемые этими тиристорами, передаются через трансформатор во вторичную цепь и требуют применения громоздких фильтров.

Для выполнения жестких требований к качеству выходного напряжения мощного высоковольтного источника электропитания целесообразно применение стабилизатора непрерывного действия на стороне высокого напряжения. В качестве регулирующего компонента такого стабилизатора могут быть использованы электровакуумные приборы или транзисторы. В последнем случае применяется последовательное соединение двух и более транзисторов, число которых определяется допустимым напряжением эмиттер-коллектор.

На рис. 4.26 показана схема транзисторного регулирующего устройства с последовательным соединением нескольких транзисторов и делителем напряжения, включенным между входом и выходом. На вход управляющего транзистора  $VT_y$  поступает сигнал управления от узла обратной связи УОС, на остальные транзисторы ( $VT_1 \dots VT_n$ ) поступает сигнал с резистивного делителя напряжения  $R_1 \dots R_n$ . Резисторы выбираются из условия, чтобы проходящий через них ток превышал более чем в 5 раз ток базы любого из последовательно включенных составных транзисторов. При соответствующем выборе сопротивлений резисторов добиваются равномерного распределения напряжения между последовательно включенными транзисторами. Данная схема позволяет уменьшить напряжение и рассеиваемую мощность на каждом транзисторе, однако она не позволяет построить стабилизатор напряжения с широкими пределами регулирования выходного напряжения, так как пределы регулирования ограничены допустимым напряжением одного транзистора.

На рис. 4.27 и 4.28 показаны схемы регулирующих устройств с последовательным соединением транзисторов и делителем напряжения, включенным параллельно входным выводам, позволяющим разрабатывать стабилизирующие высоковольтные источники с широким диапазоном регулирования выходного напряжения. На рис. 4.27 приведена схема

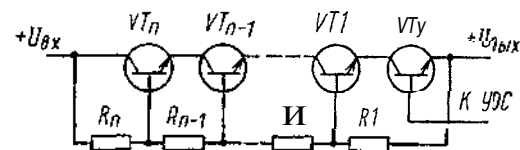


Рис. 4.26. Предварительное соединение регулирующих транзисторов с резистивным делителем напряжения, включенным между входом и выходом

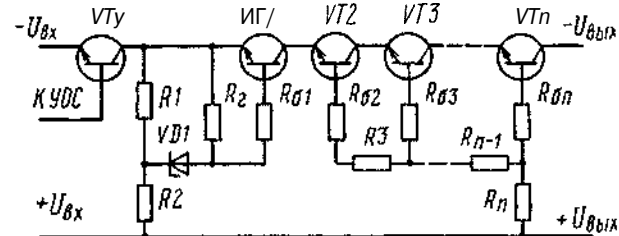


Рис. 4.27. Последовательное соединение регулирующих транзисторов с резистивным делителем напряжения, включенным параллельно входным выводам

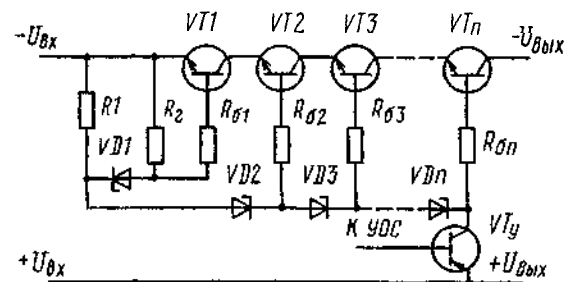


Рис. 4.28. Последовательное соединение регулирующих транзисторов с делителем напряжения на стабилитронах

с включением силового перехода управляющего транзистора  $VT_y$  последовательно с управляемыми транзисторами  $VT_1 \dots VT_n$  и резистивным делителем напряжения, а на рис. 4.28 — схема с включением силового перехода управляющего транзистора  $VT_y$  в цепь делителя напряжения, выполненного на стабилитронах  $VD_2 \dots VD_n$ .

Выпускаемые в настоящее время высоковольтные транзисторы имеют максимальное допустимое напряжение эмиттер-коллектор порядка 1500 В. С учетом условий эксплуатации (температуры, атмосферного давления и т.п.) допустимое рабочее напряжение устанавливается значительно меньшим, поэтому регулирующее устройство с большим количеством последовательно соединенных транзисторов может оказаться нерациональным. В этом случае используется традиционное решение на базе электровакуумных приборов.

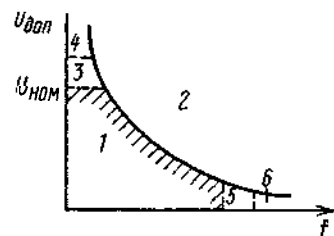


Рис. 4.29. Зависимость допустимой амплитуды напряжения на конденсаторе от частоты

На рис. 4.29 приведена типовая зависимость допустимой для конденсатора амплитуды напряжения  $U_{\text{доп}}$  от частоты при определенной температуре. Граничная частота определяется допустимым снижением емкости  $C_{\text{доп}}$ . На рисунке показаны области режимов работы конденсатора: 1 — рабочая; 2 — теплового пробоя; 3 — повышенной вероятности электрического пробоя; 4 — электрического пробоя; 5 — пониженных значений емкости  $C_{\text{доп}}$ ; 6 — индуктивного характера сопротивления конденсатора. В схемах с трансформаторным входом и частотой тока сети 400 Гц на выходе стабилизатора непрерывного действия могут быть применены конденсаторы высокого напряжения сравнительно низкой частоты без снижения значения  $U_{\text{доп}}$ , что является достоинством рассматриваемой структурной схемы источника электропитания.

Ниже в качестве примеров рассмотрены особенности схемного и конструктивного исполнений мощных высоковольтных источников электропитания передатчиков, содержащих стабилизатор напряжения непрерывного действия на стороне высокого напряжения. К выходному напряжению  $U_{\text{вых}}$  источника предъявляются следующие требования:

нестабильность не более  $\pm 2\%$  при изменении входного напряжения на  $\pm 5\%$  и изменении выходного тока от номинального до нуля;

уровень гармонических составляющих не выше  $10^{-6} U_{\text{вых}}$  в заданной полосе частот.

К особенностям мощных высоковольтных источников электропитания передающих устройств следует отнести необходимость устройства нагрузки, в котором обеспечивается отвод большой мощности тепловыделения. В подвижных электронных средствах на самоходных шасси или прицепах эта мощность может достигать 100 кВт. Нагрузка на подобную мощность, выполненная в виде набора резисторов, имеет большие массу и объем и требует значительных затрат электроэнергии для системы охлаждения. Поэтому при выходной мощности высоковольтного источника порядка десятков киловатт целесообразно использовать

Низкий уровень гармонических составляющих напряжения обеспечивается включением на выходе стабилизатора сглаживающего фильтра, основным компонентом которого является конденсатор. Требования к частотным свойствам последнего определяются частотой пульсаций выпрямленного напряжения на выходе стабилизатора. Допустимое рабочее напряжение конденсаторов обеспечивается их конструкцией и материалами, поэтому высоковольтные конденсаторы имеют сравнительно большие размеры и, следовательно, паразитные параметры, ухудшающие их частотные свойства.

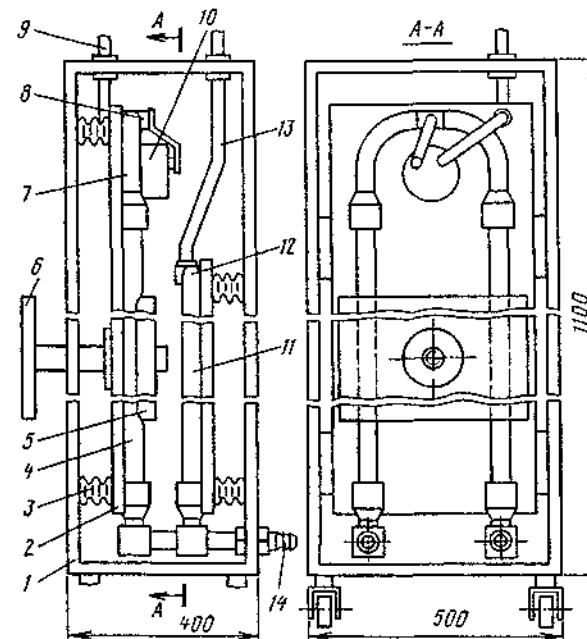


Рис. 4.30. Водяная нагрузка мощного высоковольтного источника электропитания

устройство, в котором электрическое сопротивление создается при помощи проточной воды. В этом случае вода обеспечивает также охлаждение устройства.

Водяная нагрузка (рис. 4.30) размещается в корпусе 1, к которому крепится изолирующее основание 2 с помощью изоляторов 3. На основании 2 закреплены две изолирующие трубки 4, выполненные из рукава Рора-20 ТУ 38-405279-76 и прижимаемые плитой 5 к основанию с помощью штурвала 6. Рукава Рора соединены U-образной латунной трубкой 7, на которой имеется контактная площадка 8 для электрического соединения с высоковольтным выводом 9 через амперметр 10.

Дополнительные рукава Рора 11 соединены U-образной латунной трубкой 12, которая имеет электрический контакт с высоковольтным выводом 13. В качестве выводов 9 и 13 применен провод ПВМК-6-1,0-5 ТУ 16-505-614-79. Для входа и выхода воды служат штуцеры 14 из латуни ЛС-59-1 ГОСТ 2063-73 (покрытие Н6). Таким образом, электрическое сопротивление водяной нагрузки определяется двумя параллельными каналами, образованными основными 4 и дополнительными 11 рукавами Рора. Одна пара рукавов (поз. 4) может сжиматься с помощью штурвала 6, благодаря чему осуществляется регулирование сопротивления водяного столба, заключенного в этих рукавах. Проточная вода для нагрузки используется из водопроводной системы.

### 4.3.2. Высоковольтный источник электропитания с выходной мощностью 14 кВт

Построение источника электропитания определяется техническими требованиями (в том числе условиями эксплуатации), структурной схемой и видом модуляции передающего устройства. В рассматриваемом примере передатчик строится на базе пролетного клистрона с сеточной кодоимпульсной модуляцией, для которого необходимы два уровня напряжения постоянного тока. Один уровень 12 кВ должен быть стабилизированным и иметь низкие гармонические составляющие, другой уровень должен превышать первый на 1...2 кВ и может быть нестабилизированным. На вход источника подается напряжение 200 В трехфазного тока частоты 400 Гц от системы автономного электроснабжения подвижной радиолокационной станции (РЛС).

Достижение низкого уровня гармоник  $10^{-6} U_{\text{ВЫХ}}$  возможно при построении источника с трансформаторным входом и стабилизатором напряжения непрерывного действия, выполняющим одновременно функции активного фильтра. Входной трансформатор с выпрямителем образуют трансформаторно-выпрямительный модуль А1 (рис. 4.31).

В качестве регулирующего устройства мощного высоковольтного стабилизатора могут применяться транзисторы или электровакуумные лампы. Анализ регулирующих устройств с учетом уровня выходной мощности, рабочего напряжения, требуемого охлаждения, массы, габаритных размеров и номенклатуры ЗИП передатчика показал целесообразность использования электровакуумной лампы типа ГМИ-32-Б1 ЯЧ3.312.000 ТУ. Управление лампой осуществляется усилителем постоянного тока А4. Защита от превышения выходного тока осуществляется с помощью реле К1 типа РЭС-90 ЯЛ4.550.000-36, порог срабатывания которого устанавливается резистором R23 типа С5-36В-10-75 Ом  $\pm 10\%$  ОЖО.467.541 ТУ. Ограничение выходного напряжения производится защитным неуправляемым разрядником F1 типа Р-63 ОДО.339.239 ТУ.

Для обеспечения заданных температурных режимов служат осевые электровентиляторы М1 и М2 типа 2ДВО.07.60-366-4 ОСТ 16.0.539.032-78. Для цепей управления стабилизатора используются вспомогательные напряжения с выходов трансформаторов TV1...TV4. С помощью выпрямителей и фильтров на выходах трансформаторов TV3 и TV4 получается напряжение 380 В постоянного тока 0,05 А. В качестве высоковольтных плечей делителей используются высоковольтные резисторные сборки А5 и А3. Функциональный контроль ( $\Phi К$ ) выходного напряжения -12 кВ осуществляется по сигналу с переменного резистора R27.

Электрическая схема трансформаторно-выпрямительного модуля (ТВМ) приведена на рис. 4.32. Входное напряжение подается на контакты х, у, z первичных обмоток L1...L3, соединенных треугольником, и на электровентиляторы. Вторичные обмотки соединены треугольником

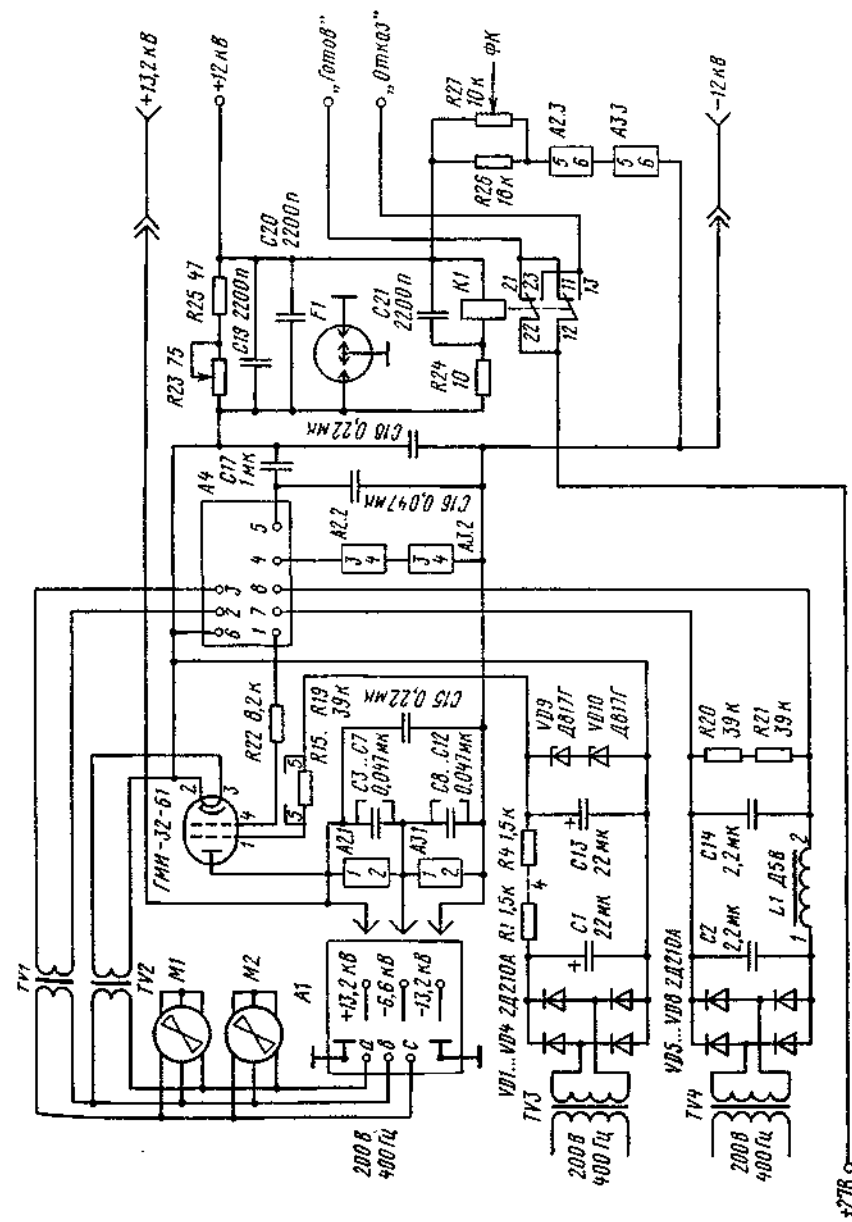


Рис. 4.31. Электрическая схема источника электропитания с выходной мощностью 14 кВт

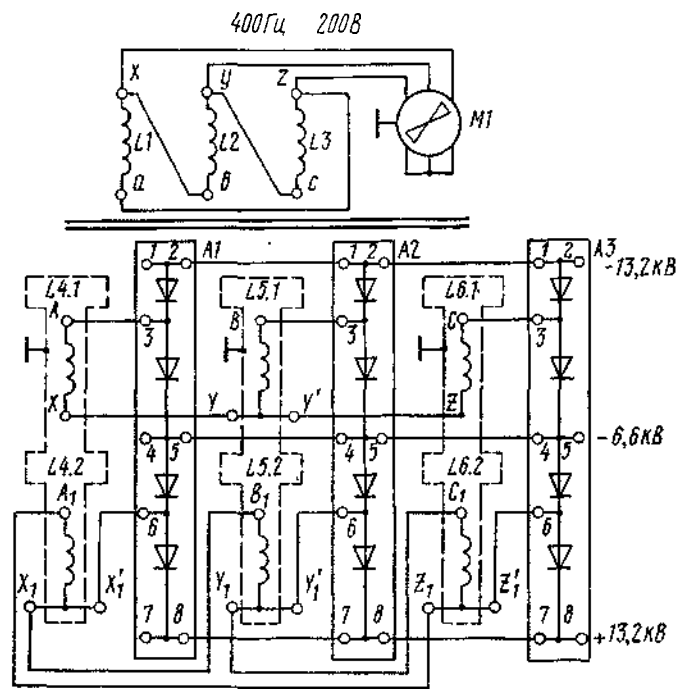
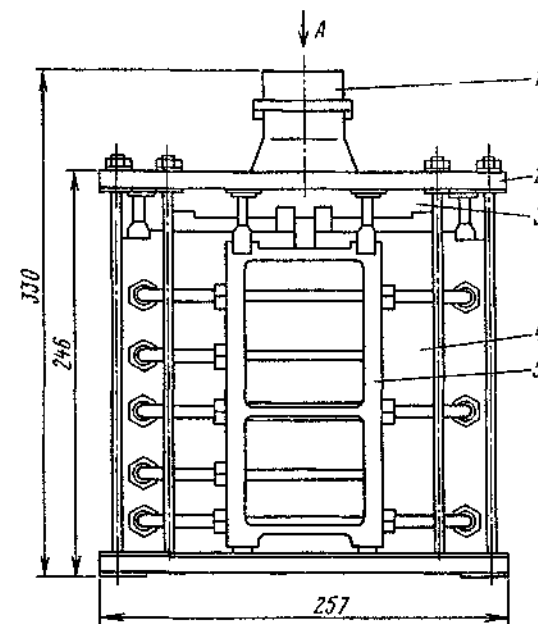


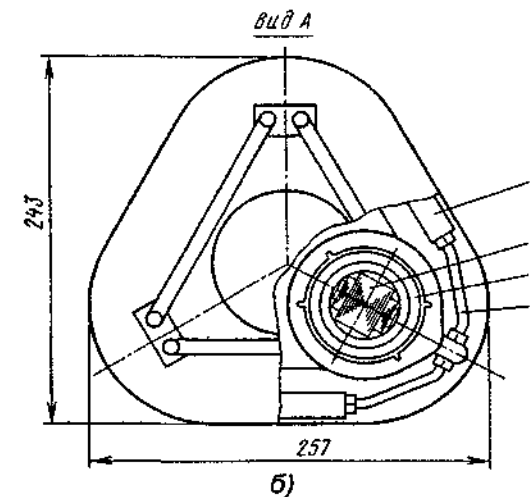
Рис. 4.32. Электрическая схема трансформаторно-выпрямительного модуля

и звездой для повышения частоты пульсаций выходного напряжения в 12 раз по сравнению с частотой тока сети. Общий вид ТВМ показан на рис. 4.33, где 1 — электроventильатор осевой типа 2ДВО; 2 — верхняя панель из сплава АЛ-2 ГОСТ 2685-75 (покрытие: АН. окс. хром), 3 — ярмо магнитопровода; 4 — катушка со вторичными обмотками; 5 — выпрямитель; 6 — стержень магнитопровода; 7 — катушка с первичной обмоткой; 8 — высоковольтный кабель с локальной изоляцией контактов.

Магнитопровод имеет два ярма (верхнее и нижнее) и три сердечника, расположенных симметрично под углами  $120^\circ$ . Ярмо (рис. 4.34) и сердечник выполняются из ленты 0,15×20-ТО-ЭТ 3425 ГОСТ 21427 4-78, заусенцы на которой не допускаются. Перед сборкой лента подвергается отжигу согласно ГОСТ 21427.4-78. Навивка ярма производится с молотом тальком ГОСТ 21235-75. На торцы ярма наносятся три слоя клея ВК-13М, затем на ярмо наносится эмаль КО-811 красная 02 (кроме поверхностей А на рис. 4.34). Состав клея ВК-13М: продукт № 6 (ТУ 38-105-548-73) и лак ЛБС-8 (ТУ 6-05-1290-76). Сердечник имеет ступенчатую конфигурацию для лучшего заполнения внутреннего отверстия каркаса катушки. После стяжки пакета вдоль пластин (кроме торцевых поверхностей) наносятся три слоя клея ВК-13М. Сердечник покрывается эмалью КО-811 (кроме соприкасающихся с ярмом поверхностей).



а)



б)

Рис. 4.33. Конструкция трансформаторно-выпрямительного модуля 14 кВт; 13,2 кВ

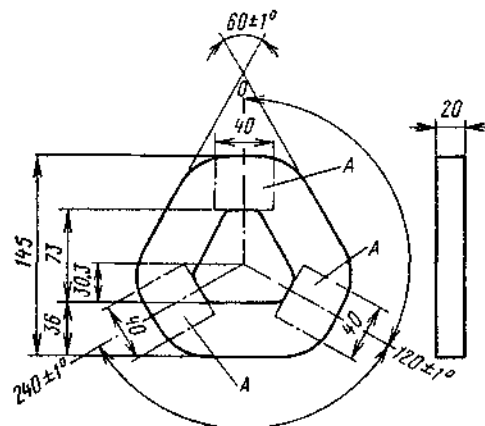


Рис. 4.34. Ярмо магнитопровода

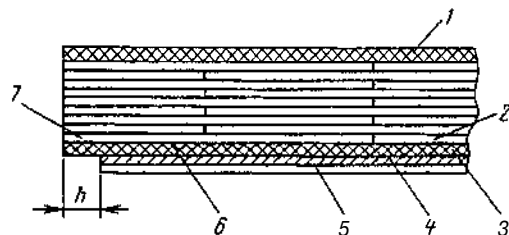


Рис. 4.35. Схема укладки изоляции при изготовлении каркаса катушки

Первичные и вторичные обмотки катушек размещаются на каркасах. На рис. 4.35 показан фрагмент многослойного каркаса для вторичных обмоток. Внутренний слой 5 выполняется из материала ЛЭС-0,1×10 ГОСТ 5937-81 (один слой в полнахлеста). При укладке экрана 4 (лента ДПРНТ 0,05×150 мм ГОСТ 5638-75) короткозамкнутый виток не допустим. Экран изолируется материалом ЛЭС-0,08×10 (поз. 3) двумя слоями в полнахлеста. Укладка материала Ф4ЭО-ЭА 0,1 ТУ 6-05-041-774-82 шириной 86 мм (поз. 2 и 7) чередуется с бумагой марки КМ-60 ТУ 13-04-596-81 шириной 176 мм (поз. 6) до получения заданного промежуточного диаметра каркаса. Верхний слой 1 выполняется из материала ЛЭС-0,1×10 в полнахлеста до получения заданного наружного диаметра каркаса. Концы изоляции крепятся клеем К-300-61 ОСТ 4Г 0.029.204.

Каркас пропитывается компаундом УП5-III-1 ТУ 6-05-241-265-80. Размер  $h$  определяется значением рабочего напряжения. Для рассматриваемого примера он выбран равным  $17 \pm 0,55$  мм. Для осуществления секционной намотки на каркас крепятся шайбы из материала Ф4ЭО-ЭА 01 с помощью клея К-300-61. Каждая вторичная обмотка размещается в четырех секциях. Таким образом, на каркасе вторичных обмоток размещается восемь секций.

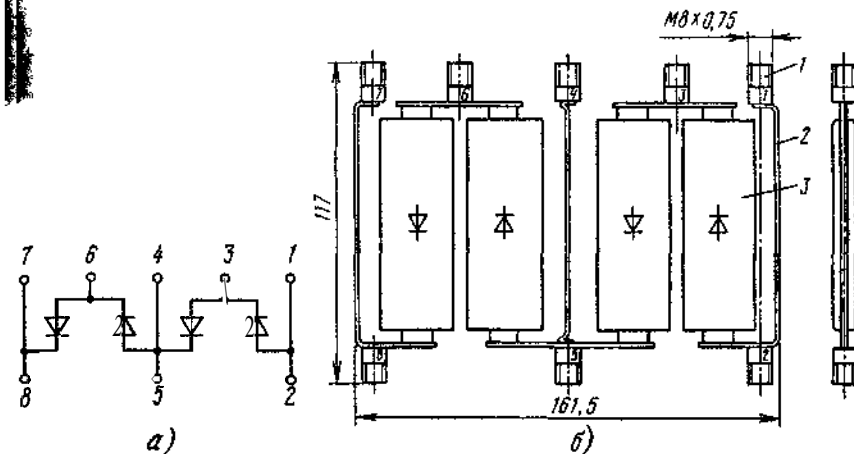


Рис. 4.36. Электрическая схема выпрямителя (а) и конструкция диодной сборки перед заливкой (б)

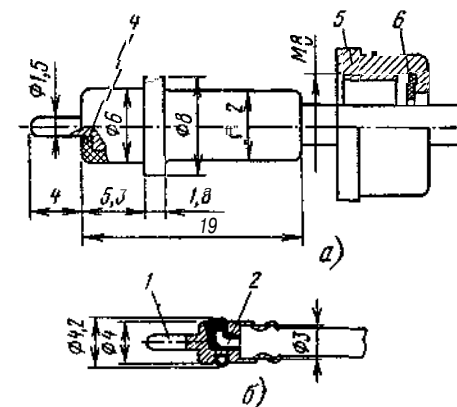


Рис. 4.37. Высоковольтный кабель трансформаторно-выпрямительного модуля: а — общий вид одного из концов; б — заделка провода

Выпрямитель выполнен в виде узла, содержащего четыре диодных столба типа 2Ц203В ТРО.336.024 ТУ. На рис. 4.36, а показана электрическая схема узла, на рис. 4.36, б — сборка диодных столбов, где 1 — контактное устройство; 2 — проволока ММ 0,8 ГОСТ 2112-79; 3 — диодный столб. Сборка диодных столбов заливается компаундом ЭЗК-7 ОСТ 4Г 0.029.206, затем пескоструится корундом (кроме выпрямительных столбов и контактных устройств). Острые углы и кромки на компаунде не допустимы, поэтому делаются скругления радиусом 2...3 мм. В качестве защитного покрытия применяется эмаль ЭП-773 (кроме выпрямительных столбов и контактных устройств).

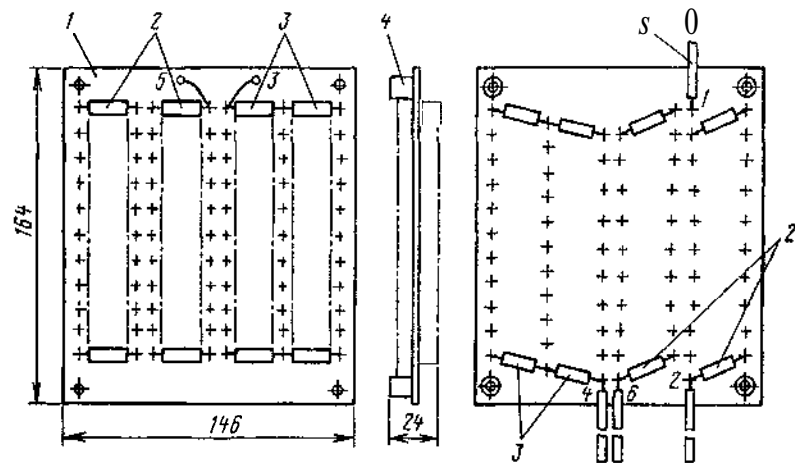


Рис. 4.38. Делитель напряжения

Кабель, соединяющий высоковольтные цепи, показан на рис. 4.37. Жила 2 провода 3 марки ПВМК-4-0,5-3,15 ТУ 16-505.614-79 запаивается в контактный штырь 1 припоем ПСр-1,5 ГОСТ 19738-74. Перед пайкой производится обжатие хвостовика штыря для механического закрепления провода. Электрическая изоляция контактирующих частей штыря и провода создается с помощью резиновой смеси 4 марки ИРП-1338 ТУ 38.005.1166-73. Для закрепления штыря в гнезде и сжатия резины служит колпачок 5, внутри которого помещена шайба 6. Длина кабеля со штырями на обоих концах определяется по месту в конструкции трансформаторно-выпрямительного модуля. Для рассматриваемого модуля кабель имеет пять модификаций с длиной от 100 до 240 мм.

Делитель напряжения (рис. 4.38) собран на плате 1 из стеклотекстолита марки СТ-2 ГОСТ 12652-74, на которой крепятся лепестки по ГОСТ 16840-78 для распайки резисторов. Применены два типа резисторов по 44 шт. каждого: С2-23-2-100 кОм  $\pm 10\%$ -А-В ОЖО.467.081 ТУ (поз.2) и С2-29В-1-82,5 кОм  $\pm 0,5\%$ -1,0-А ОЖО.467.099 ТУ (поз.3). Стойки 4 выполнены из изолирующего пресс-материала АГ-4 ГОСТ 20437-75 и крепятся на плате с помощью клея ВК-9 ОСТ 4Г 0.029.204. Выводы 5 выполнены из высоковольтного провода марки ПВМК-4-0,5-3,15. После сборки на делитель наносится адгезионный подслои П11 ОСТ 38.03240-81 и производится заливка компаундом «Виксинт ПК-68» ТУ 38.103508-81. В качестве наполнителя используется окись цинка 40...60 мас.ч. После заливки толщина делителя (24 мм) увеличивается до 26 мм. Электрическая прочность изоляции делителя напряжения проверяется напряжением 6 кВ постоянного тока между контактами 1 и 5, при этом контакты 5 и 3 соединяются технологической перемычкой.

Усилитель постоянного тока, обеспечивающий регулирование и стабилизацию выходного напряжения, определяет также уровень гармонических составляющих.

Усилитель может быть выполнен на электровакуумных (рис. 4.39) или полупроводниковых (рис. 4.40) компонентах. В последней схеме использованы следующие полупроводниковые компоненты:  $D_1, D_2$  — интегральные выпрямители 542НД4;  $D_3, D_4$  — операционные усилители 140УД6А;  $VT_1 \dots VT_3$  — транзисторы 2Т504А;  $VT_4$  — транзистор 2Т505А. В результате сравнения указанных устройств получены значения гармонических составляющих выходного напряжения, приведенные на рис. 4.41, где линия 1 соответствует схеме с усилителем на рис. 4.39, а линия 2 — схеме с усилителем на рис. 4.40.

Применение схемы усилителя с электровакуумными приборами позволяет получить гармонические составляющие не выше 4,6 мВ, что составляет менее  $10^{-7} U_{\text{вых}}$ . В то же время усилитель на полупроводниковых приборах обеспечивает гармоники порядка  $10^{-4} U_{\text{вых}}$ . Следует отметить, что в соответствии с ОСТ 11 073.662-76 максимальное допустимое статическое напряжение на полупроводниковых приборах не должно превышать 2000 В. Это ограничивает применение их в высокопотенциальных устройствах. Таким образом, при жестких требованиях к гармоническим составляющим высокого выходного напряжения целесообразно применение усилителя на электровакуумных приборах.

Усилитель с электровакуумными приборами (см. рис. 4.39) обеспечивает регулирование и стабилизацию выходного напряжения высоковольтного источника электропитания в пределах 2...25 кВ постоянного тока. В качестве усилителя используется двойной триод типа 6Н21Б. Параметрический стабилизатор напряжения состоит из двух каскадов. Первый каскад содержит стабилитроны  $VD_8$  и  $VD_9$ . Второй каскад содержит стабилитрон  $VD_5$ , который формирует опорное напряжение для лампы  $VL_1$ . Цепь обратной связи по быстро изменяющемуся току содержит конденсатор (71 и конденсатор емкостью 0,05 мкФ, подключаемый к контакту 5. Делитель обратной связи по медленно изменяющемуся току содержит резисторы  $R_4, R_5, R_6$  и резисторы, подключаемые к контакту 4. Ток через резистивный делитель должен составлять 1,5...1,7 мА.

Напряжение с резистора  $R_1$  подается через контакты 1 и 6 на сетку регулирующей лампы. Резисторы  $R_{12}, R_{13}, R_{14}$  являются балластными в составе первого каскада параметрического стабилизатора, резистор #10 — балластным в составе второго каскада.

В состав параметрического стабилизатора введены стабилитроны  $VD_6, VD_7$  (в первый каскад) и  $VD_3, VD_4$  (во второй каскад) для повышения уровня стабилизируемого напряжения (дополнительно к уровню напряжения стабилитрона). Выводы стабилитрона  $VD_5$  шунтированы конденсаторами  $C_3$  и  $C_4$  для снижения уровня шумов.

При наличии сигнала рассогласования, сформированного цепью обратной связи по постоянному току и подаваемого на контакт 4, открывается или закрывается правая половина лампы  $VL_1$ . При увеличении выходного напряжения стабилизатора лампа приоткрывается, поскольку потенциал на сетке становится более положительным по отношению

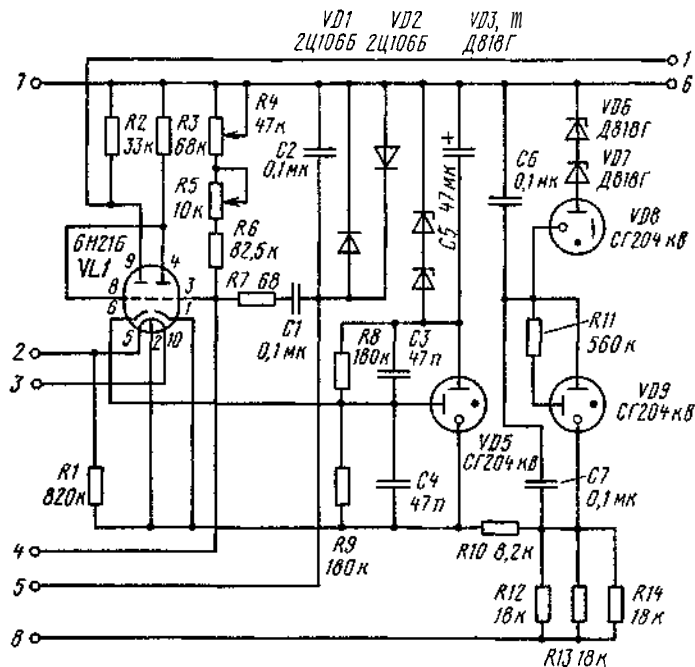


Рис. 4.39. Схема усилителя постоянного тока на электровакуумных приборах

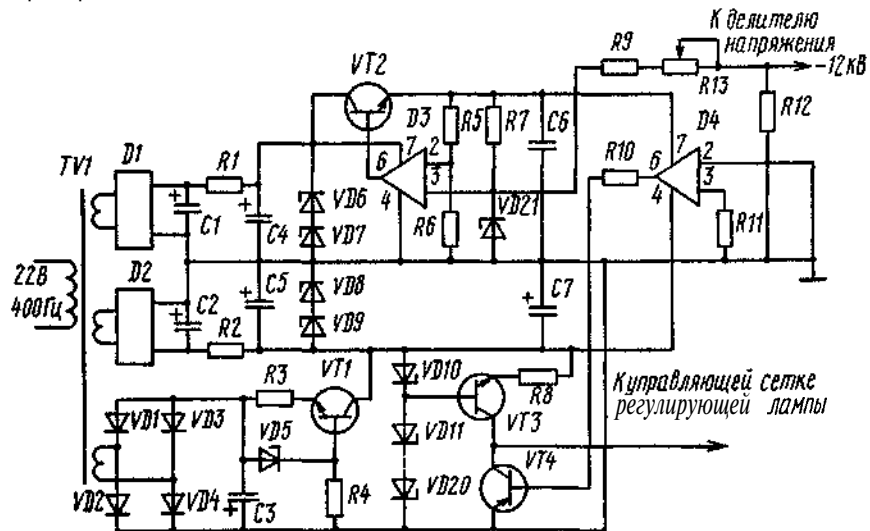


Рис. 4.40. Схема усилителя постоянного тока на полупроводниковых приборах

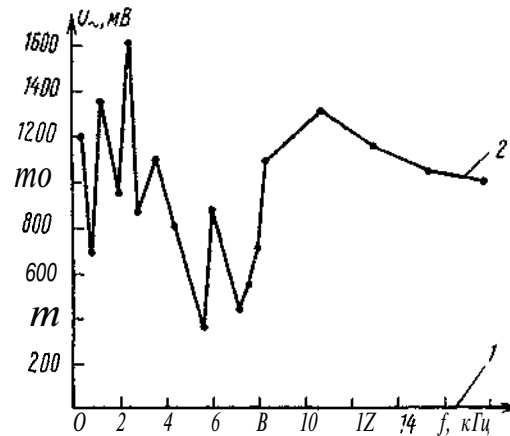


Рис. 4.41. Значения гармонических составляющих выходного напряжения источников, содержащих усилители на рис. 4.39 (линия 1) и на рис. 4.40 (линия 2)

к потенциалу на катоде. При этом ток через лампу увеличивается и потенциал сетки (вывод 8) становится более отрицательным относительно опорного напряжения от стабилвольта VD5. Ток через резистор R2 и анод второй половины лампы (вывод 9) уменьшается, падение напряжения на резисторе R2 снижается, в результате чего напряжение на регулирующей лампе становится менее отрицательным, т.е. приоткрывает регулирующую лампу. Для устойчивой работы стабилизатора между контактами 5 и 6 включается конденсатор емкостью 1 мкФ.

### 4.3.3. Мощные высоковольтные источники электропитания с резонансным LC-контуром

Применение регулируемых инверторов с прямоугольной формой напряжения в высоковольтных источниках электропитания связано с трудностями передачи этого напряжения через высоковольтный трансформатор. Это обусловлено тем, что степень влияния паразитных параметров Цепи вторичной обмотки на цепь первичной обмотки пропорциональна квадрату коэффициента трансформации. Поскольку коэффициент трансформации высоковольтного трансформатора может достигать 100, то даже при относительно небольшой собственной емкости вторичной обмотки ее воздействие на цепь первичной обмотки оказывается весьма значительным.

В связи с этим возникает необходимость снижения тока холостого хода, который может существенно превышать ток нагрузки. Кроме того, высоковольтная изоляция обмоток ослабляет электромагнитную связь между обмотками и приводит к росту индуктивности рассеяния, в результате чего ухудшается качество выходного напряжения.



При больших коэффициентах трансформации, высокой частоте преобразования и крутом фронте напряжения значение тока, необходимого для зарядки собственной емкости вторичной обмотки до требуемого напряжения за определенное время, возрастает до недопустимых пределов. При этом среднее значение тока  $i_{cp}$  определяется выражением

$$i_{cp} = 4U_1 C_2 \left( \frac{W_2}{W_1} \right)^2 f,$$

где  $U_1$  — напряжение первичной обмотки;  $C_2$  — емкость вторичной обмотки;  $W_1$  и  $W_2$  — число витков первичной и вторичной обмоток,  $f$  — частота тока.

В реальной схеме высоковольтного преобразователя  $U_1 = 150$  В,  $C_2 = 18 \dots 250$  пФ;  $W_1 = 50$ ;  $W_2 = 1000 \dots 5000$ ;  $f = 25$  кГц;  $i_{cp} \approx 0,1 \dots 7$  А. Мгновенное значение зарядного тока может многократно превосходить это значение. В свою очередь, работа высоковольтного трансформатора на выпрямитель с емкостным фильтром имеет свои особенности из-за протекания больших токов в выпрямительных диодах и транзисторах инвертора в пусковых и других переходных режимах.

Эти особенности работы источников электропитания с выходной мощностью 500...1000 Вт учитываются при обеспечении области безопасной работы транзисторов преобразователя. Одним из путей обеспечения области безопасной работы, а также решения проблемы передачи электроэнергии через высоковольтный трансформатор является переход к синусоидальной форме напряжения на первичной обмотке высоковольтного трансформатора, что осуществляется включением на выход инвертора резонансного LC-контура. Собственная частота этого контура совпадает с частотой преобразования инвертора  $\omega_n$ .

В качестве достоинства этого класса источников электропитания следует отметить мягкость внешней характеристики в зависимости от сопротивления нагрузки, что позволяет обеспечить параллельную работу источников без дополнительных схем выравнивания тока, получить возможно минимальные коммутационные потери в диодах выпрямителя и транзисторах инвертора. Кроме того, следует отметить пониженный уровень высокочастотных помех, создаваемых источником электропитания.

Ниже приведен сравнительный анализ различных схем преобразователей напряжения, обеспечивающих тот или иной способ регулирования выходного напряжения LC-контура.

Параметры LC-контура (рис. 4.42) при заданной мощности в нагрузке и выбранной добротности  $Q$  нагруженного контура при условии совпадения собственной резонансной частоты контура  $\omega_0$  с частотой преобразования  $\omega_n$  определяются через характеристическое сопротивление  $R_x$  зависимостью

$$R_x = U_{вых}^2 / (P_{вх} Q),$$

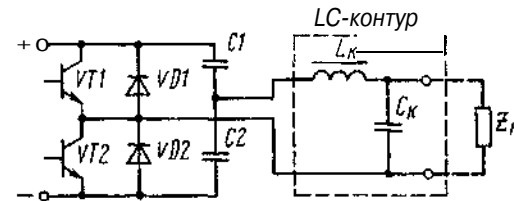


Рис. 4.42. Схема преобразователя напряжения

где  $U_{вых}$  — выходное напряжение инвертора;  $P_{вх}$  — мощность на входе контура;  $Q = \omega_0 / R_n$  — добротность нагруженного LC-контура;  $R_n$  — сопротивление нагрузки.

Отсюда индуктивность  $L_k$  и емкость контура  $C_k$  находят путем подстановки значения  $R_x$  в выражение

$$R_x = \omega_0 L_k - 1/(\omega_0 C_k).$$

Рассмотрим особенности работы инвертора на резонансный LC-контур при различных способах регулирования.

**Частотный способ регулирования напряжения.** В этом случае схема преобразователя напряжения имеет наиболее простой вид (рис. 4.42). В зависимости от добротности  $Q$  нагруженного LC-контура напряжение на его реактивных компонентах может возрасти в несколько раз, что имеет существенное значение в источнике с бестрансформаторным входом при выходной мощности более 500 Вт, а также в работе от системы электроснабжения с напряжением 220 и 380 В.

Выбор рабочей частоты преобразования  $\omega_n$ , диапазона ее регулирования и максимального напряжения  $U_{C_k}$  на выходе контура должен проводиться с учетом амплитудно-частотных характеристик используемых в схеме конденсаторов. Особенности коммутации транзисторов преобразователя при работе на LC-контур определяют динамические потери в них и, следовательно, КПД и надежность источника.

В качестве регулировочных характеристик нагруженного LC-контура используется функциональная зависимость модуля коэффициента передачи по напряжению  $|k_u|$  от отношения частоты преобразования  $\omega_n$  к собственной резонансной частоте контура  $\omega_0$ :

$$|k_u| = f(\omega_n / \omega_0). \quad (4.4)$$

Значение модуля  $|k_u|$  определяется из выражения

$$|k_u| = \sqrt{(\omega_n L_k / R_n)^2 + (1 - \omega_n L_k C_k)^2}.$$

Характеристики (4.4) при различных значениях параметра  $Q$  показаны на рис. 4.43, на котором видно существенное влияние этого параметра на значение  $|k_u|$ .

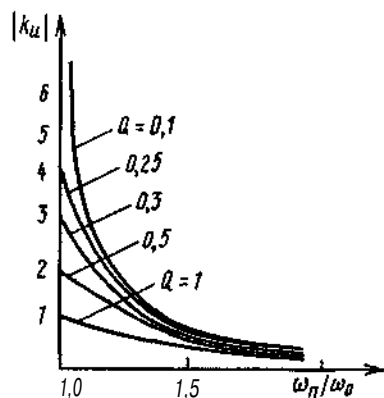


Рис. 4.43. Зависимость коэффициента передачи  $|k_u|$  от частоты преобразования

конденсаторе  $U_{Cк}$  при работе преобразователя на частоте выше резонансной  $\omega_0$  будет равно

$$U_{Cк} = \frac{U_{выхн}}{Q} \approx \frac{130 \dots 140}{0,1} = 1300 \dots 1400 \text{ В.}$$

В зависимости от АЧХ современных конденсаторов [5] допустимое рабочее напряжение последних при частоте 10 кГц составляет 0,1...0,5 от номинального  $U_n$  и находится в пределах 100...500 В. Исключение составляют конденсаторы типа К78-3, у которых рабочее напряжение на частоте 20 кГц может быть равным номинальному 630 В, а при частоте 30 кГц составляет 0,5 $U_n$ . При дальнейшем повышении частоты следует резкое снижение допустимого рабочего напряжения. Таким образом, частотные свойства конденсаторов определяют режим частотной модуляции в высоковольтных источниках электропитания.

**Регулирование напряжения** изменением параметров **LC-контура**. На рис. 4.44 приведена схема преобразователя, обеспечивающая регулирование напряжения на выходе **LC-контура** указанным способом. Изменение параметров контура осуществляется путем включения параллельно емкости  $C_k$  дросселя поперечной компенсации  $L_{комп}$  с последовательно соединенными встречно-параллельными транзисторами. Эквивалентное индуктивное сопротивление  $L_3$  такой цепи представляется выражением

$$L_3 = \frac{L_{комп}}{1 - (2\alpha/\pi) \sin(2\alpha/\pi)},$$

где  $L_{комп}$  — индуктивность дросселя компенсации;  $\alpha$  — угол регулирования.

Таким образом, можно заключить, что для получения наибольшего диапазона регулирования по  $|k_u|$  при наименьшем изменении отношения  $\omega_n/\omega_0$  и стремлении работы на линейном участке характеристики (см. рис. 4.43) необходимо работать с добротностью  $Q = 0,1$ . Такое значение добротности означает десятикратное превышение напряжения на реактивных компонентах **LC-контура** относительно входного напряжения. Для источника с бестрансформаторным входом и полумостовой схемой инвертора (см. рис. 4.42) минимальное выходное напряжение  $U_{выхн}$  составляет 130...140 В при входном напряжении 220 В переменного тока. Следовательно, напряжение на

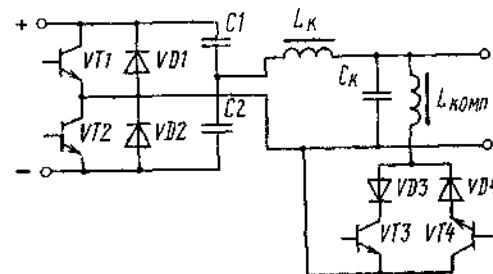


Рис. 4.44. Схема регулирования параметров резонансного контура

На рис. 4.45 изображены кривые токов и напряжений через транзисторы преобразователя. Переключения транзисторов в цепи поперечной компенсации происходят при нулевом значении тока во всем диапазоне регулирования. Переключение транзисторов инвертора, работающего на **LC-контур** с изменяющимися параметрами, будет отличным от нулевого значения, поскольку при расстройке контура входной ток будет сдвинут по фазе относительно коммутируемого напряжения, но его значение будет при этом уменьшаться.

Таким образом, описанная схема позволяет стабилизировать коэффициент передачи нагруженного **LC-контура** при допустимых напряжениях и токах для всех элементов схемы и имеет минимальные динамические потери в транзисторах и диодах преобразователя. Недостатком данного преобразователя является наличие индуктивности дополнительного дросселя  $L_{комп}$  поперечной компенсации и дополнительных ключевых компонентов, а также необходимость точной системы управления ключами. Эта система должна содержать датчики перехода тока и напряжения через нулевые значения.

**Регулирование напряжения** методом **шиотно-импульсной модуляции**. Этот метод регулирования напряжения на входе **LC-контура** можно обеспечить от инверторов напряжения мостового или полумостового типа при обеспечении непрерывности входного тока контура соответствующим алгоритмом управления ключами.

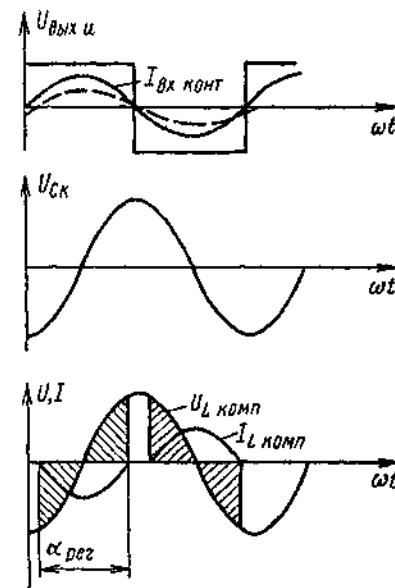


Рис. 4.45. Кривые токов и напряжений в схеме на рис. 4.44

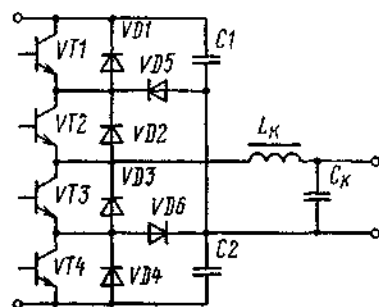


Рис. 4.46. Схема инвертора с широтно-импульсной модуляцией

(например, при токе холостого хода в нагрузку) потребляемый от инвертора ток имеет импульсный характер.

Поскольку амплитуда входного тока контура определяется сопротивлением нагрузки и емкостью контура, т.е.

$$I_{вх}^2 = I_{Rн}^2 + I_{Cк}^2,$$

то стремление активной составляющей  $I_R$  к нулю незначительно влияет на ток, потребляемый контуром, что зависит также и от первоначально выбранной добротности  $Q$ .

Способ амплитудного регулирования напряжения на входе LC-контура реализуется с помощью схемы, приведенной на рис. 4.48. Преобразователь содержит два полумостовых инвертора (основной и дополнительный), включенных последовательно. Основной инвертор, в состав которого входят транзисторы  $VT1, VT2$  и конденсаторы  $C1, C1$ , является нерегулирующим. Он работает на резонансный LC-контур, к выходу которого подключен основной трансформатор  $TV2$  с выпрямителем и фильтром  $B2$ . Дополнительный инвертор, в состав которого входят транзисторы  $VT3, VT4$  и конденсаторы  $C3, C4$ , является регулирующим. К его выходу подключен дополнительный трансформатор  $TV1$ , выход которого соединен со входом аналогичной полярности основного инвертора.

Управление транзисторами инверторов осуществляется устройством УУ, содержащим задающий генератор ЗГ и фазоимпульсный модулятор ФИМ. Управляющие входы транзисторов  $VT1, VT2$  подключены к генератору ЗГ, вырабатывающему импульсы со скважностью, равной двум. Управляющие входы транзисторов  $VT3, VT4$  подключены к выходам модулятора ФИМ, синхронизированного задающим генератором ЗГ. Обратная связь осуществляется с выхода источника на вход модулятора ФИМ.

На рис. 4.46 приведена схема инвертора, обеспечивающая регулирование среднего значения напряжения на входе LC-контура путем широтно-импульсной модуляции. Достоинством схемы является то, что напряжение на ключевых компонентах не превышает половины коммутируемого напряжения, а также возможность переключения транзисторов при токе, близком к нулевому значению при минимальном угле регулирования  $\alpha$ . Диаграммы работы транзисторов показаны на рис. 4.47. Недостатком схемы является то, что в случае глубокого регулирования напряжения на входе LC-контура (например, при токе холостого хода в нагрузку) потребляемый от инвертора ток имеет импульсный характер.

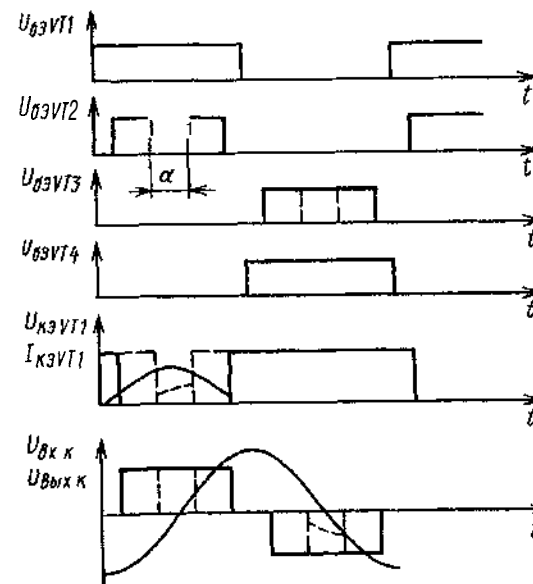


Рис. 4.47. Диаграммы работы транзисторов в схеме на рис. 4.46

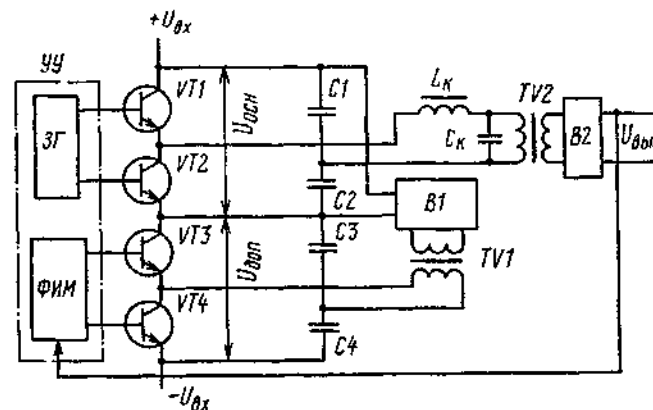


Рис. 4.48. Схема с амплитудным регулированием напряжения на входе LC-контура

С выхода основного инвертора, рассчитанного на номинальную мощность нагрузки, разнополярное напряжение  $U_{вхк}$  прямоугольной формы поступает на вход резонансного LC-контура, собственная резонансная частота  $\omega_0$  которого совпадает с частотой  $\omega_n$  переключения. В результате к первичной обмотке основного трансформатора  $TV2$  прикладывается напряжение  $U_{Cк}$  синусоидальной формы (рис. 4.49).

Дополнительный инвертор, управление которого осуществляется от

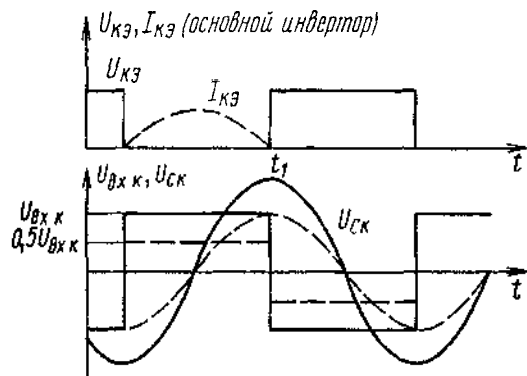


Рис. 4.49. Диаграммы напряжений и токов основного инвертора

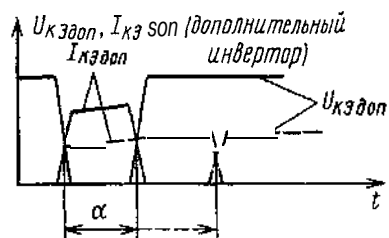


Рис. 4.50. Диаграммы напряжений и токов дополнительного инвертора

широотно-импульсного модулятора, вырабатывает прямоугольное напряжение с паузой на нуле (рис. 4.50). Ток, протекающий через переходы коллектор-эмиттер транзисторов  $VT1$ ,  $VT2$  основного инвертора, имеет синусоидальную форму. Момент времени, когда ток принимает нулевое значение, совпадает с моментом  $t_1$  переключения транзисторов, показанным на рис. 4.49. Поэтому динамические потери в транзисторах основного инвертора имеют минимальное значение.

Входной ток основного инвертора представляет собой сумму двух токов: тока  $I_{вп\text{ ср}}$  от источника электроэнергии и тока  $I_{доп}$  от дополнительного инвертора. Без учета КПД значение тока  $I_{вп\text{ ср}}$  определяется из выражения

$$I_{вп\text{ ср}} = P_{вх}/U_{вх},$$

где  $P_{вх}$  — мощность на входе  $LC$ -контура;  $U_{вх}$  — входное напряжение преобразователя.

Отсюда мощность  $P_{доп}$ , на которую должен быть рассчитан дополнительный инвертор, пропорциональна отношению напряжения  $U_{доп}$  приложенного ко входу дополнительного инвертора, к входному напряжению  $U_{вх}$ :

$$P_{доп} = P_{вх} U_{доп} / U_{вх}. \quad (4.5)$$

Входное напряжение источника делится между основным и дополнительным инверторами, т.е.

$$U_{вх} = U_{осн} + U_{доп}.$$

Коэффициент  $k_{тр}$  трансформации дополнительного трансформатора определяется из соотношения

$$k_{тр} = 2U_{осн}/U_{доп},$$

с учетом которого входное напряжение

$$U_{вх} = U_{осн} + 2U_{осн}/k_{тр}.$$

При  $k_{тр} = 2$  имеем

$$U_{осн} = U_{вх}/2. \quad (4.6)$$

С учетом выражения (4.6) из зависимости (4.5) получим

$$P_{доп} = P_{вх}/2.$$

Максимальный ток через транзисторы дополнительного инвертора, который фактически является переключаемым током при прямоугольной форме выходного напряжения, определяется из выражения

$$I_{КЭ доп} = P_{доп}/U_{доп} = P_{вх}/(U_{вх} k_{зап}), \quad (4.7)$$

где  $k_{зап}$  — коэффициент заполнения.

При номинальной нагрузке (когда  $k_{зап} = 1$ ) и единичных значениях величин  $P_{вх}$  и  $U_{вх}$  ток  $I_{КЭ доп}$  также имеет единичное значение

Регулирование выходного напряжения преобразователя осуществляется путем изменения угла проводимости  $\alpha$  транзисторов дополнительного инвертора так, что на выходе дополнительного выпрямителя уменьшается напряжение и одновременно увеличивается внутреннее сопротивление дополнительного инвертора. Это приводит к росту напряжения на входе дополнительного инвертора и к уменьшению напряжения на входе основного инвертора, т.е. к осуществлению амплитудного регулирования напряжения на входе  $LC$ -контура.

Значение коммутационных потерь в транзисторах регулирующего инвертора тем больше, чем меньше нагрузка на выходе  $LC$ -контура. При выходной мощности, составляющей половину номинальной, имеем

$$U_{осн} = 0,25U_{вх}; U_{доп} = 0,75U_{вх}; k_{зап} = 0,3.$$

В этом случае ток, переключаемый транзисторами дополнительного инвертора, в соответствии с выражением (4.7) отличается от единичного значения:

$$I_{КЭ доп} = \frac{0,5P_{вх}}{U_{вх} k_{зап}} = 1,66.$$

Таким образом, при снижении номинальной нагрузки на 50 %, т.е. при глубоком регулировании, ток переключения дополнительного инвертора увеличивается всего в 1,66 раза, что является хорошим показателем для схем подобного класса.

#### 4.3.4. Устройства защиты мощных высоковольтных электронных средств

Обеспечение защитных функций при возникновении аварийного режима в выходных цепях является одним из основных технических требований, предъявляемых к источникам электропитания. Возникновение подобного режима может быть вызвано несколькими причинами. Например, в радиопередатчике такой причиной может быть токовая перегрузка в цепи одного из электродов электровакуумного прибора (фокусирующего электрода, сетки, катода), высокочастотный пробой в волноводном тракте, дуговой разряд между электродами прибора.

Защитное устройство, основанное на использовании реле в качестве датчика аварийного тока и контактора в качестве исполнительного компонента, не позволяет обеспечить достаточно малое время отключения источника электропитания и разряда накопительного конденсатора. Время протекания аварийного тока при этом составляет  $0,1 \dots 1$  с, что вызывает изменение параметров электровакуумного прибора (ухудшение вакуума, снижение электрической прочности, уменьшение эмиссии катода). В связи со снижением электрической прочности необходимо уменьшать начальное напряжение повторного включения. Для этого формируют напряжение ступенчатой формы и проводят тренировки прибора после пробоя. В результате время восстановления работоспособности радиопередатчика оказывается в ряде случаев недопустимо большим.

Защитное устройство, основанное на использовании электронно-лучевого вентиля в цепи высокого напряжения, является более эффективным. Быстродействие подобной защиты определяется входной емкостью вентиля и мощностью схемы управления. Время протекания аварийного тока при этом способе защиты составляет 5...100 мкс. Однако электронно-лучевые вентили весьма громоздки, поэтому они не могут быть использованы в малогабаритных электронных средствах.

Недостатки перечисленных устройств защиты устраняются применением схем, где в качестве датчиков тока использованы геркотроны, а в качестве исполнительных компонентов — тиристоры. Конструктивно геркотрон выполнен так, что магнитное поле, создаваемое обмоткой возбуждения, через слой высоковольтной изоляции воздействует на геркон и вызывает его срабатывание. Использование герконов объясняется их преимуществами, к которым относятся:

возможность осуществления надежной высоковольтной изоляции входных цепей от выходных;

меньшее по сравнению с электромагнитными реле время срабатывания;

большой срок службы;

отсутствие необходимости в дополнительных источниках электропитания.

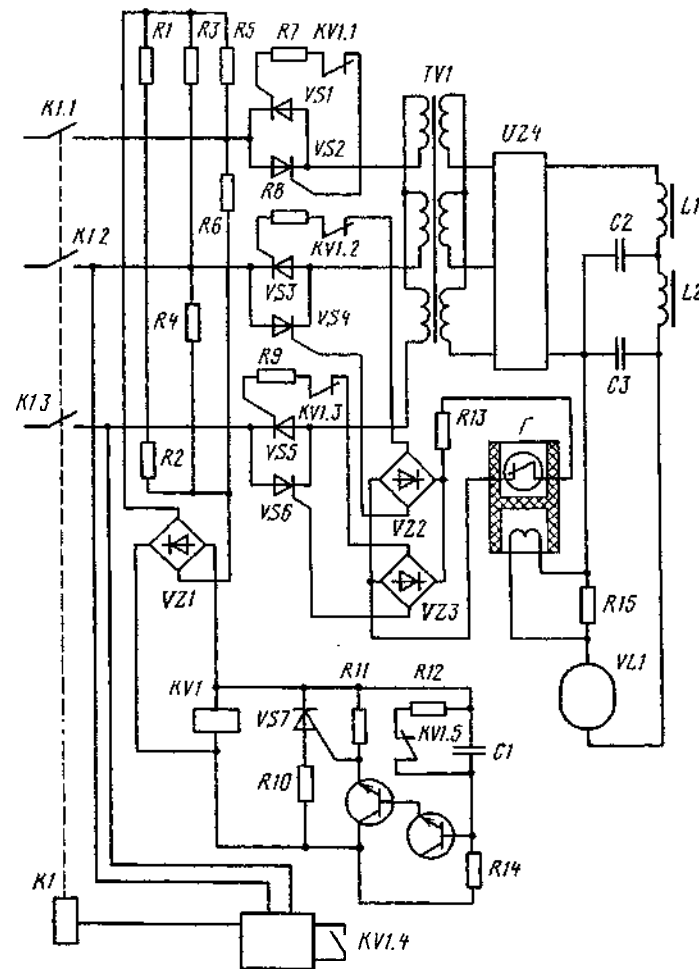


Рис. 4.51. Схема защиты с последовательным включением тиристоров во входные цепи

Рассмотрим три варианта защитных устройств: с последовательным (рис. 4.51) и параллельным (рис. 4.52) включением тиристоров во входные цепи, с параллельным включением тиристоров в выходную **высоковольтную** цепь (рис. 4.53).

В схеме на рис. 4.51 при замкнутых контактах контактора  $K1$  протекающий по обмотке геркотрона  $\Gamma$  рабочий ток электровакуумного прибора  $V L1$  создает магнитное поле, не приводящее к срабатыванию геркона. Время кратковременных выбросов рабочего тока, обусловленных Режимом модуляции электровакуумного прибора, намного меньше вре-

мени срабатывания геркона. Цепи управления тиристоров  $VS1 \dots VS6$  замкнуты, тиристоры открыты и напряжение на обмотке реле  $KV1$  близко к нулю.

При возникновении аварийного режима ток в цепи обмотки геркотрона возрастает и приводит к его срабатыванию (размыканию контактов), в результате чего разрываются через диодные мосты  $VZ2$  и  $VZ3$  цепи управления тиристорных ключей  $VS3 \dots VS6$ . При первом же прохождении синусоидального тока через нулевое значение тиристоры  $VS3 \dots VS6$  закрываются, отключая трансформатор  $TV1$  от системы электроснабжения. Повторное включение трансформатора производится после полного восстановления электрической прочности аварийной цепи (через 0,5 с).

Помимо быстродействия и надежности для схемы на рис. 4.51 характерно отсутствие превышений напряжений при отключении первичной обмотки трансформатора (разрыв цепи происходит при нулевом значении синусоидального тока) и существенно уменьшенная мощность контактора  $K1$ , который защищен от отключения тока короткого замыкания. Недостатком этой схемы является значительное тепловыделение в тиристорах ключей  $VS1 \dots VS6$ , через которые постоянно протекает рабочий ток (до 200 А), что с учетом особенностей работы тиристорov в составе электронных средств ограничивает возможности их практического применения. Так, при температуре окружающей среды  $+65^\circ\text{C}$  обдув тиристорov воздухом со скоростью 2 м/с не обеспечивает их эффективное охлаждение. В связи с необходимостью применения громоздких радиаторов для охлаждения тиристорov объем узла коммутации может оказаться неприемлемым для подвижных электронных средств.

Второй вариант защитного устройства приведен на рис. 4.52. Основным отличием этой схемы является включение трехфазного тиристорного ключа параллельно фазовым входным цепям. В этом случае тиристорный ключ выполняет роль короткозамыкателя, через который протекает ток в течение нескольких десятков миллисекунд во время пробоя электровакуумного прибора. Такое включение тиристорov позволило отказаться от применения охладителей. Наиболее приемлемыми в качестве короткозамыкателя являются тиристоры, у которых высокое значение допустимого ударного тока сочетается с удобной для компоновки таблеточной конструкцией. Примером могут служить тиристоры типа  $ТБ-143-400$ , допускающие скорость нарастания прямого тока до 800 А/с, ударный ток до 8 кА при длительности 10 мс, диапазон допустимых температур структуры от  $-60$  до  $+125^\circ\text{C}$ .

Сигнал от геркотрона  $Г$  о наличии аварийного режима поступает в устройство управления  $УУ$ , с которого подаются одновременно команды в устройство коммутации тиристорov  $УКТ$  и устройство коммутации контактора  $УКК$ . Тиристоры открываются за время 10...15 мкс и создают короткое замыкание на шинах источника электропитания со стороны входа, в результате чего напряжение на входе трансформатора

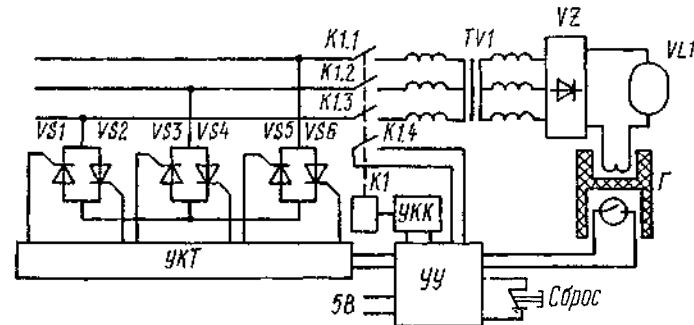


Рис. 4.52. Схема защиты с параллельным включением тиристорov во входные цепи

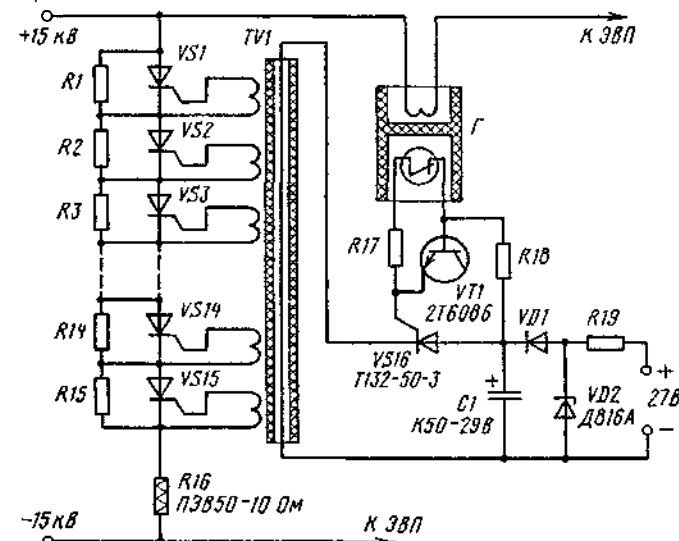


Рис. 4.53. Схема устройства защиты электровакуумного прибора по выходной цепи высокого напряжения

$TV1$  снижается почти до нуля и подача тока к прибору  $VL1$  прекращается. Геркотрон  $Г$  возвращается в исходное состояние, однако команды на выходах устройства управления сохраняются.

Через промежуток времени 20...50 мс, определяемый собственным временем отпускания контактора, размыкаются без тока контакты  $K1.1 \dots K1.3$  и блок-контакт  $K1.4$ . При этом управляющий сигнал на входе  $УКТ$  исчезает и тиристоры закрываются. Если за время порядка 100 мс устройство сработало повторно и произошло новое замыкание контакта геркотрона, то цикл работы устройства защиты повторяется. После трехкратного отключения сети дальнейшая работа устройства

управления блокируется и автоматическое повторное включение прекращается. Снятие блокировки осуществляется нажатием кнопки «Сброс».

В схемах защиты на рис. 4.51 и 4.52 отключение производится по входным цепям. В трансформаторе и выпрямителе с фильтром в процессе работы и в переходных режимах накапливается значительная энергия, которая после отключения входной сети продолжает поступать в электровакуумный прибор. На рис. 4.53 приведена схема защиты, в которой исключается подобное явление благодаря включению короткозамыкателя на выходе высоковольтного выпрямителя с напряжением 15 кВ. Для обеспечения защиты электровакуумного прибора быстродействие схемы не должно превышать 100 мкс.

Короткозамыкатель содержит 15 тиристов типа ТБ-143-400-22, последовательно с которыми включен ограничительный резистор  $R_{16}$ . Тиристоры, имеющие таблеточную конструкцию, в сборе представляют собой столб, который помещается в пластмассовый корпус и изолируется эпоксидным компаундом. Импульсный трансформатор  $TV_1$  содержит магнитопровод из ферритовых колец диаметром 25 мм, помещенных в отсеки пластмассового корпуса. Через кольца проходит изолирующая трубка из полиэтилена высокой плотности с толщиной стенки 2 мм, внутри которой размещен высоковольтный провод марки ПБМК-6-1. Последний служит первичной обмоткой импульсного трансформатора. Конструкция короткозамыкателя рассчитана на испытательное напряжение 30 кВ переменного тока.

При замкнутом контакте геркотрона транзистор  $VT_1$  и тиристор  $VS_{16}$  закрыты, конденсатор  $C_1$  заряжен до напряжения примерно 22 В, тиристоры  $VS_1 \dots VS_{15}$  закрыты. При превышении током высоковольтной цепи заданного значения размыкается контакт геркотрона  $G$ , открывается транзистор  $VT_1$ , отпирается тиристор  $VS_{16}$  и предварительно заряженный конденсатор  $C_1$  разряжается на первичную обмотку трансформатора, создавая в ней максимальный импульс тока с достаточно высокой крутизной. Это приводит к появлению напряжений в цепях управляющих электродов тиристов  $VS_1 \dots VS_{15}$  и отпиранию последних. Резистор  $R_{16}$  ограничивает разрядный ток высоковольтного конденсатора фильтра до значения, не превышающего 1000 А, чем обеспечиваются максимально допустимый ток перегрузки и допустимая скорость нарастания прямого тока тиристора.

#### 4.4. Высоковольтные источники электропитания индикаторных устройств

Схемотехнические исполнения источников электропитания индикаторных устройств определяются особенностями электронно-лучевых трубок (ЭЛТ), которые отличаются следующими признаками: цветом свечения экрана (типом люминофора); способностью сохранять записанное изображение; особенностями конструкции электронно-оптических систем; размерами экрана; диапазоном частот.

Общим для индикаторных ЭЛТ являются способ отклонения электронного луча (электромагнитный) и наличие памяти. Наиболее важным признаком ЭЛТ, определяющим требования к источнику электропитания, является цвет свечения экрана. По этому признаку приемные ЭЛТ подразделяются на монохромные и многоцветные. Последние подразделяются по принципу действия на двухцветные и трехцветные.

В двухцветных индикаторных трубках (пенетронах) цвет свечения изменяется за счет переключения уровней высокого напряжения или изменения плотности тока электронного луча. Пенетроны обычно выполняются с барьерным люминофором. Трехцветные (по основным цветам) трубки представляют собой цветные кинескопы, различные цвета свечения которых обеспечиваются конструктивным исполнением электронно-оптической системы цветоделительной маски и экрана.

Цвет свечения экрана с люминофором изменяется регулированием энергии электронов в пучке, которая зависит от уровня напряжения на ускоряющем электроде. Пучок электронов со сравнительно низкой энергией проникает только в первый слой люминофора, который дает свечение красного цвета. Пучок электронов с высокой энергией приводит к возбуждению второго слоя люминофора зеленого цвета свечения. Несмотря на то что при высоком уровне энергии электронов в пучке светятся оба слоя, глаз более чувствителен к зеленому свечению. Нижний уровень напряжения, вызывающий красное свечение, составляет 6...7 кВ, верхний уровень напряжения для разных типов ЭЛТ принимается равным 12...16 кВ.

Требуемое время переключения напряжения с одного уровня на другой обычно задается в пределах от десятков микросекунд до единиц миллисекунд в зависимости от назначения индикатора. При этом под временем переключения подразумевается продолжительность всего переходного процесса при переключении уровней. Учет всего переходного процесса обусловлен тем, что он должен быть исключен полностью из процесса индикации. На трубку должны подаваться лишь устойчивые уровни напряжения для исключения перепутывания цвета.

Допустимый уровень пульсаций выходного напряжения источника электропитания определяется четкостью изображения. При завышенной пульсации изображение получается нечетким («размытым»), чем затрудняется или делается невозможным его восприятие. Требуемый уровень пульсаций выходного напряжения в зависимости от типа трубки может находиться в пределах 0,02...0,2 %. Верхнее значение пульсаций относится к трубкам с приэкранной сеткой, нижнее — к трубкам без приэкранной сетки.

Нестабильность уровней выходного напряжения переключаемых источников электропитания не должна превышать 1,5...2 % при воздействии влияющих факторов. При большей нестабильности напряжения становится заметным изменение положений отдельных элементов изображения, что приводит к искажению информации.

Частота переключений уровней выходного напряжения определяется наличием группировки информации по цвету. Если в индикаторном устройстве предусмотрена группировка, то частота переключений может быть неизменной и составлять несколько десятков герц. При отсутствии группировки частота переключений может достигать 10 кГц и быть переменной. Повышение частоты переключения приводит к усложнению высоковольтного источника электропитания, так как его параметры не должны ухудшаться при изменяющейся частоте переключения выходного напряжения.

При разработке индикаторных устройств предпочтение отдается ЭЛТ с токовым управлением цветом свечения (денситронам). По сравнению с пенетронами они имеют менее насыщенные цвета и меньшую яркость. Их преимуществом является простота управления цветом, поскольку не требуется переключение уровней высокого напряжения.

На электроды ЭЛТ подается обычно несколько различных напряжений постоянного тока. Наиболее сложными источниками напряжений необходимого уровня и качества являются высоковольтные. Их особенности рассмотрены ниже.

#### 4.4.1. Высоковольтные выпрямители

Для получения высоких уровней выходного напряжения источников электропитания используются преобразователи низкого напряжения переменного тока в высокий уровень напряжения постоянного тока. Эти функции выполняет высоковольтный трансформаторно-выпрямительный модуль (ТВМ), содержащий высоковольтный трансформатор, высоковольтный выпрямитель, фильтр. В состав стабилизирующих высоковольтных ИЭП входит также делитель напряжения обратной связи. Высоковольтные ТВМ различаются между собой по принципу действия, уровню напряжения и мощности, рабочей частоте и используемой изоляции.

По способу получения высокого напряжения трансформаторно-выпрямительные модули можно классифицировать следующим образом:

- с трансформацией напряжения до уровня выходного напряжения с последующим выпрямлением, причем трансформация может быть осуществлена с помощью электромагнитного либо пьезоэлектрического трансформатора,

- с умножением напряжения с помощью каскадных умножителей с емкостной связью;

- с суммированием выходных напряжений, полученных на выход<sup>е</sup> гальванически развязанных выпрямительных узлов.

#### Высоковольтные трансформаторно-выпрямительные модули с трансформацией напряжения до уровня выходного напряжения

Схема высоковольтного ТВМ в значительной степени определяет основные параметры высоковольтного источника электропитания (КПД, выходное сопротивление, пульсации выходного напряжения). При разработке высоковольтных источников электропитания средней и высокой выходных мощностей наибольшее распространение получили ТВМ с трансформацией входного напряжения до уровня выходного с последующим выпрямлением. Такое построение высоковольтного ТВМ целесообразно при низкой частоте входного напряжения, так как объем и масса изоляции меньше объема и массы стали и меди и оказывают незначительное влияние на оптимизацию параметров трансформатора.

При переходе к повышенной частоте преобразования необходимый объем магнитопровода и меди трансформатора существенно сокращается, однако объем и масса изоляции остаются прежними и часто не позволяют уменьшить размеры магнитопровода. Таким образом, повышение частоты входного тока при больших коэффициентах трансформации высоковольтного трансформатора не приводит к желаемому уменьшению его габаритных размеров. В то же время потери в меди и стали с повышением частоты возрастают.

Следует отметить, что собственная емкость  $C_{o2}$  выходной обмотки высоковольтного трансформатора составляет 20...250 пФ и зависит от числа витков, диаметра провода и размеров катушки. Среднее значение тока, необходимого для заряда собственной емкости вторичной обмотки до требуемого напряжения за определенное время,

$$I_{cp} = 4U_1 C_{o2} \left( \frac{W_2}{W_1} \right)^2 f,$$

где  $U_1$  — входное напряжение на первичной обмотке;  $n = W_2/W_1$  — коэффициент трансформации (отношение витков вторичной обмотки к виткам первичной обмотки);  $f$  — частота входного тока.

В табл. 4.3 приведены усредненные значения тока заряда емкости  $C_{o2}$  при различных значениях частоты и коэффициента трансформации при  $C_{o2} = 100$  пФ и  $U_1 = 100$  В. Из таблицы видно, что при больших коэффициентах трансформации и повышенных частотах этот ток заряда достигает недопустимо больших значений.

Высоковольтные трансформаторно-выпрямительные модули с трансформацией входного напряжения до уровня выходного с последующим выпрямлением можно рекомендовать для применения в высоковольтных ИЭП различной мощности и при различных выходных напряжениях при частоте входного тока до 400 Гц. При частотах до 5 кГц они могут найти применение в высоковольтных ИЭП средней и большой мощности с коэффициентом трансформации не более 40, при частотах от 5 до 20 кГц их можно рекомендовать к применению в ИЭП с коэффициентом трансформации не более 20, при более высоких частотах — к применению в ИЭП с коэффициентом трансформации не более 10.



Таблица 4.3

Средние значения тока заряда собственной емкости вторичной обмотки

Частота входного тока, кГц	Среднее значение тока заряда $I_{cp}$ , А для различных значений коэффициента трансформации				
	10	20	40	50	100
0,4	0,0016	0,0064	0,0256	0,1024	0,16
1	0,004	0,016	0,064	0,256	0,4
5	0,002	0,08	0,32	1,28	2,0
10	0,04	0,16	0,64	2,56	4,0
20	0,08	0,32	1,28	3,12	8,0
50	0,2	0,8	3,2	18,8	20,0

### Высоковольтные трансформаторно-выпрямительные модули с умножением напряжения

В высоковольтных ТВМ с умножением напряжения трансформатор используется как промежуточное звено и выполняет функцию предварительного повышения напряжения. Дальнейшее повышение уровня напряжения производят **диодно-конденсаторными** умножителями напряжения. Различают следующие схемы с умножением напряжения: асимметричные и симметричные, **однополупериодные** и **двухполупериодные**, **однофазные** и **трехфазные**.

На рис. 4.54 и 4.55 показаны варианты однофазных асимметричных **однополупериодных** схем умножения напряжения. Обе схемы содержат  $2n$  последовательно включенных диодов, которые объединены в две конденсаторные колонны — **подзарядную** (нечетную) и **выходную разрядную** (четную). Попеременно в различные полупериоды входного напряжения эти колонны подзаряжают одна другую. В схеме на рис. 4.54 напряжение на первом конденсаторе равно  $U_1$ , а на остальных равно  $2U_1$ . В схеме на рис. 4.55 напряжение на конденсаторах равно  $nU_1$ , где  $n$  — порядковый номер конденсатора.

Однофазная двухполупериодная мостовая схема умножения (рис. 4.56) содержит  $n$  мостовых выпрямителей с выходными разрядными конденсаторами, соединенными по входу последовательно. Диа-

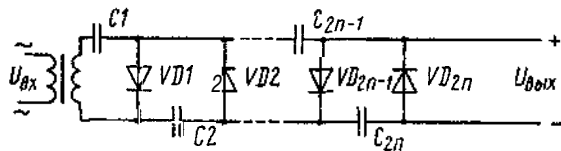


Рис. 4.54. Схема умножения напряжения однофазная однополупериодная

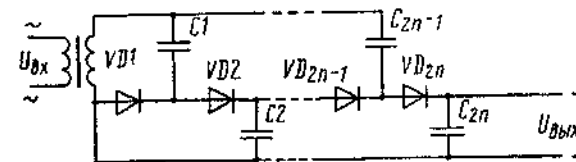


Рис. 4.55. Схема умножения напряжения однополупериодная с зависимостью напряжения на конденсаторе от его порядкового номера

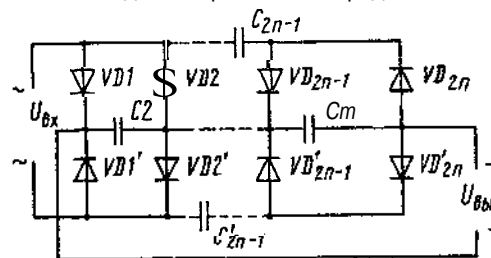


Рис. 4.56. Схема умножения напряжения однофазная двухполупериодная мостовая

гональ переменного тока первого выпрямителя подключена непосредственно ко вторичной обмотке трансформатора. Подключение диагоналей переменного тока последующих выпрямителей производится через **подзарядные** конденсаторы, образующие две последовательно включенные колонны **подзарядных** (нечетных) конденсаторов.

В течение основной части периода происходит разряд выходных конденсаторов на нагрузку. В это время напряжение на конденсаторах подзарядной колонны остается неизменным. Когда значение входного напряжения сравнивается с выходным, происходит подзаряд конденсаторов в течение подзарядного промежутка времени. При этом подзаряд выходных конденсаторов происходит дважды в течение периода. Благодаря структурной симметрии характер работы схемы одинаков при любой полярности входного напряжения. Схема содержит  $4n$  диодов и  $3n - 2$  конденсаторов.

Схема однофазная двухполупериодная циклическая (рис. 4.57) содержит в двух цепях  $2n + 2$  диодов, которые шунтируют выходные **выводы**, и  $2n - 2$  конденсаторов, которые объединены в две нечетные (подзарядные) колонны. В первом каскаде схемы отсутствуют конденсаторы подзарядной колонны. Диоды каждой цепи подключены к подзарядным колоннам конденсаторов от каскада к каскаду **поочередно** последовательно по правилу циклической перестановки. К выходным выводам подключен конденсатор  $C_{ВЫХ}$ .

В течение основной части периода входного напряжения конденсатор  $C_{ВЫХ}$  разряжается на нагрузку, а напряжение на конденсаторах **подзарядных** колонн, которые отделены от нагрузки закрытыми **диодами**, остается неизменным. Когда входное напряжение приближается

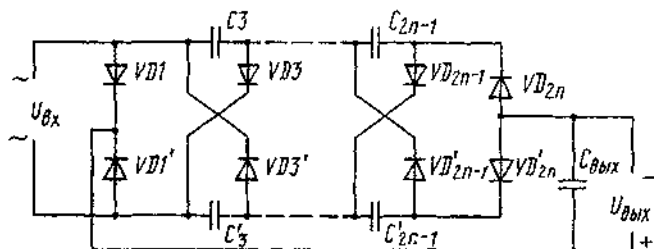


Рис. 4.57. Схема умножения напряжения однофазная двухполупериодная циклическая

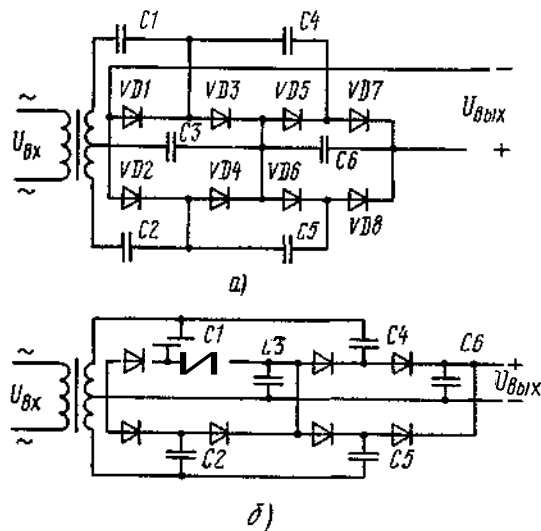


Рис. 4.58. Симметричные схемы умножения напряжения при параллельном соединении схем на рис. 4.54 (а) или рис. 4.55 (б)

к амплитудному, заряд конденсаторов увеличивается. Рассматриваемая схема симметрична относительно входных и выходных выводов.

Симметричные схемы умножения напряжения (рис. 4.58, а, б) могут быть образованы путем параллельного соединения двух однотипных однополупериодных схем умножения (рис. 4.54 или 4.55), причем выходные разрядные конденсаторы у схем каждого плеча общие, а две подзарядные колонны конденсаторов у входу подключены к двум синфазно включенным источникам напряжения переменного тока. Схема содержит  $4n$  диодов и  $3n$  конденсаторов.

Схема трехфазная однополупериодная (рис. 4.59) содержит в трех цепях  $6n$  диодов, которые соединены по трехфазной мостовой схеме и шунтируют выходные выводы, и  $4n$  конденсаторов, которые объединены в четыре конденсаторные колонны: три нечетные (подзарядные) и од-

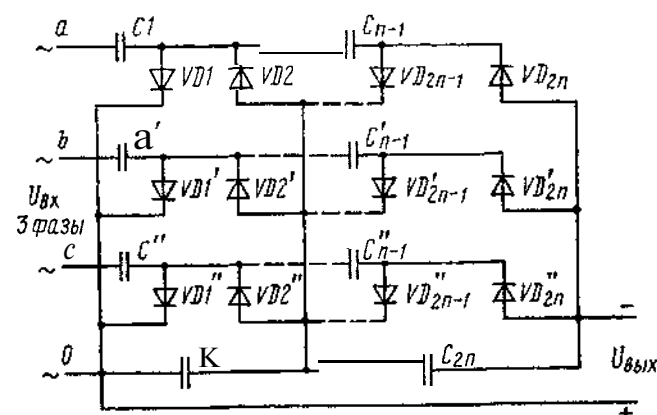


Рис. 4.59. Схема умножения напряжения трехфазная однополупериодная

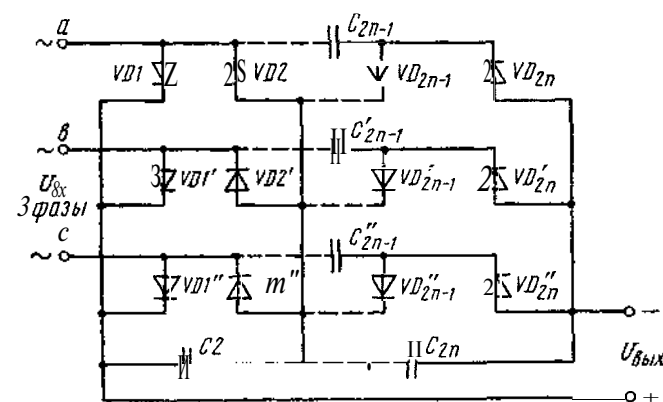


Рис. 4.60. Схема умножения напряжения трехфазная двухполупериодная мостовая

ну четную (выходную). По структурному построению рассматриваемая схема содержит три однофазные однополупериодные схемы, имеющие общую выходную колонну конденсаторов.

Схема трехфазная двухполупериодная мостовая (рис. 4.60) содержит в трех цепях  $6n$  диодов, которые соединены по трехфазной схеме и шунтируют выходные выводы, и  $4n$  — 3 конденсаторов, которые объединены в четыре конденсаторные колонны: три нечетные (подзарядные) и одну четную (выходную). В первом каскаде схемы отсутствуют конденсаторы нечетных колонн.

Схема трехфазная двухполупериодная циклическая (рис. 4.61) содержит в трех цепях  $3n + 3$  диодов, которые подключены от каскада к каскаду поочередно-последовательно к каждой из трех подзарядных

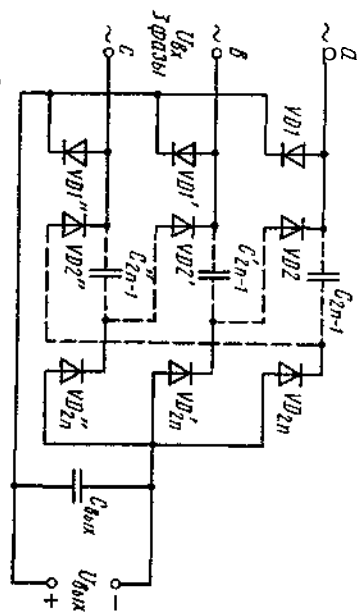


Рис. 4.61. Схема умножения напряжения трехфазная двухполупериодная циклическая

конденсаторных колонн по  $3n$  к циклической перестановки, и  $3n - 3$  конденсаторов, которые объединены в три нечетные (подзарядные) конденсаторные колонны. В первом каскаде отсутствуют конденсаторы подзарядных колонн. Параллельно выходным выводам подключен выходной конденсатор  $C_{\text{вых}}$ . В течение основной части периода входного сигнала происходит разряд выходного конденсатора на нагрузку, а зарядка конденсатора происходит в нечетные моменты времени. Когда значение входного напряжения приближается к выходному, происходит подзаряд конденсаторов схемы.

Параметры схем, изображенных на рис. 4.54...4.61, при  $C_{\text{вых}} = 100$  мкФ,  $f_{\text{вх}} = 50$  Гц,  $U_{\text{вх}} = 220$  В,  $R_{\text{вых}} = 100$  Ом,  $I_{\text{вых}} = 1$  А,  $U_{\text{вых}} = 100$  В. Эти параметры позволяют разработчику выбрать оптимальный вариант схемы умножения напряжения в зависимости от требований к параметрам. Схемы умножения напряжения рекомендуются для применения в высоковольтных ИЭП малой мощности при токах нагрузки порядка единиц миллиампер. Оптимальное число каскадов  $n$  и  $3n$  равно 4...6. При уменьшении тока нагрузки до единиц или десятков микроампер и выходных напряжений свыше 20 кВ число каскадов может быть увеличено.

При выходной мощности свыше 100 Вт схемы умножения напряжения применять не рекомендуется. В этом случае наиболее эффективно использовать трансформаторно-выпрямительные модули с суммированием входных напряжений, полученных на выходе гальванически развязанных выпрямителей.

### Высоковольтные трансформаторно-выпрямительные модули с суммированием выходных напряжений

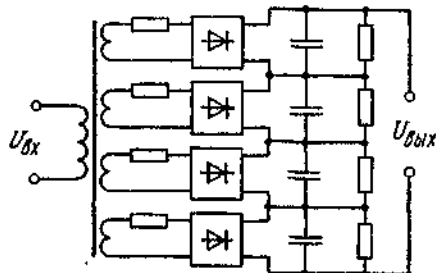
Высоковольтные трансформаторно-выпрямительные модули с суммированием выходных напряжений находят широкое применение при

Таблица А 4

Параметры схем модулей с умножением напряжения

Номер рисунка	$U_{\text{вых}}$ (холостой ход)	Число диодов	Число конденсаторов	$B = R_{\text{вых}} f_{\text{вх}} C$	$\Gamma \sim \frac{fC}{I_{\text{вых}}}$
Рис. 4.54	$2nU_{\text{вх}}$	$2n$	$2n$	$(8n^3 + 9n^2 + n)/12$	$(n^2 + n)/2$
Рис. 4.55	$2nU_{\text{вх}}$	$2n$	$2n$	$2n - 0,5$	1
Рис. 4.56	$nU_{\text{вх}}$	$4n$	$3n - 2$	$(2n^3 - 3n^2 + 4n)/12$	$n/2$
Рис. 4.57	$nU_{\text{вх}}$	$2n + 2$	$2n - 2$	$(2n^3 - 3n^2 + n + 3A - a)/12$ ; $a = [2n - \sqrt{2(\lambda + n)}]$ при $A < 0,5n^2$ ; $a = n^4$ при $A > 0,5n^2$	$A/2$
Рис. 4.58	$2nU_{\text{вх}}$	$4n$	$3n$	$(2n^3 + 3n^2 + 4n)/12$	$n/2$
Рис. 4.59	$2nU_{\text{вх ф}}$	$6n$	$4n$	$(8n^3 + 6n^2 + 4n)/36$	$(n^2 + n)/6$
Рис. 4.60	$nU_{\text{вх л}}$	$6n$	$4n - 3$	$(2,4n^3 - 3,25n^2 + 15,5n)/36$	$(n^2 + 3n)/24$
Рис. 4.61	$nU_{\text{вх л}}$	$3n + 3$	$3n - 3$	$(4n^3 - 12n^2 + 8n + 6)/36$ ; $6 = 6A + 3n$ при $A < n^2$ ; $6 = 3(A + n^2 - n)$ при $A > n^2$	$\frac{\lambda(2n - 2 + A)}{6(n - 1 + A)}$

**Примечание:**  $n$  — число каскадов умножения;  $L = C/C_{\text{вых}}$  — коэффициент соотношения емкостей;  $U_{\text{вх}}$  — входное напряжение;  $U_{\text{вх ф}}$  — фазное входное напряжение,  $U_{\text{вх л}}$  — линейное входное напряжение;  $R_{\text{вых}}$  — выходное сопротивление постоянному току;  $f_{\text{вх}}$  — частота входного тока,  $C$  — емкость в каскадах;  $U_{\text{вых}}$  — выходное напряжение холостого хода;  $B$  — функция, характеризующая нагрузочную способность;  $\Gamma$  — функция, характеризующая максимальную пульсацию выходного напряжения;  $U_{\sim}$  — переменная составляющая выходного напряжения.



**Рис. 4.62.** Схема высоковольтного трансформаторно-выпрямительного модуля

разработке источников электропитания индикаторных устройств с выходным напряжением свыше 30 кВ и с повышенной выходной мощностью. На рис. 4.62 приведена схема высоковольтного ТВМ, содержащая большое число выходных обмоток с выпрямителями, соединенными последовательно. Применяются подобные ТВМ в широком диапазоне частот переменного тока.

#### 4.4.2. Высоковольтные источники электропитания с промежуточным преобразованием частоты

По схемному и конструктивному признакам высоковольтные ИЭП на базе инверторов разделяются на два функциональных узла: низковольтный и высоковольтный.

Основная доля тепловыделения приходится на низковольтную (входную) часть, в которой протекает существенно больший ток по сравнению с выходной (высоковольтной) частью схемы. Связь между низковольтным и высоковольтным узлами осуществляется при помощи высоковольтного трансформатора, который конструктивно относится к высоковольтной части.

Высоковольтная часть схемы содержит функциональные узлы: высоковольтный трансформатор; высоковольтный **выпрямитель**, выполняемый обычно по **диодно-конденсаторной** схеме умножения напряжения, и высоковольтный делитель напряжения обратной связи в стабилизирующих высоковольтных ИЭП. Объединение функции делителя напряжения обратной связи в единый узел высоковольтной части схемы не целесообразно, так как его подключение к выходному выводу необходимо в высоковольтных ИЭП с высокими требованиями к стабильности выходного **напряжения** при **изменении** тока нагрузки в широких пределах. Это требование предъявляется не ко всем маломощным высоковольтным ИЭП. Часто бывает достаточно использовать обратную связь с промежуточного компонента схемы. В то же время высоковольтный делитель занимает значительную долю объема высоковольтного ИЭП,

поэтому делитель напряжения целесообразно выполнять в виде отдельного конструктивно законченного узла.

Низкоомная часть в маломощных высоковольтных ИЭП выполняет следующие функции:

инвертирование напряжения при помощи ключевых силовых компонентов;

управление силовыми компонентами инвертора;

защиту от перегрузок, коротких замыканий, превышения и понижения выходного напряжения относительно заданных уровней;

регулирование выходного напряжения;

обеспечение электропитанием сервисных узлов защиты, сигнализации и управления;

преобразование входного напряжения сети электроснабжения переменного тока в напряжение постоянного тока, подаваемого на вход инвертора.

Высоковольтный ИЭП с бестрансформаторным входом не имеет преимуществ по массе и объему по сравнению с высоковольтным ИЭП, содержащим входной трансформатор, при мощности до 40 Вт (при частоте тока системы электроснабжения 400 Гц) и до 15 Вт (при частоте 50 Гц).

В некоторых случаях в маломощных стабилизирующих высоковольтных ИЭП на входе инвертора устанавливается стабилизатор непрерывного действия. Основным его достоинством является низкий уровень радиопомех и отсутствие фильтра радиопомех на входе и выходе, а высокие динамические свойства обеспечивают хорошее качество переходного процесса при изменениях входного напряжения и тока нагрузки. Однако стабилизаторы непрерывного действия обладают сравнительно **низким** КПД. Но при малых выходных мощностях и узких пределах изменения напряжения электроснабжения применение стабилизатора **непрерывного** действия является целесообразным.

Рассмотрим высоковольтный ИЭП с промежуточным преобразованием частоты, работающий в режиме стабилизации мощности с внутренней **широотно-импульсной** модуляцией с **пропорционально-токовым** управлением. Этот способ стабилизации позволяет получить равномерный КПД во всем диапазоне изменения выходного напряжения и **тока** нагрузки.

На рис. 4.63 приведена схема двухтактного инвертора с источником постоянного тока на входе. Выходной трансформатор выполнен с отводом от средней точки первичной обмотки и с немагнитным зазором в магнитопроводе. Указанный зазор не превышает 1 % средней длины Магнитной линии **магнитопровода**. В этом случае значение **индуктивности** трансформатора может быть рассчитано по формуле

$$L_{1\Gamma} = 1,44 \cdot 10^{-6} S_m \frac{W_1^2}{\Delta}. \quad (4.8)$$

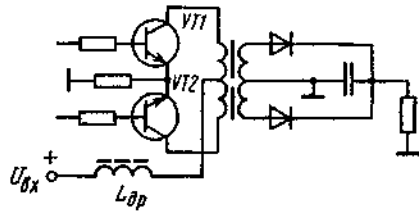


Рис. 4.63. Схема двухтактного инвертора с источником тока на входе и широтно-импульсной модуляцией мощности

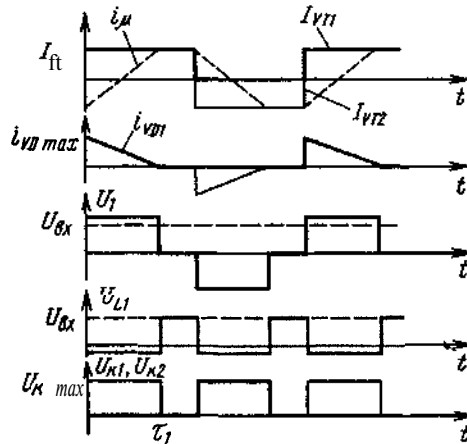


Рис. 4.64. Диаграммы напряжений и токов в схеме двухтактного инвертора с источником тока на входе

Здесь  $L_{1T}$  выражено в генри;  $S_m$  — площадь сечения магнитопровода,  $m^2$ ;  $W_1$  — число витков полуобмотки;  $A$  — зазор, м. Эта формула справедлива, если предельная индукция не превышает индукции насыщения.

Режим работы с источником постоянного тока на входе инвертора обеспечивается включением в его входную цепь линейного дросселя  $L_{др}$ , индуктивность которого выбирается много больше индуктивности первичной полуобмотки трансформатора.

На рис. 4.64 показаны диаграммы напряжений и токов в компонентах рассматриваемой схемы источника. Можно принять, что коллекторные токи открытых транзисторов постоянны в течение полупериода и равны по модулю  $I_{вх}$ , т.е.

$$I_{вх} = |I_K| = \text{const}.$$

При емкостном характере нагрузки, когда постоянная времени  $T_H$  цепи нагрузки значительно превышает длительность полупериода  $T_H \gg T/2$ , то  $C_H \gg 1/(2fR_H)$  и напряжение на нагрузке постоянно в течение полупериода. Предположим также, что в установившемся режиме

средние значения напряжения на индуктивности  $U_{др}$  и токов в конденсаторе  $i_C$  равны нулю, т.е.

$$\int_0^{T/2} U_{др} dt = 0; \int_0^{T/2} i_C dt = 0. \quad (4.9)$$

Примем, что потери в компонентах схемы отсутствуют. В этом идеализированном случае имеем баланс входной и выходной мощностей

$$I_{вх} U_{вх} = I_H U_H.$$

Скважность импульсов тока  $q$ , поступающих на вход емкостного фильтра, примем больше единицы:

$$q = (T/2)/\tau_1 > 1. \quad (4.10)$$

Допустим, что в момент  $t = 0$  открылся один из транзисторов, например  $VT1$ . В его коллекторной цепи протекает ток

$$I_{K1} - I_{вх} = \text{const}.$$

При открытом диоде выпрямителя напряжение на вторичной обмотке постоянно и равно напряжению на нагрузке:

$$U_2 = U_H = \text{const}.$$

Напряжение на первичной полуобмотке также постоянно, поскольку оно связано с напряжением  $U_2$  постоянным коэффициентом трансформации  $k_T$ :

$$U_1 = (1/k_T) U_2 = U_H/k_T.$$

Пока открыт диод, напряжение на первичной полуобмотке отлично от нуля, что приводит к изменению тока намагничивания трансформатора со скоростью

$$\frac{di_\mu}{dt} = \frac{U_1}{L_{1T}} = \frac{U_H}{k_T L_{1T}}.$$

Как только ток намагничивания в момент  $t = \tau$  достигнет значения  $i_\mu \max = I_{вх}$ , дальнейший его рост прекратится и скорость его нарастания станет равной нулю:

$$di_\mu/dt = 0.$$

Напряжения на обмотках, пропорциональные скорости изменения тока намагничивания, также станут равны нулю. При этом произойдет отсечка тока диода выпрямителя. Из условия (4.7) установившегося процесса следует симметрия тока намагничивания, т.е. за промежутки времени от  $t = 0$  до  $t = \tau_1$  он изменяется от  $-I_{\text{вх}}$  до  $+I_{\text{вх}}$ . Изменение тока намагничивания  $\Delta i_\mu = 2I_{\text{вх}}$ . В то же время

$$\Delta i_\mu = \int_0^{\tau_1} \frac{U_1}{L_{1\tau}} dt = \frac{U_1}{L_{1\tau}} \tau_1.$$

Следовательно,

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_1}{L_{1\tau}} \tau_1. \quad (4.11)$$

С учетом зависимости (4.10) из уравнения (4.11) имеем

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_1}{4f_n q L_{1\tau}}. \quad (4.12)$$

Ток диода, приведенный к первичной полуобмотке, равен разности между током  $I_{\text{вх}}$  и током намагничивания. Отсюда следует, что ток диода в интервале от  $t = 0$  до  $t = \tau_1$  падает линейно от своего максимального значения  $i_d = 2I_{\text{вх}}/k_\tau$  до нуля. В течение интервала  $\tau_2$  (от  $t = \tau_1$  до  $t = T/2$ ) напряжение на обмотках трансформатора равно нулю.

При отпирании транзистора VT2 в другом плече инвертора происходят процессы, идентичные рассмотренным.

Из условия (4.9) следует, что среднее за полупериод напряжение на первичной полуобмотке трансформатора

$$U_{\text{вх}} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} U_1 dt = \frac{U_1 \tau_1}{T/2}.$$

Отсюда

$$U_1 = q U_{\text{вх}}. \quad (4.13)$$

Подставив уравнение (4.13) в формулу (4.12), получим

$$I_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / 4f_n L_{1\tau}. \quad (4.14)$$

Это уравнение представляет собой входную ВАХ инвертора, которая не зависит от сопротивления нагрузки  $R_n$  и коэффициента трансформации  $k_\tau$ . Из условия (4.9) следует также, что средний за период ток емкости нагрузки  $C_n$  равен нулю.

Ток нагрузки равен разности между током диода и током емкости. Следовательно,

$$i_C = i_d - I_n.$$

При  $I_n = \text{const}$

$$\begin{aligned} \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} (i_d - I_n) dt &= \frac{1}{T/2} \left[ \int_0^{\tau_1} (i_d - I_n) dt + \int_{\tau_1}^{T/2} (i_d - I_n) dt \right] = \\ &= \frac{1}{T/2} \left( \int_0^{\tau_1} i_d dt - \frac{T}{2} I_n \right) = 0; \\ I_n &= \frac{1}{T/2} \int_0^{\tau_1} i_d dt = \frac{1}{T/2} \int_0^{\tau_1} i_{d \max} \left( 1 - \frac{t}{\tau_1} \right) dt = \frac{I_{d \max}}{2q} = \frac{I_{\text{вх}}}{k_\tau}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Напряжение на нагрузке

$$U_n = \frac{U_{\text{вх}} R_n}{4f_n L_{1\tau} k_\tau q}. \quad (4.16)$$

Из баланса мощностей при отсутствии потерь с учетом уравнений (4.14), (4.15) и (4.16) имеем

$$\frac{U_n^2}{4f_n} = \frac{U_{\text{вх}}^2 R_n}{(4f_n L_{1\tau} k_\tau q)^2}.$$

Отсюда

$$q = \frac{1}{k_\tau} \sqrt{\frac{R_n}{4f_n L_{1\tau}}}. \quad (4.17)$$

Очевидно, что для рассматриваемого режима работы имеет смысл только неравенство  $q > 1$ , так как при  $q < 1$  не будет происходить отсечки тока, импульсы тока диода примут трапецеидальную форму, а ток намагничивания примет треугольную форму.

Напряжения на коллекторах закрытых транзисторов

$$U_{\text{кmax}} = 2U_1 = 2q U_{\text{вх}}.$$

С учетом уравнения (4.12) входная мощность равна выходной:

$$P_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^2 / 4f_n L_{1\tau} = P_n = I_n U_n$$

и не зависит от параметров нагрузки, т.е. инвертор является стабилизатором мощности нагрузки с внутренней широтно-импульсной модуляцией и его выходная характеристика описывается гиперболой.

Как следует из выражения (4.17), режим с  $q > 1$  можно задать выбором соответствующей частоты преобразования и значения индуктивности первичной обмотки трансформатора при заданной номинальной

выходной мощности. Индуктивность в свою очередь согласно уравнению (4.8) обратно пропорциональна величине немагнитного зазора в сердечнике, а частота преобразования задается узлом управления.

При выполнении условия (4.10), т.е. при  $q > 1$ , значение выходного напряжения согласно выражению (4.16) пропорционально входному напряжению  $U_{вх}$ , скважности импульсов  $q$  и сопротивлению нагрузки  $R_n$ .

При изменении входного напряжения в  $(1 \pm \gamma_u)$  раз, где  $\gamma_u = \Delta U_{вх} / U_{вх}$  — относительное изменение входного напряжения, для поддержания выходного напряжения на заданном уровне скважность импульсов тока должна быть изменена в  $(1 \pm \gamma_u)$  раз. Напряжение на выходе источника электропитания будет постоянным, если среднее значение напряжения на входной обмотке трансформатора постоянно. Это постоянство, как следует из уравнения (4.12), при изменении скважности импульсов  $q$  в  $(1 \pm \gamma_u)$  раз может быть обеспечено изменением входного тока инвертора в  $1/(1 \pm \gamma_u)$  раз. Из выражений (4.15) и (4.12) следует, что

$$U_1 = I_n k_T q^2 4f L_{1T},$$

т.е. для поддержания среднего значения  $U_1$  постоянным при изменении тока **нагрузки** в  $1/(1 - \gamma_i)$  раз, где  $\gamma_i = \Delta I_n / I_n$  — относительное изменение тока **нагрузки**, скважность импульсов тока должна быть изменена в  $1/\sqrt{1/(1 - \gamma_i)}$  раз и, следовательно, входного тока инвертора в  $1/(1 - \gamma_i)$  раз.

Входной ток инвертора равен току коллектора транзисторов **ключевого компонента**, который в режиме, близком к режиму насыщения, зависит от тока базы:

$$I_k = \beta I_b.$$

Таким образом, из анализа схемы инвертора с источником **постоянного тока** на входе следует, что регулирование выходного **напряжения** при изменении влияющих величин можно осуществлять **регулированием** входного напряжения инвертора, а также регулированием **тока** базы транзисторов инвертора. Кроме того, скважность импульсов тока может регулироваться изменением частоты переключения **транзисторов инвертора**.

#### Выбор и расчет схемы ключевого компонента инвертора с источником постоянного тока на входе

Силовой каскад инвертора на выходную мощность порядка 25 Вт целесообразно выполнять по схеме с разделительным трансформатором на входе и отводом от средней точки выходного трансформатора. Схема ключевого компонента инвертора показана на рис. 4.65, где в качестве ключей использованы транзисторы типа 2Т847А. Трансформатор содержит **магнитопровод** типа

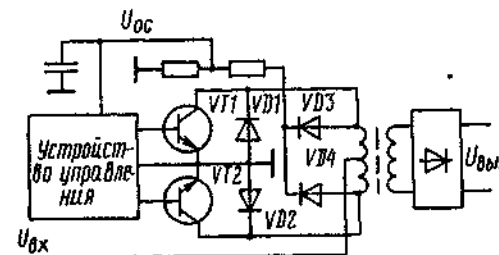


Рис. 4.65. Схема ключевого компонента инвертора

Ш16×20, число витков каждой первичной полуобмотки  $W_{12} = W_{23} = 44$ . Число витков высоковольтной обмотки  $W_b = 1680$ .

Коэффициент трансформации

$$k_T = W_b / W_{12} = 1680 / 44 = 38.$$

Выходная мощность источника электропитания  $P_{вых} = 25$  Вт.

Принимаем КПД равным 65 %.

Входная мощность инвертора

$$P = P_{вых} / \eta = 25 / 0,65 = 40 \text{ Вт.}$$

Немагнитный зазор в магнитопроводе трансформатора принимаем равным  $\Delta = 0,3 \cdot 10^{-3}$  м.

Индуктивность трансформатора, приведенная к первичной обмотке, определяется из выражения

$$\begin{aligned} L_{1T} &= 1,44 \cdot 10^{-6} S_m W_1^2 / \Delta = \\ &= 1,44 \cdot 10^{-6} \frac{3,2 \cdot 10^{-2} \cdot 44^2}{0,3 \cdot 10^{-3}} = \\ &= 3 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.} \end{aligned}$$

Сопротивление нагрузки, приведенное ко вторичной обмотке,

$$R'_n = 310 \text{ кОм.}$$

Частота переключения транзисторов должна составлять

$$f' < \frac{R'_n}{4q^2 k_T^2 L_{1T}} = \frac{310 \cdot 10^3}{4 \cdot 1,1^2 \cdot 38^2 \cdot 3 \cdot 10^{-3}} = 20,8 \text{ кГц.}$$

Выбираем  $f = 16$  кГц.

Уточняем значение  $q$  при номинальном токе нагрузки:

$$q_{ном} = \frac{1}{k_T} \sqrt{\frac{R_n}{4fL_{1T}}} = \frac{1}{38} \sqrt{\frac{310 \cdot 10^3}{4 \cdot 16 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-3}}} = 1,07.$$

$$U_{\text{BX}} = \sqrt{P_{14} f L_{1\Gamma}} \sqrt{40 \cdot 192} = 88 \text{ B.}$$
$$q_{\text{ц max}} = q_{\text{ном}} 1,2 = 1,07 \cdot 1,2 = 1,28.$$
$$I_{Bx1} = \frac{U_{Bx \min}}{4fL_{11}} = 90/192 = 0,47 \text{ A.}$$
$$I_{\text{BX2}} = I_{\text{BX1}} / q_{\text{u max}} = 0,39 \text{ A.}$$

ВХОДНОЙ ТОК При  $U_{\text{вх max}}$  И  $I_{\text{н min}}$

$$I_{\text{BX min}} = 0,39/3,16 = 0,124 \text{ A.}$$

$$q_i \text{ min} = 1,28 \cdot 3,16 = 4,05.$$

На рис. 4.66 показана схема узла управления, выполненная на логических микросхемах серии 530. Узел содержит генератор тактовых импульсов ГТИ, вырабатывающий короткие импульсы с частотой  $T/2 = 30$  мкс. Выход генератора подключен ко входу счетного триггера DD1 (микросхема типа 530ТМ2), вырабатывающего импульсы управления, сдвинутые один относительно другого на 180 электрических градусов. Парафазные выходы триггера подключены к первым входам двух селекторов импульсов на логических компонентах 4И-НЕ типа 530ЛА1. Вторые входы селекторов подключены ко входам двух ждущих мультивибраторов ЖМ. Последние служат для защиты высоковольтных ИЭП от неисправностей в триггере и пропадания синхроимпульсов ГТИ. Ждущие мультивибраторы запускаются через такт спадом импульса счетного триггера DD1 противоположного плеча и вырабатывают импульс положительной полярности длительностью несколько больше  $T/2$ . При остановке триггера или пропадании импульсов ПИ ждущий мультивибратор не запускается и на их выходах формируется сигнал лог. 0, при этом на обоих выходах селекторов DD2.1 и DD2.2 формируются сигналы лог. 1, а

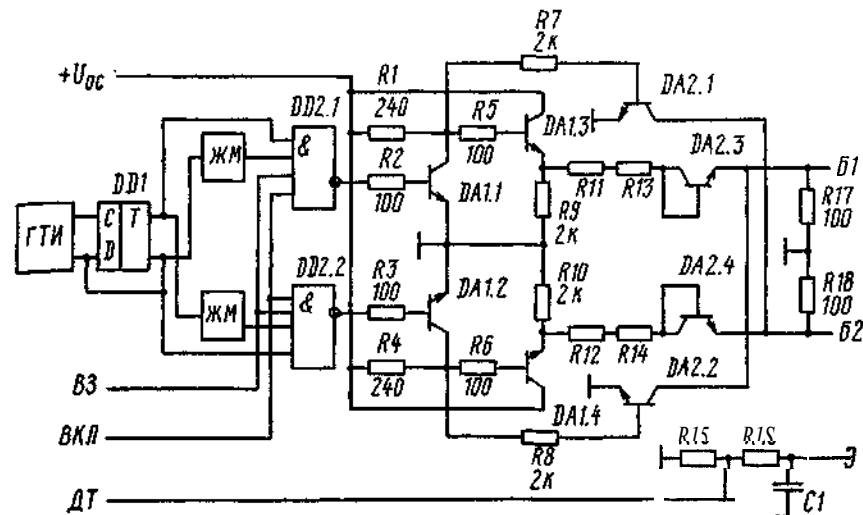


Рис. 4.66. Схема узла управления инвертора

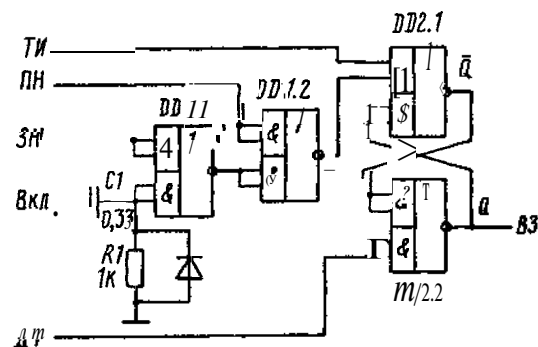


Рис. 4.67. Схема формирователя импульса аварии

При подаче на вход *ВКЛ* сигнала **лог. 1** разрешается прохождение импульсов через селекторы, а при подаче сигнала **лог. 0** запрещается прохождение импульсов, что приводит к отключению высоковольтного ИЭП. Четвертые входы селекторов объединены и соединены со входом защиты *ВЗ*, который соединяется с выходом узла защиты. Схема узла защиты приведена на рис. 4:67. Исполнительный компонент узла защиты (*RS-триггер*) выполнен на логических схемах 2И-2ИЛИ-НЕ (*DD2.1, DD2.2*) типа 530ЛР11. На вход *R* триггера (вход *ДТ*) подается сигнал с датчика, установленного в цепи эмиттеров силовых транзисторов.

Формирователь импульса аварии выполнен на логических компонентах





Максимальный ток базы транзистора  $DA1.3$  и  $DA1A$  равен

$$I_{B DA1.3} = I_{орп} / \beta_{DA1.3} = 108 / 20 = 5 \text{ мА.}$$

Необходимое максимальное значение напряжения на коллекторе предварительного усилителя ( $DA1.1$ ,  $DA1.2$ )

$$U_{кэп max} = I_{B DA1.3} R_5 + U_{бэ DA1.3} + I_{орп max} (R_{11} + R_{13}) + U_{DA2.3} + U_{б1э} = 0,005 \cdot 100 + 0,7 + 0,108 \cdot 48 + 0,7 + 0,7 = 7,8 \text{ В.}$$

Ток коллектора транзистора  $DA1.1$  в закрытом состоянии

$$I_{к LA1.1} + I_{B DA1.3} + U_{кэп max} / R_7 = 5 \cdot 10^{-3} + 7,8 / 2000 = 9 \text{ мА.}$$

Максимальное напряжение источника обратной связи

$$U_{ос max} = U_{кэп max} + I_{к DA1.1} R_1 = 7,8 + 240 \cdot 9 \times 10^{-3} = 10,2 \text{ В.}$$

При минимальном токе базы силового транзистора

$$I_{орп min} = I_{B min} + U_{бэ min} / R_{17} = 0,01 + 0,5 / 100 = 0,015 \text{ А;}$$

$$I_{DA1.3 min} = I_{орп min} / \beta_{min} = 0,015 / 30 = 0,5 \text{ мА;}$$

$$U_{кэп min} = 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 100 + 0,5 + 0,015 \times 48 + 0,5 + 0,5 = 2,3 \text{ В.}$$

### Устройство управления на базе микросхемы 1114EY1

Управление высоковольтным источником электропитания может быть выполнено на микросхеме 1114EY1 или 1114EY3. Структурная схема ИМС типа 1114EY1 приведена на рис. 4.69. Микросхема содержит: стабилизатор напряжения +5 В с источником опорного напряжения +2,4 В, подаваемого на вывод 5 (узел A1); усилитель обратной связи A2, на вход которого подается сигнал обратной связи; широтно-импульсный модулятор, в состав которого входят компаратор A3 и генератор пилообразного напряжения A4; счетный триггер A5; селекторы импульсов A6 и A7, которые подключены к управляющим переходам мощных транзисторов VT1 и VT2; узел контроля снижения напряжения A8; узел контроля повышения напряжения A9 и узел токовой защиты A10.

Из сравнения схем на рис. 4.69 и рис. 4.66 видно, что 1114EY1 по своему функциональному назначению эквивалентна схеме на рис. 4.66 до входа предварительного усилителя на транзисторах  $DA1.1$  и  $DA1.2$ , т.е. включает в себя генератор тактовых импульсов, узел защиты, формирователь паразитных импульсов и селекторы импульсов. Вариант построения узла управления на базе 1114EY1 приведен на рис. 4.70. Частота инвертирования задается внешним конденсатором C1, который включается между выводом 20 и общим выводом 12. Регулирование частоты производится резистором, включаемым между выводами 18 и 12. Время гарантированной паузы выбирается резистором, включаемым между выводами 19 и 20. Открытые выводы микросхемы 8 и 23 подключаются ко входу предварительного усилителя (базы  $DA1.1$  и  $DA1.2$  на рис. 4.66).

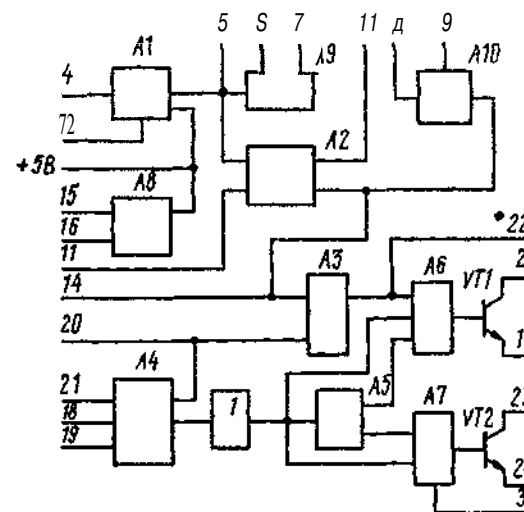


Рис. 4.69. Структурная схема микросхемы 1114EY1

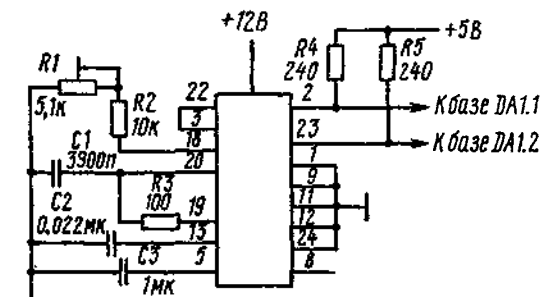


Рис. 4.70. Схема задающего каскада узла управления на основе микросхемы 1114EY1

### Регулятор напряжения обратной связи по току

На рис. 4.71 показана схема регулятора напряжения обратной связи по току. Регулирование тока базы силовых транзисторов производится с помощью микростабилизатора  $DA1$  типа 142ЕНЗ, с выхода которого снимается напряжение обратной связи  $U_{ос}$ . Управляющий вход  $DA1$  подключен к выходу делителя напряжения обратной связи, содержащему резисторы  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_7$  и установленному на выходе выпрямителя обратной связи  $DA3$ . Последний подключен к дополнительной обмотке выходного трансформатора Инвертора (входы обратной связи ОС). Узел содержит интегральный стабилизатор напряжения типа 142ЕН5А с фиксированным выходным напряжением +5 В, которое используется для электропитания логических компонентов узла управления.

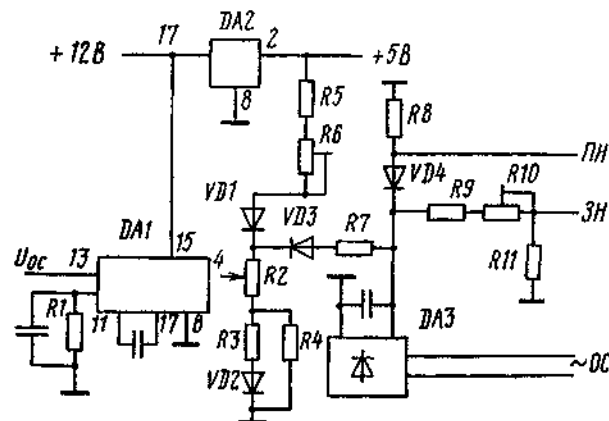


Рис. 4.71. Схема регулятора напряжения обратной связи по току

При небольшой перегрузке источник электропитания переходит в режим стабилизации тока, в котором на него действуют две цепи обратной связи (по напряжению и по току). Одна из них стремится уменьшить выходное напряжение, другая — увеличить его. Появляется неустойчивый режим работы источника электропитания. Для предупреждения этого режима при переходе в режим стабилизации выходного тока необходимо исключить действие цепи обратной связи по напряжению. Для этого делитель обратной связи через резисторы  $R5$ ,  $R6$  и диод  $VD1$  подключен к источнику напряжения +5 В.

При уменьшении напряжения на выходе выпрямителя обратной связи ниже уровня напряжения, заданного источником +5 В, действие цепи обратной связи по напряжению прекращается, напряжение на выходе регулятора  $DA1$  фиксируется на заданном уровне. Делитель напряжения  $R9...R11$  формирует сигнал лог. 1  $3H$  при выходном напряжении на заданном уровне. При уменьшении выходного напряжения ниже заданного уровня на выходе делителя формируется сигнал, эквивалентный лог. 0. При заданном уровне напряжения источника электропитания напряжение на стабилитроне  $VD4$  ниже уровня стабилизации, на выходе  $ПН$  формируется сигнал лог. 0. Как только напряжение на выходе превысит заданный уровень, стабилитрон переходит в проводящее состояние и на резисторе  $R8$  (выход  $ПН$ ) формируется сигнал лог. 1.

## Глава 5

### Конструкторское проектирование источников электропитания

Основной задачей конструирования источников электропитания (ИЭП) является выбор варианта конструкции, обеспечения электромагнитной совместимости, заданного температурного режима, устойчивости к механическим воздействиям, унификации, миниатюризации, технологичности и надежности [11]. Наряду с обеспечением требований качества функционирования и технико-экономической целесообразности миниатюризация является одним из главных показателей, определяющих эффективность ИЭП [13]. Если основным средством миниатюризации устройств обработки информации электронных средств является повышение уровня интеграции ИМС, то для ИЭП наибольший эффект достигается повышением КПД и улучшением тепловых режимов.

Унификация разрабатываемых ИЭП опирается на модульный принцип конструирования и базовые несущие конструкции (БНК). Последние применяются в электронных средствах, построенных по модульному принципу. Они обеспечивают конструктивную совместимость и размерную взаимозаменяемость модулей различных уровней разукрупнения. При этом достигается рациональное использование объема аппаратных отсеков носителей электронных средств.

В основу модульного принципа конструирования положено деление источников электропитания на части (структурные уровни) с законченной схемой и конструкцией.

К нулевому структурному уровню относят изделия электронной техники, специализированные микросборки ИЭП (модули нулевого уровня), электромагнитные компоненты, т.е. значительную часть элементной базы электронных средств.

Первый структурный уровень (ячейка), являющийся модулем первого уровня, состоит из компонентов и модулей нулевого уровня, устанавливаемых на несущей плате или в герметизированном корпусе.

Второй структурный уровень (блок, блочный каркас, контейнер, выдвижная стойка) содержит, как правило, модули нулевого и первого уровней. Блоки могут представлять собой ячейки, закрепленные непосредственно на несущей конструкции корпуса или каркаса.

Третий структурный уровень (стойка, шкаф, пульт, приборный стол) обычно представляет собой составную часть электронных средств, которая в отличие от других составных частей имеет самостоятельное эксплуатационное назначение. Система электропитания обычно выполняется в виде модуля третьего уровня.

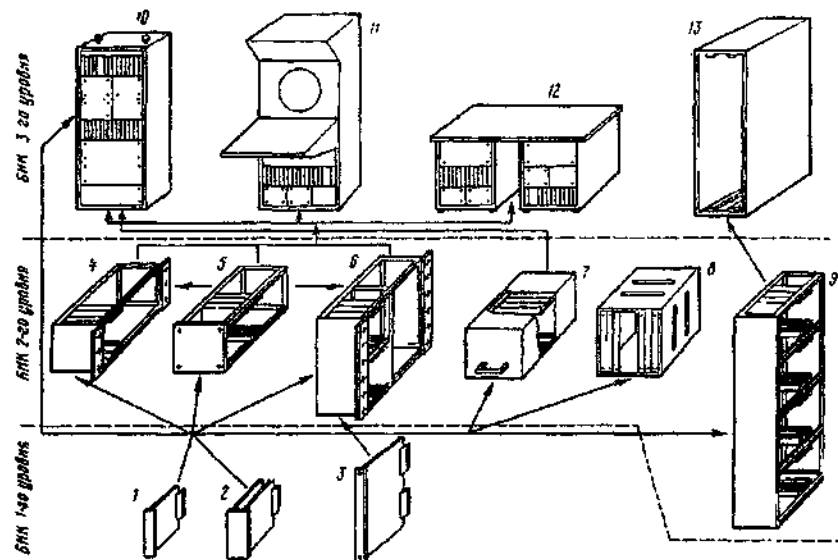


Рис. 5.1. Система построения ИЭП: 1, 2, 3 — ячейки; 4, 6 — блочные каркасы; 5 — вставной блок; 7 — блок бортовых авиационных РЭС; 8 — контейнер; 9 — выдвижная стойка; 10 — стойка; 11 — пулы, 12 — стол приборный; 13 — шкаф для выдвижной стойки

Структурные уровни унифицированных БНК источников и систем электропитания показаны на рис. 5.1.

## 5.1. Параметрические и типоразмерные ряды — основа стандартизации и унификации ИЭП и их модулей

Применение модульного принципа конструирования электронных средств и ИЭП дает **техничко-экономический** эффект, но приводит к аппаратурной **избыточности**, так как параметры модулей, как правило, превосходят оптимальные для данных средств. Сведение к минимуму аппаратурной **избыточности** ИЭП достигается выбором оптимальных **типоразмерных** рядов модулей.

Этот выбор осуществляется на основе критериальных уравнений, которые представляют собой целевую функцию и объективные ограничения. Целевая функция формируется на основе математического описания типоразмерного ряда и в зависимости от выбранного критерия оптимизации ставит любому состоянию ряда числовую характеристику, на основе которой можно принимать решение о выборе того или иного состояния ряда.

Структура целевой функции и ряд ограничений, накладываемых на характер ряда, вид функции спроса, стоимости и потерь на **адаптацию**

определяют выбор метода решения задачи оптимизации типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП.

Полученные таким образом типоразмерные ряды БНК модулей позволяют проектировать ИЭП с обеспечением требований эффективности, т.е. высокого качества функционирования, миниатюризации, **техничко-экономической** целесообразности, конкурентоспособности и современного дизайна. Кроме того, указанные типоразмерные ряды увеличивают эксплуатационную составляющую жизненного цикла ИЭП и способствуют быстрой адаптации технологического оборудования к **изготовлению** новых ИЭП.

### 5.1.1. Определение вида целевой функции и ограничений

Определение вида целевой функции и ограничений включает следующие этапы:

- выбор и обоснование критерия оптимизации;
- определение ограничений для выбранной целевой функции;
- определение функций спроса, затрат и потерь на адаптацию.

В качестве критерия оптимизации принимают суммарные приведенные затраты на этапах разработки, изготовления, эксплуатации и суммарные приведенные затраты на адаптацию индивидуального потребителя для всех учитываемых ИЭП. Чем меньше значение этого критерия, тем больше эффект от применения оптимальных **типоразмерных** рядов БНК модулей ИЭП.

Функция спроса годового объема выпуска БНК ИЭП как интегральная функция  $V = \Phi(x_j)$ , т.е. функция распределения накопленных объемов выпуска БНК по требуемым типоразмерам с главным параметром описывается формулами

$$\Phi(x_j) = \sum_{j=1}^N V_j x_j, \quad j = \overline{1, N} \quad (5.1)$$

— при дискретной функции спроса;

$$\Phi(x) = \int_{x_1}^{x^*} V dx, \quad V = f(x) \quad (5.2)$$

— при непрерывной функции спроса, где  $x_1$  — наименьшее значение типоразмера в интервале всего ряда;  $x, x_j$  — текущие значения типоразмера.

Годовой объем выпуска БНК модулей ИЭП с заданным значением **типоразмера** можно рассчитать как разность между значениями выпуска, взятыми по интегральной кривой для смежных значений главного параметра  $x_j$  и  $x_{j-1}$  с учетом изменения в результате замены типоразмеров:

$$V(x_j) = \mu_j (\Phi_j - \Phi_{j-1}), \quad (5.3)$$

где  $V(x_j)$  — годовой объем выпуска БНК с главным параметром  $x_j$ ;  $\mu_j$  — коэффициент, учитывающий изменение объема выпуска БНК при изменении

главного параметра;  $\Phi_j, \Phi_{j-1}$  — интегральные значения годового объема выпуска БНК с параметрами  $x_1 \leq x \leq x_j$  и  $x_1 \leq x \leq x_{j-1}$ .

Если известна потребность в БНК модулей ИЭП вида  $y$  (например, модуль второго структурного уровня разукрупнения), в которые входят БНК типоразмерного ряда модулей ИЭП типа  $x$  (например, модуль первого структурного уровня разукрупнения), то функцию потребности можно определить из выражения

$$V(x) = f[\psi(x)], \quad (5.4)$$

где  $y = \psi(x)$  — функция, описывающая входимость модулей типа  $x$  в модули вида  $y$ ;  $f(y)$  — функция, описывающая спрос модулей вида  $y$ .

Если БНК типоразмерного ряда имеют широкую и разнообразную применяемость в различных модулях ИЭП и их спрос зависит от нескольких параметров, то применяют уравнения регрессии вида

$$\varphi(x) = a_0(x) + a_1(x)z_1 + \dots + a_n(x)z_n \quad (5.5)$$

или

$$\varphi(x) = \alpha_0(x)z_1^{\alpha_1(x)}z_2^{\alpha_2(x)}\dots z_n^{\alpha_n(x)},$$

где  $z_1, z_2, \dots, z_n$  — параметры, влияющие на спрос;  $a_0(x), a_1(x), a_2(x), \dots, a_n(x)$  и  $\alpha_0(x), \alpha_1(x), \alpha_2(x), \dots, \alpha_n(x)$  — постоянные члены уравнения регрессии, определяемые по статистике спроса.

При определении суммарных затрат необходимо установить зависимость стоимости БНК модулей ИЭП от затрат на разработку, освоение в производстве, изготовление и эксплуатацию, а также от изменения параметров БНК в типоразмерном ряду. Необходимость учета каждой из указанных групп определяется характером решаемой задачи и типом ИЭП.

Зависимость затрат от одного главного параметра может описываться уравнениями:

$$\text{прямой: } 3 = a_0 + a_1 P_1; \quad (5.6)$$

$$\text{параболой: } 3 = a_0 + a_1 P_1 + a_2 P_1^2 \text{ или } 3 = a P_1^2; \quad (5.7)$$

$$\text{гиперболой: } 3 = a_0 + \frac{a_1}{P_1} \text{ или } 3 = a \cdot \frac{1}{P_1 b}, \quad (5.8)$$

где  $a_0, a_1, a_2, b$  — постоянные коэффициенты, определяемые по статистическим данным методом наименьших квадратов;  $P_1$  — главный изменяющийся параметр типоразмерного ряда.

Проведенные исследования позволили установить эмпирические зависимости средней себестоимости ИЭП и их основных узлов от главного электрического параметра [13]. Так, для трансформаторов

$$C_0 = 1,76 + 0,025P + 0,38M, \quad (5.9)$$

а для ИЭП

$$C_0 = a_0 P^{0,34}, \quad (5.10)$$

где  $C_0$  — средняя себестоимость в условных рублях;  $P$  — мощность, Вт;  $M$  — масса, кг;  $a_0$  — постоянный коэффициент.

В серийном производстве затраты являются функцией числа изготавливаемых типоразмеров БНК и ИЭП, т.е.

$$C_x(P_j) = C_0(P_j)N^{1-\nu}, \quad (5.11)$$

где  $C_x(P_j)$  — затраты при серийном изготовлении образца;  $C_0(P_j)$  — затраты на первый образец;  $N$  — число образцов в серии;  $\nu = 0,15 \dots 0,25$  — коэффициент, учитывающий снижение затрат на образец при серийном изготовлении БНК или ИЭП.

Если зависимость затрат от параметра линейна, то

$$C_E = (a_0 + b_0 P_j)N^{1-\nu}, \quad (5.12)$$

где  $C_E$  — суммарная стоимость изготовления серии БНК или ИЭП в количестве  $N$  штук в год;  $a_0, b_0$  — постоянные коэффициенты.

Допускается выражать суммарные затраты в условных единицах при соблюдении пропорциональности затрат на отдельные составляющие и соблюдении единства оценки соответствия одной условной единицы реальным затратам.

При оптимизации типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП приходится учитывать не только технико-экономический эффект за счет серийности производства типоразмеров БНК, но и потери потребителя из-за несоответствия параметров БНК, необходимых потребителю, параметрам предлагаемого типоразмерного ряда.

В зависимости от типоразмера БНК производят анализ потерь на адаптацию по каждому виду затрат и определяют возможность и способы оценки несоответствия требуемых параметров предлагаемым в виде функции потерь на адаптацию.

Функция потерь на адаптацию зависит от степени отклонения требуемых параметров БНК модулей ИЭП от предлагаемых из оптимального ряда и может выражаться линейной или нелинейной зависимостью от изменения параметра (параметров), быть двусторонней или односторонней (рис. 5.2). При совпадении требуемых и предлагаемых параметров БНК эти потери равны нулю. Может оказаться, что регламентируемый типоразмерным рядом размер БНК будет больше или меньше требуемого потребителю. Поэтому в первом случае возрастают объем и масса проектируемого ИЭП, а во втором (при меньшем объеме) возникают трудности, связанные с получением нужных характеристик ИЭП. Известно, что примерно 99 % энергии электропитания расходуется на нагрев самих электронных средств. Поэтому потребитель не может разместить компоненты схемы в меньшем объеме, чем требуется, с учетом коэффициента заполнения по объему и естественного или принудительного охлаждения. В этом случае, если нельзя конструктивно разделить компоненты, то приходится изменять характеристики ИЭП (мощность энергопотребления, выходную мощность и др.), так как энергетические параметры ИЭП связаны с его объемом.

В качестве примера на рис. 5.3 приведена зависимость (а) объема блоков от мощности в нагрузке  $P$ , полученная в результате обработки 100 типоразмеров отечественных и 500 типоразмеров зарубежных ИЭП.

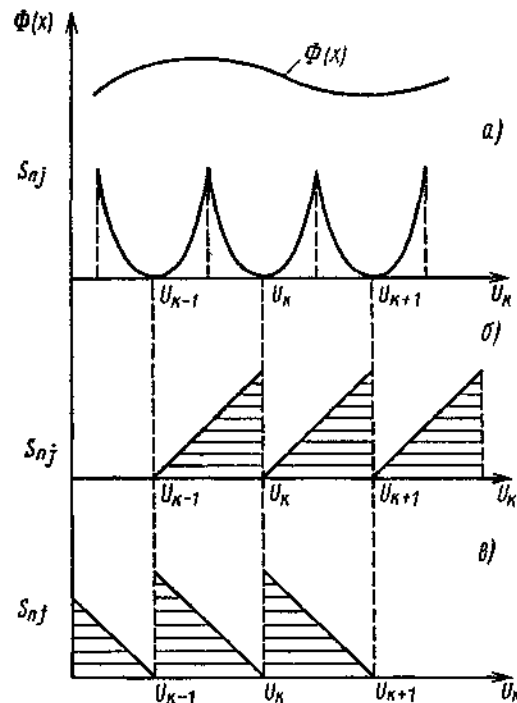


Рис. 5.2. Функция потерь на адаптацию а — двусторонняя; б, в — односторонние

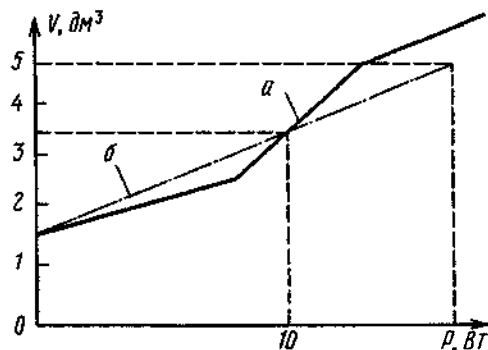


Рис. 5.3. Функционально-геометрическая зависимость между объемами и мощностью энергопотребления блоков ИЭП РЭС: а — статистическая зависимость; б — аппроксимирующая функция

При коэффициенте удельной объемной мощности 2...2,5 аппроксимирующая функция будет иметь вид б на рис 5.3.

$$V = a P^\xi, \quad (5.13)$$

где  $\xi = 0,5$ ;  $a - 1 \text{ Вт}^{-1}$

Такая функционально-геометрическая зависимость для главных параметров ( $V$  и  $P$ ) позволяет найти функцию потерь на адаптацию применяемых типоразмеров БНК блоков ИЭП. Это обусловлено следующими двумя факторами:

для электронных средств, размещаемых на носителях (гусеничные и колесные шасси, самолет, корабль и др.), отводится определенный объем. Влияние увеличения этого объема может быть выражено в денежных или относительных единицах;

объем БНК блоков ИЭП связан функционально с основным электрическим параметром блоков ИЭП — мощностью энергопотребления (5.13).

Функция потерь на адаптацию индивидуального ( $j$ -го) потребителя имеет вид

$$S_{nj} = \varphi(U_k - x_j) m_j, \quad (5.14)$$

где  $\varphi(U_k - x_j)$  — функция ущерба  $j$ -го потребителя от несоответствия требуемого типоразмера БНК с параметром  $x_j$  предлагаемому БНК из ряда с параметром  $U_k$ ;  $U_k$  — значение параметра типоразмера БНК из ряда, ближайшего к значению  $x_j$ ;  $x_j$  — значение типоразмера БНК, необходимое потребителю;  $m_j$  — количество БНК модулей ИЭП, необходимых потребителю.

При  $|U_k - x_j|$  потери  $\varphi(U_k - x_j) = 0$

С увеличением разности  $|U_k - x_j|$  значение ущерба возрастает.

Функция потерь на адаптацию по всему ряду имеет следующий вид:

$$S_{n\Sigma} = \sum_{k=1}^N \sum_{x_j \geq U_{k-1}}^{x_j \leq U_k} \varphi(U_k - x_j) m_j, \quad (5.15)$$

при  $x_j \leq U_k$ ,  $k = \overline{1, N}$ ,  $j = \overline{1, F}$ , где  $n = N - 1$  — количество интервалов ряда.

Если известна функция спроса в виде плотности вероятности, т.е.

$$\Phi(U_k) = \sum_{k=1}^N P(U_k)$$

или

$$\Phi(x_j) = \sum_{j=1}^F P(x_j),$$

то все потребности в интервале  $[U_{k-1}, U_k]$  определяются следующим образом:

$$\sum_{x_j > U_{k-1}}^{x_j \leq U_k} \varphi(U_k - x_j) m_j = [\Phi(U_k) - \Phi(U_{k-1})] \varphi(U_k - \bar{x}_{jk}), \quad (5.16)$$

где  $\varphi(U_k - \bar{x}_{jk})$  — функция потерь, усредненная по значениям  $x_j$  в интервале  $[U_{k-1}; U_k]$

Таким образом, суммарные потери по всему ряду будут равны

$$S_{\Sigma} = \sum_{k=1}^N [\Phi(U_k) - \Phi(U_{k-1})] \varphi(U_k - \bar{x}_{jk}). \quad (5.17)$$

Структура целевой функции и ограничения на характер ряда, вид функций спроса, стоимости и потерь на адаптацию определяют выбор метода решения задачи оптимизации типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП. Для существующих критериев применяют различные методы оптимизации:

а) критерий минимума затрат при разработке, изготовлении и эксплуатации ИЭП. Задача выбора оптимального типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП состоит в нахождении таких значений параметров ряда, при которых целевая функция принимает наименьшее значение;

б) критерий минимума затрат при разработке, изготовлении и эксплуатации ИЭП с учетом потерь потребителя на адаптацию. Здесь целевая функция учитывает возможные потери на адаптацию индивидуального потребителя;

в) критерий минимума потерь потребителя на адаптацию при выборе оптимального типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП;

г) критерий максимума технико-экономического эффекта.

Технико-экономический эффект по этому критерию определяется разностью между функцией, описывающей затраты на разработку, изготовление и эксплуатацию необходимого числа типоразмеров БНК модулей ИЭП в случае неупорядоченного производства, и функциями, описывающими затраты на производство того же числа типоразмеров при наличии оптимального типоразмерного ряда БНК с учетом потерь на адаптацию. Этот критерий позволяет оценить эффективность внедрения оптимального типоразмерного ряда БНК и степень потерь при отличии типоразмерного ряда БНК от оптимального.

Перечисленные критерии применяются при обязательном соблюдении следующих ограничений:

спрос на типоразмеры БНК модулей каждого вида ИЭП должен удовлетворяться полностью;

должен быть известен объем производства БНК модулей ИЭП каждого типоразмера;

должны быть известны начальное и конечное значения типоразмеров БНК модулей ИЭП.

### 5.1.2. Последовательность расчета оптимального типоразмерного ряда

Последовательность расчета оптимального типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП включает в себя выполнение следующих этапов:

технико-экономический анализ исходных данных;

определение вида целевой функции и ограничений;

расчет оптимального типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП;

определение технико-экономического эффекта от внедрения оптимального типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП в практику разработки ИЭП.

Технико-экономический анализ содержит следующие стадии: определение главного и соподчиненных параметров; сбор и обработку статистических данных БНК модулей ИЭП, определение исходного ряда главного электрического и соподчиненных геометрических параметров;

анализ исходных данных.

Определение вида целевой функции и ограничений включает:

выбор и обоснование критерия оптимизации;

определение ограничений для выбранной целевой функции;

определение функций потребности  $\varphi(x)$ , затрат  $C(x)$  и потерь на адаптацию  $C_a(x)$ .

Расчет оптимального типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП включает:

составление алгоритмов решения задачи оптимизации и определение способов их реализации;

выбор методов решения целевой функции и составление программы расчета на ЭВМ;

решение целевой функции и получение оптимального типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП,

анализ полученных результатов и составление искомого типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП.

Определение технико-экономической эффективности от внедрения оптимального типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП в практику разработки ИЭП включает:

определение показателей технико-экономической эффективности;

расчет годовой экономии от внедрения оптимального типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП.

В качестве исходных данных для расчета оптимального типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП принимают:

$J = \{1, \dots, j, \dots, n\}$  — множество видов спроса на типоразмеры БНК модулей ИЭП;

$I = \{1, \dots, k, \dots, m\}$  — исходный типоразмерный ряд БНК;

$\varphi_j$  — дискретная функция спроса, характеризующая спрос каждого типоразмера БНК модуля ИЭП  $j = \overline{1, n}$ ;

$q_k^0(V_k)$  — начальные затраты на разработку и подготовку производства  $k$ -го типоразмера БНК модуля ИЭП ( $k = \overline{1, m}$ ) с учетом объема выпуска  $V_k$ ;

$C_k(V_k)$  — затраты на производство одного типоразмера БНК  $k$ -го типа, выпускаемого в объеме  $V_k$ ;

$q_{kj}^3$  — затраты на эксплуатацию единичного типоразмера БНК модуля ИЭП  $k$ -го типа для удовлетворения спроса  $j$ -го вида с учетом количества ИЭП, находящихся в эксплуатации у одного потребителя;

$P_{kj}$  — число БНК  $k$ -го типоразмера, необходимых для удовлетворения единицы спроса  $j$ -го вида.

Если использовать в качестве критерия оптимизации критерий минимума суммарных затрат на удовлетворение заданного спроса, то целевая функция будет иметь следующий вид:

$$S(V) = \sum_{k \in V} [C_k^0(V_k) + \sum_{j=1}^n q_{kj}^0 P_{kj} x_{kj}] \rightarrow \min_{k \in V}. \quad (5.18)$$

При ограничениях:

$$\sum_{k \in V} X_{kj} = \varphi_j, \quad j = \overline{1, n}; \quad (5.19)$$

$$\sum_{j=1}^n P_{kj} x_{kj} = V_k, \quad k \in V_k; \quad (5.20)$$

$$x_{kj}, V_k \geq 0, \quad k = \overline{1, m}, j = \overline{1, n}; \quad (5.21)$$

$$C_k^0(V_k) = q_k^0(V_k) + C_k(V_k)V_k, \quad (5.22)$$

где  $X_{kj}$  — число единиц модулей ИЭП спроса вида  $j$ , удовлетворяемое  $k$ -м типоразмером БНК;  $V_k = \sum_{j \in J} \varphi_j$  — программа выпуска БНК по

$k$ -му типоразмеру, представляющая собой сумму потребностей, принадлежащих области применения  $k$ -го типоразмера БНК модулей ИЭП;  $J$  — область применения  $k$ -го типоразмера БНК модуля при  $J = \bigcup_{k \in V} J_k$ .

Под оптимальным **типоразмерным** рядом  $x^N$  понимается такой набор типоразмеров модулей ИЭП  $x^N = (x_1, x_2, \dots, x_N)$ , при котором целевая функция (5.18) достигает минимума при условии выполнения ограничений (5.19)–(5.22), а число  $N$  определяет количество типоразмеров модулей ИЭП в данном оптимальном ряду.

Решение комбинаторной задачи (5.18)–(5.22) при значительной размерности исходных множеств  $J$  и  $7$  связано с вычислительными трудностями, которые могут быть частично преодолены, если использовать особенности функций  $q_k^0(V_k)$  и  $C_k(V_k)$ . Последние предполагаются строго возрастающими.

### 5.1.3. Пример расчета оптимального типоразмерного ряда радиаторов полупроводниковых приборов ИЭП

Радиаторы предназначены для рассеивания мощности, выделяемой полупроводниковыми приборами с целью **поддержания** температуры коллекторного **перехода** приборов не выше допустимой по условиям **применения** в ИЭП, эксплуатируемых при различных климатических параметрах окружающей среды.

Зависимость температуры коллекторного перехода полупроводникового прибора от основных **параметров** радиатора определяется по формуле

$$t_n = t_c + P_{nn} \left( \frac{R_p}{\theta} + R_{n-p} \right), \quad (5.23)$$

где  $t_c$  — температура окружающей среды;  $P_{nn}$  — мощность, рассеиваемая полупроводниковым прибором;  $R_p$  — тепловое сопротивление радиатора;  $\theta$  — средний коэффициент неравномерности распределения температуры по радиатору;  $R_{n-p}$  — тепловое сопротивление переход-радиатор

Если мощность  $P_{nn}$  увеличивается, например, при применении полупроводникового прибора другого типа, то согласно формуле (5.23) тепловое сопротивление радиатора должно соответственно уменьшаться. Тепловое сопротивление определяется по формуле

$$R_p = \frac{1}{\alpha_{np} F_p},$$

где  $\alpha_{np}$  — приведенный коэффициент конвективной теплоотдачи радиатора;  $F_p$  — эффективная площадь теплоотдачи радиатора.

Уменьшить  $R_p$  можно в основном за счет увеличения площади  $F_p$ . Увеличение теплоотдачи радиатора (при соблюдении эффективности конструкции, т.е. при соблюдении наилучших соотношений по толщинам оснований и ребер, шагу между ребрами, высоте ребра, форме его поперечного сечения и т.д.) возможно достигнуть только за счет увеличения объема радиатора. Таким образом, главным параметром радиатора, по которому следует производить построение типоразмерного ряда, является его объем, связанный с мощностью РПП и определяющий возможность его применения для конкретного полупроводникового прибора при заданных условиях окружающей среды. Одновременно полагаем, что в составе типоразмерного ряда рассматриваются конструкции радиаторов, обладающие наибольшим значением относительной рассеиваемой мощности на единицу объема радиатора  $P_V$  при нагреве на  $1^\circ\text{C}$ , что определяется выражением

$$P_V = \frac{P_{nn}}{V_p \Delta t_p} = \frac{1}{V_p R_p},$$

где  $V_p$  — объем радиатора;  $\Delta t_p = t_p - t_c$  — перепад температуры на поверхности радиатора.

Следовательно, каждый типоразмер радиатора в виде высоты, ширины и длины ( $H$ ,  $B$ ,  $L$ ) однозначно определяет его объем и относительную рассеиваемую мощность.

Анализ конструкций радиаторов показывает, что соотношения размеров сторон основания радиаторов находятся во взаимосвязи, тесно коррелированы и могут быть описаны регрессионной функцией линейного вида. Зная площадь основания радиатора и его объем, определяют высоту ребер. При этом необходимо учитывать, что увеличение высоты ребра при постоянной толщине снижает эффективность радиатора.

Потребность в радиаторах для различных электронных изделий будет определяться:

применяемой компонентной базой (в той ее части, которая относится к полупроводниковым приборам с повышенной мощностью рассеивания);

числом полупроводниковых приборов, **требующих** установку их на радиатор в определенных условиях окружающей среды.



Указанные данные с учетом повторяемости ИЭП в составе электронных средств будут определять функцию спроса в виде годовой потребности радиаторов соответствующих размеров

Числовые значения по применяемости радиаторов получают из анализа конструкторской документации последовательным раскрытием состава по спецификации сборочных единиц, вплоть до повторяемости ИЭП в составе электронных средств

Собранный и обработанный статистический материал по применяемости радиаторов позволяет оценить минимальные и максимальные значения размеров радиаторов, количественную потребность каждого типоразмера в исходном ряду, а также оценить перспективу их развития в связи с применением новых мощных полупроводниковых приборов в различных ИЭП

Технико-экономический анализ показывает, что затраты, связанные с изготовлением радиаторов, прямо пропорциональны их объему и массе

С увеличением серийности выпуска стоимость радиаторов пропорционально снижается

Для определения зависимости стоимости от объема радиатора (при расчете разных типоразмеров) используют среднестатистическую эмпирическую зависимость

$$C_i = 0,133V_i + 35,33, \quad (5 \ 24)$$

где  $C_i$  — стоимость  $i$ -го типоразмера в условных рублях,  $V_i$  — объем радиатора,  $\text{см}^3$

При серийном изготовлении  $i$ -го типоразмера в количестве  $N_i$  штук стоимость  $C_{N_i}$  определяют по формуле

$$C_{N_i} = C_i N_i^{1-\mu_i} = (0,133V_i + 35,33) N_i^{1-\mu_i}, \quad (5 \ 25)$$

где  $\mu_i$  — коэффициент серийности, определяемый на основании опытных данных ( $\mu_i = 0,1 \dots 0,2$ )

Потери на адаптацию появляются в связи с несовпадением нужного потребителю типоразмера радиатора с типоразмером из ряда и определяются применением большего **типоразмера** радиатора. Используя радиатор с большим объемом, следует предусматривать в аппаратуре дополнительные объемы для размещения этого радиатора, что приводит к определенным потерям

Увеличение объема и массы можно оценить в стоимостном виде, используя соответствующие статистические данные по видам аппаратуры, которые позволяют определить стоимость использования единицы объема, занимаемого аппаратурой

Проводя оценки путем парного сравнения по всему исходному ряду, составляют квадратную матрицу адаптационных потерь, где число строк соответствует числу членов исходного ряда. В конкретном случае для упрощения расчетов применяют аналитическое выражение, аппроксимирующее указанные потери в виде линейной функции

$$C_{a,i,j} = K_a(V_i - V_j), \quad (5 \ 26)$$

где  $C_{a,i,j}$  — стоимость потери от несоответствия требуемых значений объемов  $V_j$  радиаторов, имеющихся в оптимальном **типоразмерном** ряду  $V_i$ , при

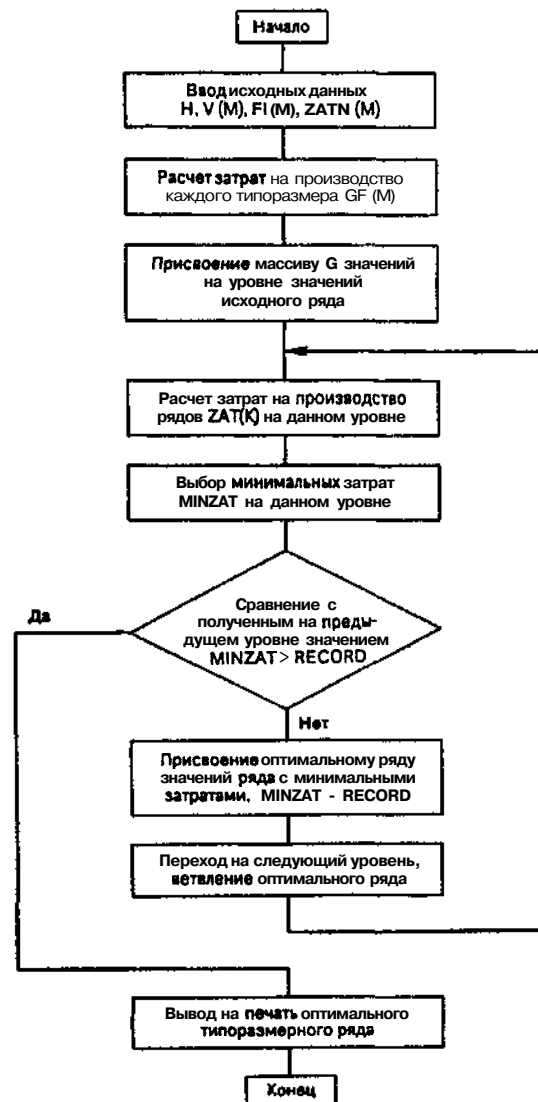


Рис. 5.4. Структурная схема алгоритма оптимизации типоразмерного ряда радиаторов

$V_i = V_j$ ,  $C_{a,i,j} = 0$ ;  $K_a$  — коэффициент приведения стоимости использования единицы объема (массы).

По результатам обработки статистических данных можно рекомендовать для расчета типоразмерного ряда радиаторов значение  $K_a = 0,63$

На основе сформулированных зависимостей по затратам на производство

```

      INTEGER CHISL, FI(50), FIRAB(50), FIREZ(50), UROV, ZATN(50)
      DIMENSION ZAT(50), GF(50)
      INTEGER*2 G(50,50,50), V(50), OPTR(50), REZ(50)
      REAL MINZAT
      READ (5,2) M
      READ (5,3) (V(I), I=1,M)
      READ (5,3) (FI(I), I=1,M)
      READ (5,3) (ZATN(I), I=1,M)
      PRINT 4
      PRINT 5, H
      PRINT 6
      PRINT 3, (V(I), I=1,M)
      PRINT 7
      PRINT 3, (FI(I), I=1,M)
      PRINT 8
      PRINT 3, (ZATN(I), I=1,M)
2      FORMAT (13)
3      FORMAT (10(15, 1X))
4      FORMAT (6X, 'ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ: >')
5      FORNAT (10X, 'КОЛ-ВО ТИПОРАЗМЕРОВ ИСХОДНОГО РЯДА: ',13)
6      FORMAT (10X, 'МАССИВ ОБЪЕМОВ ИСХОДНОГО РЯДА: ')
7      FORNAT (10X, 'МАССИВ ЗНАЧЕНИЙ СПРОСА РАДИАТОРОВ: ')
8      FORNAT (10X, 'МАССИВ ЗАТРАТ НА РАЗРАБОТКУ И ПОДГОТОВКУ ПР-ВА: ')
      RECORD=1000000000.0
      MINZAT=1000000000.0
      DO 10 I=1,M
      GF(I)=0.133*V(I)+V(I)+35.33
      G(1,1,I)=I
10     OPTR(I)=I
      UROV=1
      K=1
1000    DO 20 I=1,K
      DO 222 J=1,H
222     FIRAB(J)=0
      ZAT(I)=0
      DO 21 N=1,M
      II=1
      IF (G(UROV,I,N).NE.0) GOTO 100
      FIRAB(N+1)=FIRAB(N)+FI(N)
      II=0
      DO 22 N1=N,M
      IF (G(UROV,I,N1).EQ.0) GOTO 22
      IND=N1
      GOTO 101
22     CONTINUE
      IND=N
100     FIRAB(I)=FI(I)+FIRAB(I)
      ZAT(I)=0.63*(V(IND)-V(I)+FI(N)+ZATN(N)+II+ZAT(I)
101     CONTINUE
21     DO 25 JQ=1,M
      IF (G(UROV,I,JQ).EQ.0) GOTO 26
      FIRAB(JQ)=FIRAB(JQ)+FI(JQ)

```

Рис. 5.5. Текст программы оптимизации типоразмерного ряда радиаторов

```

      ZAT(I)=GF(JQ)*(FIRAB(JQ)**0.85+ZAT(I)
      GOTO 25
26     FIRAB(JQ+1)=FIRAB(JQ+1)+FIRAB(JQ)+FI(JQ)
25     CONTINUE
20     CONTINUE
      DO 30 J=1,K
      IF (ZAT(J).GT.MINZAT) GOTO 30
      MINZAT=ZAT(J)
      INDEX=J
30     CONTINUE
      IF (MINZAT.GT.RECORD) GOTO 400
      RECORD=MINZAT
      DO 40 KI=1,M
40     OPTR(KI)=G(UROV,INDEX,KI)
      CHISL=0
      DO 50 I=1,M
      IF (G(UROV<INDEX,I).NE.0) GOTO 50
      CHISL=CHISL+1
50     CONTINUE
      CHISL=M-CHISL-1
      DO 60 N1=1,CHISL
      DO 60 N2=1,M
60     G(UROV+1,N1,N2)=G(UROV,INDEX,N2)
      UROV=UROV+1
      IID=1
      DO 70 I=1,M
      IF (G(UROV-1,INDEX,I).EQ.0) GOTO 70
      G(UROV,IND,I)=0
      IND=IND+1
70     CONTINUE
      K=CHISL
      MINZAT=1000000000.0
      GOTO 1000
400    PRINT 333, RECORD
333    FORNAT(20X, 'РЕЗУЛЬТАТ ПРИ МИНИЗАТ =',F10.1)
      IID=0
      DO 80 IN=1,M
      IF (OPTR(IN).EQ.0) GOTO 81
      IND=IND+1
      INDEX=OPTR(IN)
      REZ(IID)=V(INDEX)
      FIREZ(IND)=FI(IN)
      GOTO 80
81     FI(IN+1)=FI(IN+1)+FI(IN)
80     CONTINUE
      PRINT 555,(REZ(LLL),LLL=1,IND)
555    FORNAT (9X,70(' ')/9X, 'ОБЪЕМ РАДИАТОРА I', 10(I4,1X, 'I'))
      PRINT 777,(FIREZ(LTT),LTT=1,IND)
777    FORNAT (9X,70(' ')/9X, 'ПОТРЕБНОСТЬ, МТ I', 10(I4, 1X, 'I'))
      STOP
      END

```

Рис. 5.5. Текст программы оптимизации типоразмерного ряда радиаторов (окончание)

Исходные данные оптимизации типоразмерного ряда радиаторов

1	Число типоразмеров радиаторов									27
2	Массив объемов исходного ряда радиаторов, см <sup>3</sup>									*
	20	26	33	37	43	46	54	57	62	72
	79	85	96	104	113	154	216	230	250	287
	305	324	366	395	415	428	500	—	—	—
3	Массив значений спроса радиаторов, шт									
	68	240	360	38	145	45	32	15	110	20
	8	220	95	10	49	15	15	20	5	14
	8	26	65	5	20	25	15	—	—	—
4	Массив затрат на разработку и производство радиаторов, усл. руб.									
	3000	3300	3500	3680	4000	4500	4700	4900	5200	5430
	5700	66000	6330	6830	7200	7550	7900	8300	8700	9000
	300	9550	9900	10200	10500	11000	11700	—	—	—

(5.25) и потерям на адаптацию (5.26), а также учитывая затраты на разработку и подготовку производства радиаторов находят выражение для критерия оптимизации типоразмерного ряда объемов радиаторов (целевую функцию) вида

$$S(V) = \sum_{i=1}^m [C_{\text{зи}} + C_{\text{Ni}} + \sum_{j=1}^n (C_{\text{аи}} N_{\text{и}})] \rightarrow \min (5.27)$$

при ограничениях

$$\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n N_{\text{и}} = \varphi_{\text{и}}, \quad i = \overline{1, m}; \quad j = \overline{1, n}; \quad m \neq n,$$

где  $C_{\text{зи}}$  — затраты на разработку и подготовку производства  $i$ -го типоразмера радиатора;  $C_{\text{Ni}}$  — затраты на производство  $i$ -го типоразмера радиатора в количестве  $N_i$  штук;  $C_{\text{аи}}$  — потери на адаптацию при применении  $V_i$ -го объема радиатора, отличного от  $V_j$ -го объема, требуемого потребителю.

Для решения задачи получения оптимального типоразмерного ряда радиаторов используют метод ветвей и границ и реализованную на его основе программу. Структурная схема алгоритма и текст программы приведены на рис. 5.4 и 5.5. Исходной информацией для этой программы являются следующие данные (табл. 5.1):

число типоразмеров исходного ряда радиаторов;  
массив объемов исходного ряда радиаторов;  
массив значений спроса радиаторов;  
массив затрат на разработку, подготовку производства и изготовление радиаторов.

При оптимизации типоразмерного ряда по этой программе находят значение каждого типоразмера оптимального ряда радиаторов и затраты на его

Результаты оптимизации типоразмерного ряда радиаторов

Объем радиатора, см <sup>3</sup>	43	85	113	305	500
Потребность, шт.	851	450	54	77	155

производство. Результаты расчета оптимального ряда радиаторов приведены в табл. 5.2.

Получив оптимальный ряд объемов радиаторов в виде значений 43, 85, 113, 305 и 500 см<sup>3</sup>, находят габаритные размеры радиаторов ( $Я$ ,  $В$ ,  $Л$ ), используя данные анализа статистических исследований по взаимозависимости габаритных размеров радиаторов от их объема при помощи регрессионных моделей.

## 5.2. Конструирование источников электропитания и их функциональных узлов

Конструирование ИЭП 4-го и 5-го поколений в составе электронных средств осуществляется с использованием модульного принципа и базовых несущих конструкций (БНК) [11, 12], что позволяет:

- применять современную и перспективную компонентную базу;
- разрабатывать ИЭП на основе модулей нулевого, первого, второго и третьего уровней разукрупнения;
- обеспечивать высокий уровень унификации и технологичности;
- обеспечивать эффективную защиту ИЭП от механических и климатических воздействий;
- обеспечивать заданный тепловой режим и электромагнитную совместимость;
- создавать условия ремонтпригодности и безопасности;
- разрабатывать ИЭП с применением автоматизированного проектирования аппаратуры;
- обеспечивать минимальные затраты на проектирование и изготовление ИЭП.

### 5.2.1. Модули нулевого уровня

Изделия электронной Техники и электротехники, в том числе микросборки, являются модулями нулевого уровня, которые имеют стандартизованную классификацию в зависимости от их габаритных размеров. В соответствии с этой классификацией компоненты делятся на малогабаритные, миниатюрные и микроминиатюрные. Компоненты в микроминиатюрном исполнении имеют следующие размеры в миллиметрах ( $Л \times d$ ):

трансформаторы импульсные бескорпусные... 3,5x10  
трансформаторы импульсные корпусные... 6x12,5  
дроссели фильтров... 7,5x18

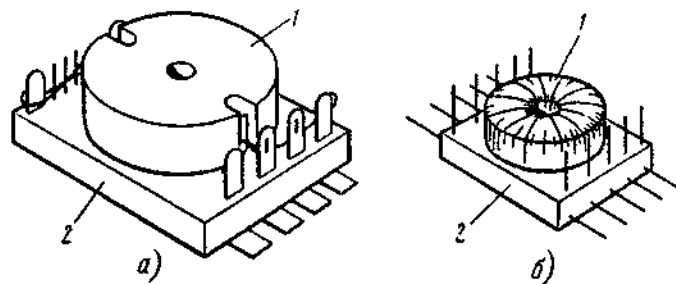


Рис. 5.6. Трансформаторы малогабаритные с **планарными** выводами TM5 (а) и TM2 (б): 1 — катушка; 2 — пластмассовый носитель с выводами

резисторы переменные проволочные. .... 5x6  
резисторы переменные непроволочные. .... 7,5x7,5  
конденсаторы постоянной емкости. .... 6x10  
диоды. .... 4x5  
транзисторы. .... 5x5

Для осуществления автоматизированного монтажа рекомендуются следующие компоненты: микросхемы в керамических корпусах типа Н и пластмассовых корпусах типа М; полупроводниковые приборы в корпусах типов КТ-26, КТ-27, КТ-28 и в корпусах типов SOT-23 и SOT-89, рассчитанные для поверхностного монтажа. В качестве полупроводниковой компонентной базы используются микросхемы 286ЕП, диоды 2Д212(А-6) и 2Д213(А-6), транзисторы КТ837, 2Т862, 2Т866 и др.

Осуществление комплексной миниатюризации ИЭП идет по пути повышения рабочей **частоты** преобразования. Это позволяет существенно уменьшить габаритные размеры моточных изделий — **трансформаторов** и дросселей. Одной из разновидностей конструкции трансформаторов, работающих на частотах до 150 кГц, являются трансформаторы типа ТМ, обеспечивающие выходную мощность до 15...20 Вт (рис. 5.6). Конструкция и размеры этих трансформаторов (табл. 5.3) соответствуют направлению разработки изделий электронной техники с **планарными** выводами, обеспечивающему выполнение требований технологии поверхностного монтажа.

Необходимость использования **планарных** выводов диктует следующие варианты установок трансформаторов: на керамические подложки **специализированных** микросборок; на односторонние печатные платы; на поверхности корпусов в металлические платы, обеспечивающие эффективный отвод теплоты от функциональных узлов ИЭП.

Конструкции трансформаторов **базируются** на использовании **кольцевых** и **броневых** сердечников. Кольцевые сердечники имеют следующие преимущества: большое обмоточное пространство и отсутствие немагнитного зазора. Последнее обстоятельство является **положительным** для трансформаторов и дросселей с малым накоплением энергии.

Таблица 5.3

Конструктивные параметры трансформаторов типа ТМ

Тип трансформатора	Размеры кольцевого сердечника, мм		Диаметр сердечника типа Б, мм	Число обмоток провода диаметром, мм		Число выводов с площадью сечения, мм <sup>2</sup>	
	из феррита	из пермаллоя		0,1...0,4	0,4...1	0,13	0,8
ТМ1	7x4x2	—	9	4	—	8	—
ТМ2	10x6x4,5	10x6x4,5	11	5	—	10	—
ТМ3	—	13x7x5	14	6	—	10	—
ТМ4	16x10x4,5	17x10x6,5	18	3	3	6	6
ТМ5	20x10x5	20x12x6,5	22	3	3	6	6

Для трансформаторов с накоплением энергии и дросселей с подмагничиванием броневого сердечник предпочтительнее благодаря возможности **создания** немагнитного зазора. Кольцевой сердечник может создавать меньший уровень электромагнитного **излучения** по сравнению с **броневым**, но **из-за** несимметричной намотки может потребоваться его экранирование. Преимущество тороидального трансформатора по сравнению с Броневым растет с увеличением частоты переменного тока.

**Унифицированный** трансформатор для различных источников электропитания должен иметь от четырех до шести обмоток, которые позволяют обеспечить реализацию: мостовых и полумостовых схем **преобразователей** напряжения на транзисторах, для которых требуется **гальваническая** развязка базовых цепей с помощью обмоток, расположенных на одном магнитопроводе (в случае расположения обмоток на разных **магнитопроводах** возникают уравнивающие и сквозные токи, нарушается одновременность включения транзисторов, а при разбросе числа витков обмоток возможен выход **транзисторов** из строя); преобразователей напряжения с последовательным включением транзисторов, что важно в схемах с бестрансформаторным входом при высоком входном напряжении; генераторов по схемам, требующим шести обмоток; многих двухтактных схем **преобразователей** напряжения, имеющих в своем составе **базовые**, коллекторные и выходные обмотки трансформаторов и т.п.

**Установление** невысокой мощности позволяет ограничиться двумя типами выводов сечением 0,2 и 2,8 мм<sup>2</sup> и обмоточными проводами с диаметрами 0,1...0,5 и до 1 мм соответственно. В случае **параллельного** включения обмоток они должны выполняться двумя проводами одновременно.

Корпус модуля нулевого уровня должен обеспечивать выполнение **следующих** основных требований: размещение компонентов **электрической** схемы; **теплоотвод** от компонентов схемы; экранирование; **надежную** работу в различных условиях эксплуатации; технологичность.

Конструирование модулей нулевого уровня имеет две основные **особенности**: использование сравнительно больших по объему компонентов

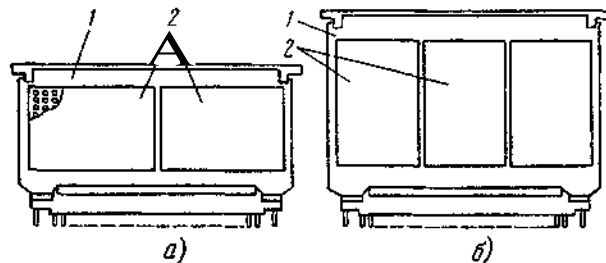


Рис. 5.7. Варианты компоновки корпусов микросборок на платах размерами 170x75 мм (а) и 170x110 мм (б): 1 — плата; 2 — микросборка

(трансформаторов, дросселей и конденсаторов фильтров) и значительные тепловые потери. Для реализации подобных устройств необходимы корпуса с развитой поверхностью охлаждения.

На **выбор** корпусов модулей нулевого уровня влияют размеры компонентов и БНК модулей первого уровня. Компоненты имеют высоту до 7,5 мм, что определяет размер корпусов по высоте. Длина и ширина определяются размерами стандартных подложек. В качестве исходных данных для корпуса первого типа целесообразно принять размеры стандартного корпуса К160 с полезной высотой 6,5 и 10 мм. Следующий тип корпуса для подложки 48x60 мм должен иметь размеры, согласованные с размерами модуля первого уровня. Из широко применяемых стандартных печатных плат наименьший размер имеют платы 170x75 мм и 170x110 мм, которые определяют размеры корпуса с учетом заполнения площади печатной платы модулями нулевого уровня. Размеры корпуса микросборки второго типа 52,5x79,5 мм. Корпус третьего типа, занимающий половину площади печатной платы с размерами 170x110 мм, не должен превышать 90x70 мм. Варианты компоновки корпусов второго типа на платах 170x75 мм и 170x110 мм показаны на рис. 5.7.

Для улучшения условий отвода и рассеяния теплоты конструкция корпуса должна предусматривать возможность развития поверхности, установки на корпус дополнительного радиатора и возможность крепления корпуса на **теплоотводящую** поверхность. Число и расположение электрических выводов определяются в процессе разработки конкретных модулей нулевого уровня. В качестве материалов корпусов рекомендуется алюминиевый сплав АМЦ, который обеспечивает эффективный отвод теплоты от элементов схемы, экранирование схемы микросборки от внешних электромагнитных полей, вакуумную плотность мест установки контактных выводов, герметизацию корпуса методами сварки или пайки.

Алюминиевый сплав является наиболее приемлемым материалом благодаря высокой пластичности, способности обрабатываться различными технологическими **методами**, возможности нанесения гальванопокрытий, обеспечивающих качественное улучшение и пайку. Исследование одиночных и групповых выводов в конструкциях корпусов из алюминиевого сплава выявили недостатки групповых выводов, так как при

длине паяного шва более 40 мм наблюдались случаи потери герметичности при циклическом воздействии температуры.

## 5.2.2. Модули первого и второго уровней

**Унифицированные базовые несущие конструкции (УБНК)** первого и второго уровней разукрупнения [15] электронных средств являются конструктивной основой источников электропитания и других функциональных устройств, входящих в состав **ИЭП**. При малой мощности передаваемого сигнала или преобразуемой электроэнергии модули **ИЭП** могут быть выполнены по аналогии с электронными модулями, т.е. несущим элементом конструкции в этом случае является печатная плата.

Силовые модули **ИЭП** отличаются от электронных большей **массой**. Увеличение массы вызвано применением сравнительно громоздких электромагнитных компонентов (трансформаторов, дросселей и т.п.) конденсаторов большей емкости или высокого рабочего потенциала, **транзисторов** с большим тепловыделением. Повышение массы модулей **ИЭП** вызвано также сравнительно высоким уровнем входного напряжения. Прочность и устойчивость модулей **ИЭП** к механическим и **климатическим** воздействиям обеспечивается достаточно жесткой конструкцией. Печатная плата в такой конструкции зачастую служит лишь для **размещения** элементов и компонентов схемы со сравнительно малыми **размерами** и массой и вместе с другими элементами конструкции модуля крепится к металлической несущей конструкции (например, рамке).

На рис. 5.8 показан модуль первого уровня, содержащий рамку 1, на которой устанавливаются мощные транзисторы 2. К рамке крепятся также печатные платы 3 и 4 с трансформаторами 5 и маломощными компонентами. Размеры плат могут быть стандартными или отличаться от них. Модуль снабжен электрическим соединителем 6.

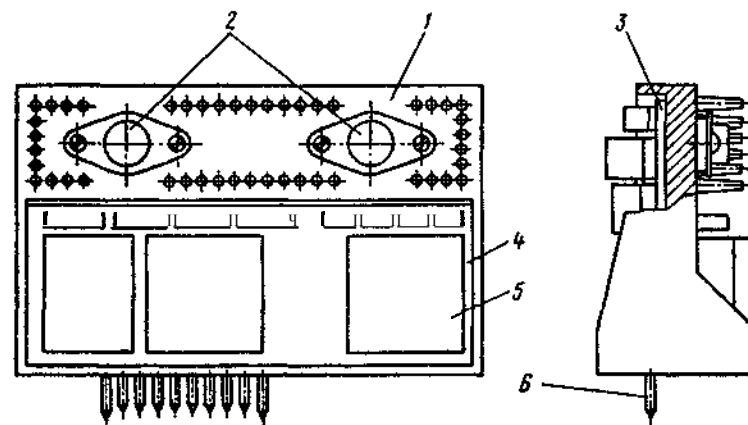


Рис. 5.8. Модуль первого уровня разукрупнения с несущей металлической рамкой

### 5.2.3. Конструктивные требования к модулям ИЭП

Размеры модулей первого уровня ИЭП должны обеспечивать их оптимальную **компоуемость** в составе модулей второго уровня. Электрические соединители для модулей первого уровня ИЭП и модулей первого уровня электронных средств должны быть унифицированы. Для снижения нестабильности контактного сопротивления в силовых цепях стабилизирующих ИЭП рекомендуется параллельное соединение контактов соединителей.

При использовании печатной платы в качестве несущего элемента конструкции масса модуля первого уровня ИЭП не должна превышать 0,3 кг (при плате 170x75 мм), 0,75 кг (при плате 170x200 мм), 0,6 кг (при плате 170x150 мм) и 1,6 кг (при плате 170x280 мм). Масса **одно-** и **двухрядного** модуля второго уровня ИЭП при **размерах** печатных плат 170x75 мм не должна превышать 10 или 20 кг соответственно. Масса **однорядного** модуля второго уровня ИЭП при размерах печатных плат 170x200 мм не должна превышать 20 кг.

Шаг установки модуля первого уровня ИЭП по глубине модуля второго уровня **должен** быть кратным 2,5 мм. Размер модуля первого уровня ИЭП **по глубине** модуля второго уровня не должен **превышать 30 %** глубины последнего, а его масса не должна быть выше 4 кг.

В задней части модуля второго уровня ИЭП должно быть **предусмотрено** распределительное устройство (или отдельные соединители) для осуществления **раздельного** монтажа сети электроснабжения и функциональных цепей между модулями второго уровня.

**Мощность** тепловых потерь, рассеиваемых модулем первого уровня ИЭП, не должна превышать 15 Вт (при плате 170x75 мм) и 30 Вт (при плате 170x150 мм и более). При принудительном воздушном охлаждении модули первого и второго уровней ИЭП должны **быть** рассчитаны на скорость натекающего потока воздуха не более 2 м/с.

Модули первого и второго уровней ИЭП могут заполнять модуль третьего уровня частично (при необходимости размещения в модуле третьего уровня системы охлаждения) или полностью (при централизованной системе охлаждения). Модули первого и второго уровней, имеющие большее тепловыделение, должны располагаться в верхней части модуля третьего уровня (при направлении охлаждающего воздуха снизу вверх).

Модуль третьего уровня ИЭП должен иметь устройство для **подсоединения** двух фидеров трехфазной **четырёхпроводной** сети переменного тока **частот** 400 и 50 Гц и напряжением 220 или 380 В соответственно, допускать замену одного из фидеров переменного тока фидером **постоянного** тока напряжением 27 В. Соединители модуля третьего уровня и распределительные устройства или соединители модулей второго уровня ИЭП должны соединяться между собой проводниками, рассчитанными на потребление каждым модулем второго уровня ИЭП переменного тока 10 А частоты 400 Гц при напряжении 220 В или 6 А частоты 50 Гц при напряжении 380 В.

Способ и элементы заземления модулей второго и третьего уровней ИЭП должны обеспечивать сопротивление заземления между корпусом модуля второго уровня и болтом заземления модуля третьего уровня не более 0,1 Ом.

В модуле третьего уровня ИЭП должны быть предусмотрены места для размещения межблочных цепей электропитания в виде кабелей или жгутов. При этом цепи переменного и постоянного токов должны проводиться отдельными жгутами. Цепи переменного тока должны выполняться экранированными проводниками.

### 5.2.4. Компоновка модулей ИЭП

Основной задачей при разработке конструкций модулей ИЭП является компоновка модулей нулевого уровня в модуле первого уровня, **модулей** первого уровня в модуле второго уровня, а также модулей второго уровня в модуле третьего уровня. Чтобы определить **число** модулей первого уровня, необходимых для размещения всех электрорадиоизделий ИЭП, необходимо решить **задачу** функционального разбиения. Предварительно схема электрическая принципиальная модуля второго уровня ИЭП должна быть представлена ненаправленным мультиграфом [16]. Конструктивными ограничениями в задаче функционального разбиения являются: число кусков разрезания мультиграфа  $k$ ; максимальное число конструктивных элементов или максимальная площадь, занимаемая ими, ограниченные размерами печатной платы для модуля первого уровня; максимальное число внешних связей каждого **отдельного куска** графа, ограниченное числом контактов используемого соединителя.

Для функционального **разбиения** в настоящее время рекомендуется использовать последовательный и итерационный алгоритмы, а также их комбинации [16]. При этом целесообразно применять как **логические**, так и эвристические методы. Схема электрическая принципиальная модуля разбивается на функционально законченные узлы (модули низкого уровня), исходя из принципа работы и электрических связей между отдельными компонентами ИЭП. **Далее находится** установочная площадь каждого функционального узла  $S_{xi}$  ( $x_i$  — условное обозначение  $i$ -го узла;  $i = \overline{1, N}$  — число модулей). На рис. 5.9 представлен последовательный алгоритм функционального разбиения схемы электрической принципиальной модуля.

1. Исходными данными являются: матрица смежности модулей, представленных в виде вершин мультиграфа  $[a_{ij}]$ . Вершиной графа под номером  $O$  является множество внешних соединителей ИЭП, а также компонентов, не устанавливаемых в модуль первого уровня. Элементами матрицы смежности являются числа электрических связей между вершинами. Здесь же вводятся: максимальное число связей каждого формируемого модуля  $m$  и его максимальная установочная площадь, определяемая размерами печатной платы; Установочные площади каждой вершины  $S_{xi}$ ,  $i = \overline{1, N}$ .

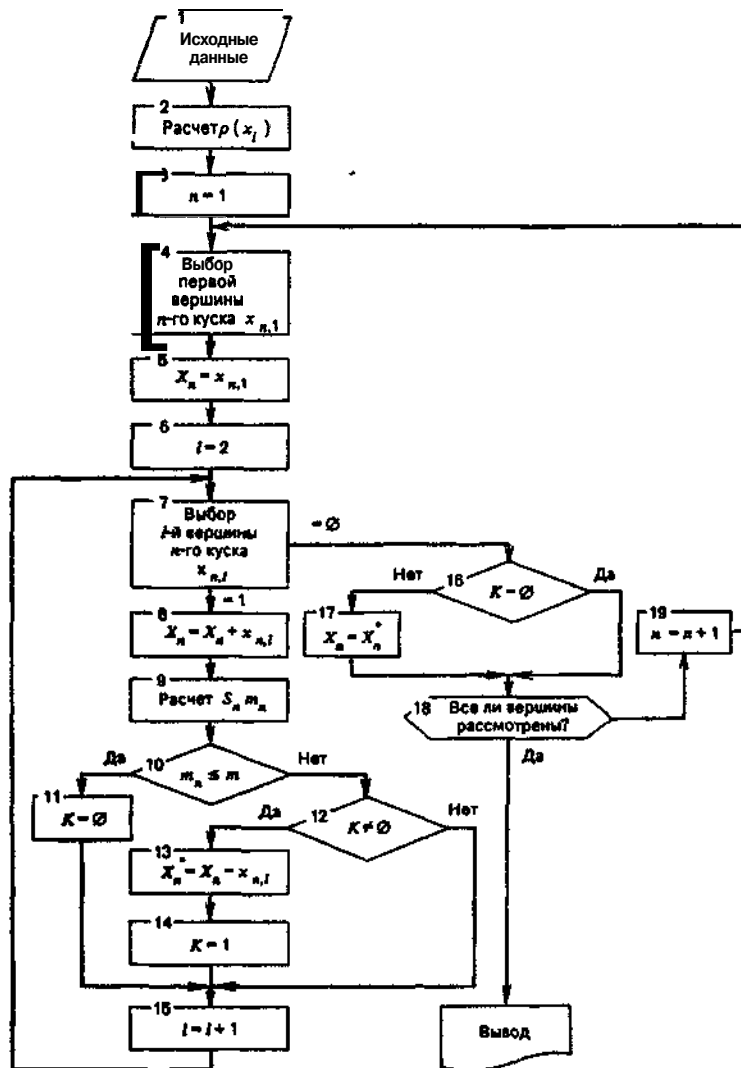


Рис. 5.9. Структурная схема алгоритма функционального разбиения  
ИЭП

2. По матрице смежности определяем локальные степени вершин

$$\rho(x_i) = \sum_{j=0}^N a_{ij}, \quad i = \overline{1, N}.$$

3. Начинаем формирование первого куска:  $n = 1$ .

4. Выбираем первую вершину  $n$ -го куска. Для этого из множества вершин выбираем вершины, у которых локальные степени минимальны, т.е.  $\rho(x_{n,1}) = \min \rho(x_i)$ , причем рассматриваем лишь те вершины, которые ранее не были включены ни в один из  $n - 1$  кусков. Если таких вершин несколько, то выбираем из них вершину с максимальным числом кратных ребер (минимальным числом смежных вершин). Если и таких вершин несколько, то выбираем любую из них.

5. Включаем выбранную вершину в  $n$ -й кусок:

$$A^*_{n,1} = x_{n,1}.$$

6. Переходим к выбору второй вершины  $n$ -го куска.  $n = 2$ .

7. Выбираем  $l$ -ю вершину  $n$ -го куска следующим образом. Определяем множество  $X_n$  вершин, связанных с формируемым множеством  $n$ -го куска  $X_n$ . При этом рассматриваем только те вершины, которые ранее не были включены ни в один кусок, а их установочная площадь  $S_{x_l}$  отвечает условию  $S_{x_l} \leq S_m - S_{x_{n,1}}$ , где  $S_{x_{n,1}}$  — установочная площадь формируемого куска  $X_n$ . Далее определяем относительные веса вершин множества  $X_n$ :

$$\delta(x_i) = \rho(x_i) - 2 \sum_{p \in E} a_{ip},$$

где  $E$  — множество номеров вершин, входящих в множество  $X_n$ .

Из множества  $X_n$  выбираем вершину  $x_j$  с минимальным относительным весом, т.е.  $\delta(x_j) = \min \delta(x_i)$ . Если таких вершин несколько, то выбираем из них вершину  $x_j$  с максимальной локальной степенью:  $\rho(x_j) = \max \rho(x_i)$ .

В случае, когда выбор  $l$ -й вершины  $n$ -го куска окажется безрезультатным (подходящей вершины нет), то формирование  $n$ -го куска заканчивается (далее п.16).

8. Выбранную в п.7 вершину включаем в формируемый  $n$ -й кусок:

$$X_n = X_n + x_{n,l}.$$

9. Рассчитываем установочную площадь вершин, входящих в множество  $X_n$ :

$$S_{x_n} = \sum_{i \in F} S_{x_{i,1}}$$

где  $F$  — множество номеров вершин, входящих в множество  $X_n$ . Определяем число внешних связей  $n$ -го куска  $X_n$ :

$$m_n = \sum_{i \in F} \delta(x_i) = \sum_{i \in F} \rho(x_i) - 2 \sum_{i \in F} \sum_{p \in F} a_{ip}.$$

10. Сравниваем рассчитанное число внешних связей  $m_n$  и максимально допустимое их число  $m$ . Если  $m_n \leq m$ , то переходим к п.11. В противном случае переходим к п.12.

11. Считаем, что включение  $l$ -й вершины в  $n$ -й кусок отвечает всем требованиям. Данный факт регистрируем значением  $K = 0$ . Переходим к п.15.

12. Проверяем, было ли удачным включение в  $n$ -й кусок предыдущей  $(l - 1)$ -й вершины. Если предыдущий цикл прошел успешно ( $K = 0$ ), то переходим к п.13; если нет ( $A = 1$ ), то переходим к п.15.

13. Запоминаем множество вершин  $n$ -го куска, которое было получено до включения в него  $l$ -й вершины, т.е.

$$X_n^* = X_n - x_{n,l}.$$

14. Считаем, что включение  $l$ -й вершины в  $n$ -й кусок не отвечает условию непревышения числом внешних связей куска максимального значения и регистрируем этот факт значением  $K = 1$ .

15. Переходим к выбору следующей  $(l + 1)$ -й вершины  $n$ -го куска:  $l = l + 1$ . Повторяем процедуру, начиная с п.7.

16. Подошли к этапу, когда вся установочная площадь  $S_m$  использована. Проверяем, было ли выполнено условие ограничения по числу внешних связей формируемого куска, т.е. выполнено ли неравенство

$$m_n \leq m.$$

Если это условие выполнено, то переходим к п.18. При этом считаем, что  $n$ -й кусок сформирован, т.е.  $X_n$  определено.

17. В случае, когда условие ограничения числа внешних связей не выполнено, формируемое множество  $X_n$  оставляем таким, каким оно было после последнего удачного цикла выбора очередной вершины, т.е.  $X_n = X_n^*$ .

18. Проверяем, все ли вершины рассмотрены. Если все, то переходим к п.20.

19. Если остались еще не рассмотренные вершины, то переходим к формированию следующего  $(n + 1)$ -го куска, начиная с п.4.

20. Определяем число кусков графа. На этом функциональное разбиение заканчиваем.

Следует отметить, что последовательный алгоритм не дает оптимального варианта разбиения, поэтому целесообразно выполнить несколько вариантов разбиения.

В [11] рассмотрен пример функционального разбиения схемы электрической принципиальной устройства управления.

### 5.2.5. Обеспечение электромагнитной совместимости модулей ИЭП

Одной из задач конструирования модулей ИЭП является обеспечение их работоспособности в условиях внутренних и внешних электромагнитных полей.

Исходными данными для расчета электромагнитной помехоустойчивости являются: конструкционные параметры модулей ИЭП; спектр частот помехи  $[f_i]$  и соответствующие им напряженности электрического поля  $F(f_i)$  или магнитной индукции  $D(f_i)$ ; допустимые значения напряженности  $E_d(f_i)$  или магнитной индукции  $B_d(f_i)$ .

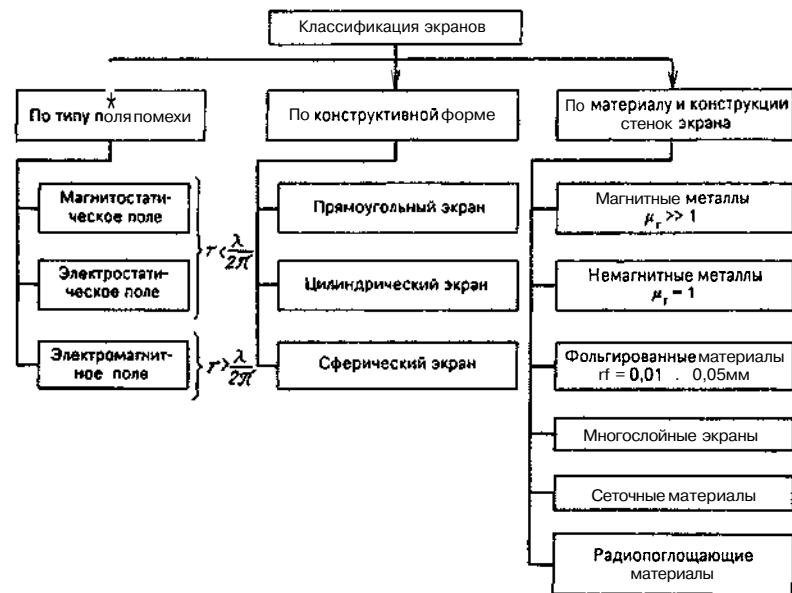


Рис. 5.10. Классификация электромагнитных экранов

Наибольшее воздействие на работоспособность модулей ИЭП оказывает магнитная составляющая электромагнитного поля  $B$ . Когда магнитное поле частотой  $f$  пересекает замкнутый контур площадью  $S$ , то в контуре возникает напряжение  $U$ :

$$|U| = 2\pi f S |B|. \quad (5.28)$$

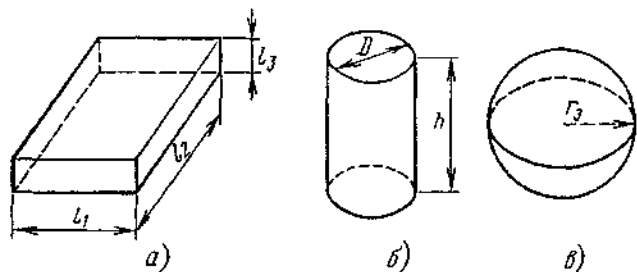
Рассчитанное по формуле (5.28) напряжение  $U$  является напряжением помехи для чувствительных компонентов модулей ИЭП. В случае анализа помехоустойчивости печатных узлов чувствительными компонентами обычно являются микросхемы, тогда  $S$  — наибольшая площадь замкнутого контура, образованного заземляющими и сигнальными проводниками. Если  $|U| \geq U_n$  и нет возможности уменьшить площадь контура, то необходим электромагнитный экран, эффективность которого

$$\mathcal{E}_n = 20 \lg(U/U_n). \quad (5.29)$$

Основное назначение экрана — ослабление электрического  $E$  или магнитного  $H$  полей. В зависимости от назначения различают экраны с внутренними источниками помехи и экраны внешнего электромагнитного поля, во внутренней полости которых помещаются чувствительные к помехам модули.

На рис. 5.10 приведена классификация электромагнитных экранов по трем признакам: типу поля помехи, конструктивной форме, материалу и конструкции стенок экрана. Последовательность расчета электромагнитного экрана следующая.





**Рис. 5.11.** Формы электромагнитных экранов: а — прямоугольная; б — цилиндрическая; в — сферическая

1. Определяем тип поля помехи. Область пространства вокруг условного излучателя электромагнитной помехи делится на ближнюю ( $r < \lambda/2\pi$ ) и дальнюю ( $r > \lambda/2\pi$ ) зоны, где  $r$  — расстояние от излучателя до экрана;  $\lambda$  — длина волны помехи. Если излучатель представлять в виде электрического диполя, то в ближней зоне существенно преобладает электрическое поле, в случае представления излучателя рамкой с током в ближней зоне преобладает магнитное поле. В первом случае можно говорить об электростатическом, а во втором — о магнитостатическом полях. Например, высоковольтные компоненты и приборы могут быть представлены электрическим диполем, а катушки индуктивности, трансформаторы, печатные проводники — рамкой с током. В дальней зоне излучения мощности электрического и магнитного полей равны. В модулях ИЭП экранируются как источники, так и приемники помехи. Вследствие принципа взаимности эффективность экранирования в том и другом случаях одинакова.

2. Выбираем конструктивную форму экрана в зависимости от экранируемого модуля или ИЭП в целом в виде параллелепипеда, цилиндра или сферы (рис. 5.11).

Форма экрана влияет в первую очередь на характеристическое сопротивление среды вблизи него и, как следствие, на эффективность экранирования. Кроме того, форма экрана влияет на его резонансные свойства, а именно на значение частоты, при которой происходит резкое увеличение магнитного или электрического поля внутри экрана. Чтобы иметь возможность сравнивать экраны различных форм, вводится общий параметр — эквивалентный радиус  $R_3$ .

Для экрана прямоугольной формы  $R_3 = \sqrt[3]{(3/4\pi)l_1l_2l_3}$ , для цилиндрического экрана  $R_3 = \sqrt{(3/16)D^2h}$ , для сферического экрана  $R_3 = r_3$ .

Низшая резонансная частота экрана может быть определена по приведенной формуле

$$f_{\text{рез}} \approx \frac{138}{R_3} \cdot 10^6. \quad (5.30)$$

Значение  $f_{\text{рез}}$  не должно входить в спектр частот помехи.

Таблица 5.4

Электрические параметры материалов, применяемых для экранирования

Материал	Удельная проводимость $a, \frac{\text{см}}{\text{с}} \cdot 10^{-7}$	Относительная магнитная проницаемость, $\mu_r$
Алюминий	3,54	1
Латунь	1,25	1
Медь	5,8	1
Серебро	6,2	1
Железо	1,0	1100...22000
Никель	1,38	12...80
Сталь	0,66	150
Пермаллой	0,42	80...8000

3. Выбираем материал и конструкцию стенок экрана. Материал стенок экрана оказывает наибольшее влияние на эффективность экранирования. Величиной, характеризующей экранирующее действие материала экрана, является глубина проникновения  $\delta$  (на такой глубине напряженность электрического поля уменьшается в  $e$  раз):

$$\delta = 0,52(\pi f \mu_r \sigma)^{-0,5}, \quad (5.31)$$

где  $f$  — частота поля помехи, МГц;  $\mu_r$  — относительная магнитная проницаемость;  $\sigma$  — удельная проводимость материала экрана.

Для немагнитных материалов  $\mu_r = 1$ , а для ферромагнитных  $\mu_r$  зависит от частоты  $f$ . Для стали эта зависимость может быть учтена следующим образом:

$$\mu_r \approx 150 - 30f \text{ при } f < 4 \text{ МГц,}$$

где  $f$  — частота, МГц.

Если экран работает в магнитном поле ближней зоны, эффективность магнитных материалов значительно выше немагнитных, так как  $\mu_r \gg 1$ . В электромагнитном поле дальней зоны немагнитные материалы, обладающие большей проводимостью по сравнению с магнитными, обеспечивают более высокую эффективность. В табл. 5.4 приведены электрические параметры наиболее применяемых для экранирования материалов.

Для электромагнитного экранирования используются тонколистовые и фольгированные материалы толщиной 0,01...0,05 мм. Широко применяются сеточные экраны. Это объясняется тем, что металлические сетки легки, а сеточные экраны проще в изготовлении, удобны в сборке и эксплуатации, не препятствуют конвективным потокам воздуха, светопрозрачны и позволяют получать достаточно высокую эффективность в широком диапазоне радиочастот.

Недостатком сеточных экранов является невысокая механическая прочность. Экранирующие свойства металлических сеток проявляются главным образом в результате отражения электромагнитной волны от их поверхности. Параметрами сетки, определяющими ее экранирующие свойства, являются: шаг сетки  $S_c$ , радиус проволоки  $r_n$  и удельная проводимость материала сетки.

4. Рассчитываем эффективность экранирования выбранного экрана и (при необходимости) требуемую толщину экрана. Ниже приводятся методики последовательности расчета экранов различного назначения.

#### Расчет магнитостатического экрана

На рис. 5.12 приведена условная схема магнитостатического экранирования за счет шунтирования магнитного поля экраном на частотах 0...1000 Гц. Для цилиндрического экрана (рис. 5.12, а) эффективность экранирования в случае  $\mu_r > 1$  определяется формулой

$$\mathcal{E}_H^H = 20 \lg [1 + 0,25(1 - r_1^2/r_2^2)(\mu_r + 1/\mu_r - 2)]. \quad (5.32)$$

Следовательно, для заданных  $\mathcal{E}_H^H$ ,  $\mu_r$  и  $r_2$  определим толщину экрана:

$$d^H = r_2 [1 - \sqrt{1 - 4(10^{\mathcal{E}_H^H/20} - 1)/(\mu_r + 1/\mu_r - 2)}]. \quad (5.33)$$

Для прямоугольного экрана (рис. 5.11, б)

$$\mathcal{E}_H^H = 20 \lg [1 + (1 - a_1^2/a_2^2)(\mu_r + 1/\mu_r - 2)], \quad (5.34)$$

тогда

$$d^H = 0,5a_2 [1 - \sqrt{1 - (10^{\mathcal{E}_H^H/20} - 1)/(\mu_r + 1/\mu_r - 2)}]. \quad (5.35)$$

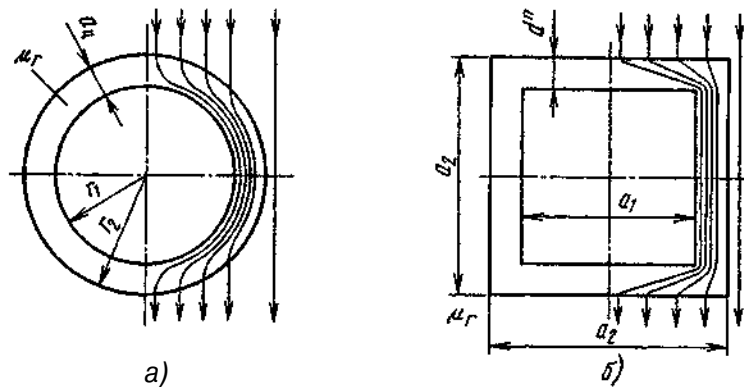


Рис. 5.12. Магнитостатический экран цилиндрической (а) и прямоугольной (б) форм

Для сферического экрана

$$\mathcal{E}_H^C = 20 \lg [1 + 0,22 \left(1 - \frac{(r_2 - d^C)^3}{r_1^3}\right) (\mu_r + 1/\mu_r - 2)], \quad (5.36)$$

тогда

$$d^C = r_2 [1 - \sqrt[3]{1 - 4,5(10^{\mathcal{E}_H^C/20} - 1)/(\mu_r + 1/\mu_r - 2)}]. \quad (5.37)$$

В целом эффективность магнитостатических экранов шунтированием магнитного поля невелика. Так, экран, изготовленный из специального сплава «Армо», у которого  $\mu_r = 3000$ , при радиусе 40 см и толщине 1 см обеспечивает эффективность 31,5 дБ.

#### Расчет электростатического экрана

Ориентировочно эффективность экранирования плоского листового электростатического экрана можно оценить по формуле

$$\mathcal{E}_E \text{ и } 20 \lg [5r_2^3/(a^2 a_1 - aa_1^2)], \quad (5.38)$$

где  $r_2$  — радиус эквивалентного плоского экрана;  $r_2$  и  $\sqrt{S_2/\pi}$ ;  $S_2$  — площадь поверхности экрана;  $a$  — расстояние между источником и приемником помехи;  $a_1$  — расстояние от экрана до приемника помехи.

Для электростатических экранов замкнутой формы эффективность экранирования

$$\mathcal{E}_E = 20 \lg (60\pi d\sigma). \quad (5.39)$$

Таким образом, минимальная толщина экрана

$$d_{\min E} = 10^{\mathcal{E}_E^*/20} / (60\pi\sigma),$$

где  $\mathcal{E}_E^*$  — необходимая эффективность экранирования.

#### Расчет электромагнитных экранов в дальней зоне излучения

Электромагнитный режим экранирования охватывает частотный диапазон  $10^3 \dots 10^9$  Гц при условии, что расстояние экрана от источника помех больше (5...6)λ, а поперечные размеры экрана меньше длины волны помехи.

Эффективность экранирования сплошного электромагнитного экрана в дальней зоне излучения определяется по формуле

$$\mathcal{E}_3 = 20 \lg |ch(kd)| + 20 \lg |1 + 0,5(z_b/z_3 + z_3/z_b)th(kd)|, \quad (5.40)$$

где  $d$  — толщина стенки экрана;  $z_b$  — характеристическое сопротивление окружающего пространства (для плоской волны  $z_b = 120\pi$  Ом);  $z_3$  — характеристическое сопротивление металла, из которого сделан экран:

$$z_3 = \sqrt{\pi f \mu_r \mu_0 / \sigma} \cdot e^{j\pi/4}, \quad \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м},$$

где  $k$  — коэффициент вихревых токов:

$$k = \sqrt{\pi f \mu_r \mu_0 \sigma} e^{j\pi/4}.$$

После выбора материала экрана можно построить график зависимости  $\mathcal{E}_3(d)$  для нижней частоты помехи. Значение  $d$ , при котором обеспечивается необходимое экранное затухание, является минимальной толщиной стенок экрана.

Расчет электромагнитных экранов в ближней зоне излучения

Эффективность экранирования  $\mathcal{E}$  цилиндрического электромагнитного экрана в ближней зоне излучения рассчитывается по формуле (5.40), причем  $z_b$  для экранирования электрической составляющей поля определяется зависимостью

$$z_b = z_{bE}^u = -j(2\pi f \epsilon_r \epsilon_0 r_s^u)^{-1}, \quad (5.41)$$

а для экранирования магнитной составляющей

$$z_b = z_{bH}^u = j2\pi f \mu_r \mu_0 r_s^u. \quad (5.42)$$

Здесь  $r_s^u$  — радиус цилиндрического экрана.

Для сферического экрана

$$\left. \begin{aligned} z_{bE}^c &= -j \cdot 18 \cdot 10^9 / (f r_s^c \sqrt{2}); \\ z_{bH}^c &= j \cdot 79 \cdot 10^{-7} f r_s^c / \sqrt{2}, \end{aligned} \right\} \quad (5.43)$$

где  $r_s^c$  — радиус сферы.

Для прямоугольного экрана-коробки

$$\left. \begin{aligned} z_{bE}^n &= -j36 \cdot 10^9 / f r_s^n; \\ z_{bH} &= j \cdot 158 \cdot 10^{-7} \cdot f r_s^n, \end{aligned} \right\} \quad (5.44)$$

где  $g$  — половина расстояния между стенками экрана, обращенными к источнику поля помехи.

Остальные величины, входящие в (5.40), рассчитываются так же, как и для экранирования в дальней зоне.

В области низких частот (до  $10^4$  Гц) для случая экранирования электрического поля в ближней зоне при выполнении условия

$$|z_{bE}/z_s| \gg z_s/z_{bE}$$

эффективность экранирования

$$\mathcal{E}_{bE} = 20 \lg |1 + 0,5 z_{bE} \sigma d|. \quad (5.45)$$

При экранировании магнитного поля в ближней зоне в низкочастотном диапазоне экран из магнитных металлов и сплавов имеет эффективность экранирования

$$\mathcal{E}_{bH} = 20 \lg |1 + \mu_r d / (2 r_s)|, \quad (5.46)$$

а из немагнитных материалов

$$\mathcal{E}_{bH} = 20 \lg |1 + k^2 r_s d / 2|. \quad (5.47)$$

Расчет перфорированных и сеточных экранов

Для перфорированных экранов эффективность экранирования

$$\mathcal{E}_{bE(H)} = 20 \lg \left[ \sqrt{\sigma d z_{bE(H)}} \sqrt[3]{\frac{\lambda}{r_s}} \left( \frac{a-D}{a} \right) \left( 1 - \frac{\pi m}{\lambda} \right)^6 e^{\frac{2\pi d}{m}} \right], \quad (5.48)$$

где  $a$  — расстояние между центрами отверстий;  $D$  — диаметр отверстий;  $\tau$  — наибольший размер отверстия в экране.

Эта формула применима для диапазона длин волн, в котором выполняется условие  $A > m\pi$ . При  $L \sim m\pi$  эффективность экранирования становится незначительной.

Для экранов, изготовленных из сеточных материалов, за толщину экрана принимают эквивалентную толщину сетки

$$d_c = \pi r_n^2 / S_c.$$

Формула для расчета эффективности таких экранов принимает вид

$$\mathcal{E}_{bE(H)} = 20 \lg \left[ \sqrt{d_c \sigma z_{bE(H)}} \sqrt[3]{\frac{1}{r_s}} \exp \left( \frac{2\pi r_n}{S_c - 2r_s} \right) \left( 1 - \frac{\pi r_n}{\lambda} \right)^6 \right], \quad (5.49)$$

где  $r_n$  и  $S_c$  — радиус провода и шаг сетки, мм.

Эффективность экранов, изготовленных из электрически тонких материалов, в том числе с металлизированными поверхностями, определяется из выражения

$$\mathcal{E}_{bE(H)} = 20 \lg \left[ 1,25 \pi \sqrt{d \sigma z_{bE(H)}} \sqrt[3]{\frac{\lambda}{r_s}} \left( 1 - \frac{\pi m}{\lambda} \right)^6 \right], \quad (5.50)$$

где  $d$  — толщина слоя металла.

Если рассчитанная эффективность экранирования больше требуемой, то на этом расчет заканчивают. В противном случае необходимо изменить конструктивные параметры: толщину, размер отверстий и т.п.

## 5.2.6. Обеспечение заданного теплового режима модулей ИЭП

Модуль ИЭП второго или третьего уровня разукрупнения представляет собой сложную систему тел со множеством внутренних источников теплоты. Точное аналитическое описание температурных полей внутри Модуля **невозможно** из-за громоздкости задачи и неточности исходных Данных: мощности источников теплоты, **теплофизических** свойств материалов, размеров границ. Поэтому используют:

а) ориентировочный выбор способа охлаждения на ранней стадии проектирования ИЭП;

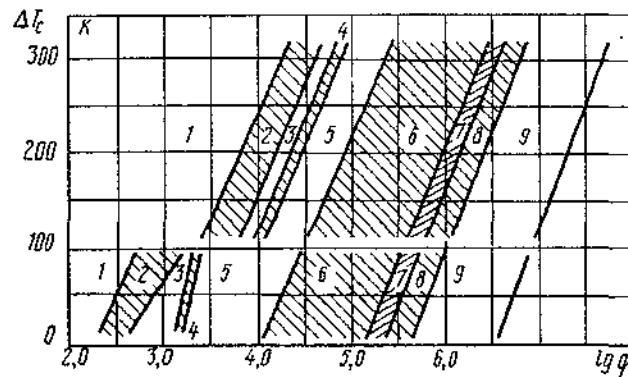


Рис. 5.13. Области целесообразного применения различных способов охлаждения

б) приближенные методы анализа и расчета теплового режима модулей ИЭП.

Выбор способа охлаждения ИЭП на ранней стадии проектирования можно выполнять с помощью графиков (рис. 5.13), характеризующих области целесообразного применения различных способов охлаждения.

За основной показатель, определяющий области целесообразного применения способа охлаждения, принимается значение плотности теплового потока, проходящего через поверхность теплообмена:

$$q = P \frac{K_P}{S_{\Pi}},$$

где  $P$  — суммарная мощность, рассеиваемая ИЭП с поверхности теплообмена;  $K_P$  — коэффициент, учитывающий давление воздуха (при атмосферном давлении  $K_P = 1$ );  $S_{\Pi}$  — поверхность теплообмена ИЭП:

$$S_{\Pi} = 2[L_1 L_2 + (L_1 + L_2)L_3]K_3;$$

$K_3$  — коэффициент заполнения ИЭП:

$$K_3 = \sum_{i=1}^n \frac{V_i}{V};$$

$V_i$  — объем  $i$ -го компонента ИЭП;  $n$  — число компонентов в ИЭП;  $V$  — объем, занимаемый ИЭП;  $L_1, L_2, L_3$  — размеры корпуса ИЭП.

Вторым показателем служит минимально допустимый перегрев компонентов в ИЭП

$$\Delta T_c = T_{i \text{ min}} - T_c,$$

где  $T_{i \text{ min}}$  — допустимая температура поверхности наименее теплостойкого компонента;  $T_c$  — температура окружающей среды

Для естественного охлаждения  $T_c = T_{c \text{ max}}$ , т.е. соответствует максимальной температуре окружающей среды. Для принудительного охлаждения  $T_c = T_{\text{вх}}$ , т.е. соответствует температуре охлаждающего воздуха (или охлаждающей жидкости) на входе в ИЭП.

На рис. 5.13 приведены области целесообразного применения различных способов охлаждения в координатах  $\Delta T_c, \lg q$ . Различают два типа областей: области, в которых можно рекомендовать применение определенного способа охлаждения, и области, в которых с примерно одинаковым успехом можно применять два или три способа охлаждения. Области первого типа не заштрихованы и относятся к следующим способам охлаждения: 1 — естественное воздушное; 3 — принудительное воздушное; 5 — принудительное жидкостное; 9 — принудительное испарительное.

Области второго типа заштрихованы: 2 — возможно применение естественного и принудительного воздушного охлаждения; 4 — возможно применение принудительного воздушного и жидкостного охлаждения; 6 — возможно применение принудительного жидкостного и естественного испарительного охлаждения; 7 — возможно применение принудительного жидкостного, принудительного и естественного испарительного охлаждения; 8 — возможно применение естественного и принудительного испарительного охлаждения.

Целью приближенного расчета является определение температур нагретой зоны и поверхности компонентов; знание температур необходимо также для оценки надежности ИЭП. Рекомендуется проводить расчет для наиболее критичного компонента, допустимая положительная температура которого имеет наименьшее значение среды всех компонентов, входящих в состав модуля ИЭП.

#### Расчет стационарного теплового режима блока ИЭП при естественном конвективном теплообмене

Конструкция блока ИЭП заменяется ее физической моделью, в которой нагретая зона представляется в виде параллелепипеда, имеющего среднеповерхностную температуру  $t_{\text{нз}}$  и рассеиваемую тепловую мощность  $P_{\text{из}}$ .

На рис. 5.14 показаны тепловые модели блоков ИЭП. За размеры нагретой зоны принимаются размеры шасси  $l_1$  и  $l_2$  и высота  $z$ , которая определяется по формуле

$$z = \delta_{\text{ш}} + h_{31} + h_{32}, \quad (5.51)$$

где  $\delta_{\text{ш}}$  — толщина шасси;  $h_{31}$  и  $h_{32}$  — части высоты нагретой зоны, расположенные со стороны шасси в первом и втором отсеках, на которые шасси делит блок ИЭП.

Таблица 5.5

Классификация конструкций в зависимости  
от характера теплообмена

Группа конструкций	Виды теплообмена между модулями первого уровня	Виды теплообмена между нагретой зоной и корпусом
I	Излучение, теплопроводность	Конвекция, излучение, теплопроводность
II	Конвекция, излучение, теплопроводность	Излучение, конвекция, теплопроводность
III	Излучение, теплопроводность	Излучение, теплопроводность

исходя из опыта разработки. Наиболее общим случаем является вторая группа конструкций.

Тепловая модель блока ИЭП плотной компоновки приведена на рис. 5.15.

Расчет теплового режима блока ИЭП можно условно разделить на три этапа:

определение температуры корпуса  $t_k$ ;

определение среднеповерхностной температуры нагретой зоны  $t_{нз}$ ;

определение температуры поверхности компонента схемы.

Для выполнения расчета теплового режима необходимы следующие исходные данные: размеры корпуса — 1 — корпус; 2 — нагретая зона; 3 — ширина  $L_1$ , глубина  $L_2$ , высота  $L_3$ ; — модуль первого уровня; 4 — компоненты (микроборка, микросхема, личины воздушных зазоров между на-

гретой зоной и нижней поверхностью корпуса  $h_n$ , нагретой зоной и верхней поверхностью корпуса  $h_v$ ; площадь перфорационных отверстий  $S_n$ ; мощность  $P_0$ , рассеиваемая блоком; мощность  $P_k$  компонентов, расположенных непосредственно на корпусе; базовая температура  $t_0$ , т.е. температура окружающей среды; теплофизические параметры воздуха и материалов конструкции блока.

#### Этап 1. Определение температуры корпуса блока

1. Рассчитываем удельную поверхностную мощность корпуса блока  $q_k$ :

$$q_k = P_0 / S_k, \quad (5.53)$$

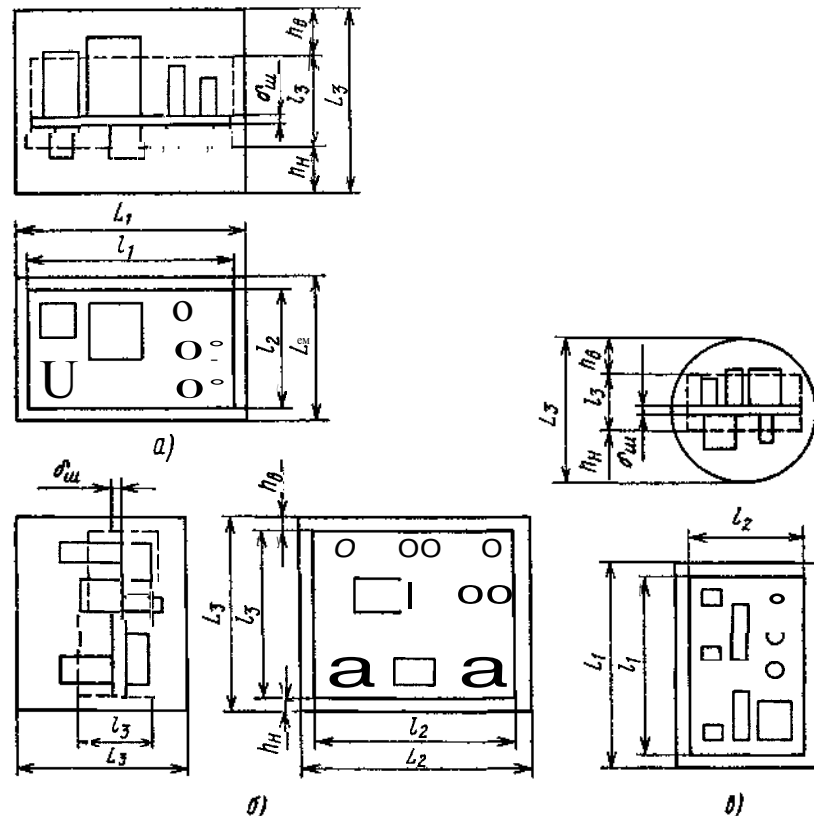


Рис. 5.14. Тепловые модели блоков ИЭП в виде параллелепипедов с горизонтально (а) и вертикально (б) ориентированными шасси и в виде цилиндра (в)

Размеры  $h_{31}$  и  $h_{32}$  определяются по формуле

$$h_{3j} = \sum_{i=1}^{n_j} V_i / (l_1 / l_2), \quad (5.52)$$

где  $j = 1, 2$  — номер отсека блока;  $V_i$  — объем  $i$ -й детали в  $j$ -м отсеке;  $n_j$  — число деталей в  $j$ -м отсеке.

Большая часть ИЭП имеет блоки разъемной, кассетной или книжной конструкции с плотной компоновкой. В зависимости от ориентации модулей первого уровня разукрупнения и величины воздушных зазоров между ними различают три группы конструкций по характеру теплообмена в них. Отличительные особенности этих групп приведены в табл. 5.5. Выбор той или иной группы осуществляется эмпирически

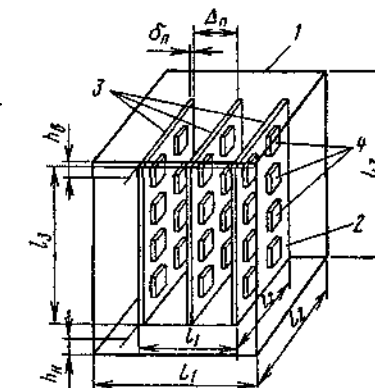
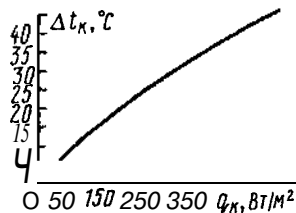


Рис. 5.15. Тепловая модель блока ИЭП

1 — корпус; 2 — нагретая зона; 3 — модуль первого уровня; 4 — компоненты (микроборка, микросхема, личины воздушных зазоров между на-

гретой зоной и нижней поверхностью корпуса  $h_n$ , нагретой зоной и верхней поверхностью корпуса  $h_v$ ; площадь перфорационных отверстий  $S_n$ ; мощность  $P_0$ , рассеиваемая блоком; мощность  $P_k$  компонентов, расположенных непосредственно на корпусе; базовая температура  $t_0$ , т.е. температура окружающей среды; теплофизические параметры воздуха и материалов конструкции блока.



где  $Sk = 2(L_1L_2 + L_2L_3 + L_1L_3)$  — площадь внешней поверхности корпуса блока.

2. По графику на рис. 5.16 задаемся перегревом  $\Delta t_k$  корпуса блока в первом приближении.

3. Определяем коэффициент лучеиспускания для верхней  $\alpha_{лв}$ , боковой  $\alpha_{лб}$  и нижней поверхностей корпуса:

$$\alpha_{ли} = \frac{\varepsilon_i \cdot 5,67 \left[ \left( \frac{t_0 + \Delta t_k + 273}{100} \right)^4 - \left( \frac{t_0 + 273}{100} \right)^4 \right]}{\Delta t_k}, \quad (5.54)$$

Рис. 5.16. Зависимость перегрева корпуса блока от удельной поверхностной мощности

где  $\varepsilon_i$  — степень черноты  $i$ -й наружной поверхности корпуса; определяется в зависимости от материала из табл. 5.6.

4. С учетом определяющей температуры  $t_m = t_0 + 0,5\Delta t_k$  рассчитываем число Грасгофа  $Gr$  для каждой поверхности корпуса:

$$Gr_{mi} = \beta_m g \frac{L_{опi}^3}{\nu_m^2} \Delta t_k, \quad (5.55)$$

где  $L_{опi}$  — определяющий размер  $i$ -й поверхности корпуса;  $\beta_m$  — коэффициент объемного расширения газов;  $\beta_m = (t_m + 273)^{-1}$ ;  $g$  — ускорение свободного падения;  $d = 9,8 \text{ м} \cdot \text{с}^{-2}$ ;  $\nu_m$  — кинематическая вязкость газа, для воздуха определяется из табл. 5.7.

Индекс  $m$  означает, что все параметры соответствуют определяющей температуре  $t_m$ .

5. Определяем число Прандтля  $Pr$  из табл. 5.7 для определяющей температуры  $t_m$ .

6. Находим режим движения газа или жидкости, обтекающих каждую поверхность корпуса:

$(Gr \cdot Pr)_m \leq 5 \cdot 10^2$  — режим переходный к ламинарному;

$5 \cdot 10^2 < (Gr \cdot Pr)_m \leq 2 \cdot 10^7$  — ламинарный режим;

$(Gr \cdot Pr)_m > 2 \cdot 10^7$  — турбулентный режим.

7. Рассчитываем коэффициенты  $\alpha_{ки}$  теплообмена конвекцией для каждой поверхности корпуса блока:

для переходного режима

$$\alpha_{ки} = 1,18 \frac{\lambda_m}{L_{опi}} (Gr \cdot Pr)_m^{1/8} N_i; \quad (5.56)$$

для ламинарного режима

$$\alpha_{ки} = 0,54 \frac{\lambda_m}{L_{опi}} (Gr \cdot Pr)_m^{1/4} N_i; \quad (5.57)$$

Степень черноты различных поверхностей

Таблица 5.6

Материал	$\varepsilon$
Алюминий полированный	0,05
Алюминий окисленный	0,25
Алюминий грубополированный	0,18
Алюминиевая фольга	0,09
Асбестовый картон	0,96
Бронза полированная	0,16
Бумага	0,92
Вольфрам	0,05
Графит	0,75
Дюралюминий (Д16)	0,39
Железо полированное	0,26
Золото	0,10
Ковар	0,82
Краски эмалевые	0,92
Лак	0,88
Латунь полированная	0,03
Латунь прокатанная	0,20
Медь полированная	0,02
Медь окисленная	0,65
Муар	0,90
Масляные краски	0,92
Никель полированный	0,08
Олово (луженое кровельное железо)	0,08
Платина	0,10
Резина твердая	0,95
Резина мягкая	0,86
Серебро полированное	0,05
Сталь никелированная	0,11
Сталь окисленная	0,80
Стальное литье	0,54
Саиса	0,96
Стекло	0,92
Силумин	0,25
Титан	0,63
Фарфор	0,92
Хром полированный	0,10
Цинк	0,25
Щелак черный матовый	0,91

Таблица 5.7

Теплофизические параметры сухого воздуха  
при давлении  $101,3 \cdot 10^3$  Па

$t_m, ^\circ\text{C}$	$\lambda_m, \times 10^2, \text{Вт}/(\text{м} \cdot \text{К})$	$\nu_m, \times 10^6, \text{м}^2/\text{с}$	$Pr$	$\rho, \text{кг}/\text{м}^3$
-50	2,04	9,23	0,728	1,584
-20	2,28	12,79	0,716	1,390
0	2,44	13,28	0,707	1,295
10	2,51	14,16	0,705	1,247
20	2,60	15,06	0,703	1,205
30	2,68	16,00	0,701	1,165
40	2,76	16,96	0,699	1,128
50	2,83	17,95	0,698	1,093
60	2,90	18,97	0,696	1,090
70	2,97	20,02	0,694	1,029
80	3,05	21,09	0,692	1,000
90	3,13	22,10	0,690	0,972
100	3,21	23,13	0,688	0,946
120	3,34	25,45	0,686	0,898

для турбулентного режима

$$\alpha_{ki} = 0,135 \frac{\lambda_m}{L_{опi}} (Gr \cdot Pr)_m^{1/3} N_i, \quad (5.58)$$

где  $\lambda_m$  — теплопроводность газа, для воздуха значение приведено в табл. 5.7;  $N_i$  — коэффициент, учитывающий ориентацию поверхности корпуса:

$$N_i = \begin{cases} 0,7 & \text{— для нижней поверхности,} \\ 1 & \text{— для боковой поверхности,} \\ 1,3 & \text{— для верхней поверхности.} \end{cases}$$

8. Определяем тепловую проводимость  $\sigma_k$  между поверхностью корпуса и окружающей средой:

$$\sigma_k = (\alpha_{кн} + \alpha_{лн})S_n + (\alpha_{кб} + \alpha_{лб})S_b + (\alpha_{кв} + \alpha_{лв})S_b, \quad (5.59)$$

где  $S_n$ ,  $S_b$ ,  $S_b$  — площади нижней, боковой и верхней поверхностей корпуса блока соответственно;

$$S_n = S_b = L_1 \cdot L_2; S_b = 2L_3(L_1 + L_2).$$

Часто применяются блоки ИЭП с **оребранными** поверхностями. В этом случае необходимо определить эффективный коэффициент теплообмена  $\alpha_{эф}$  **оребреной**  $i$ -й поверхности, который зависит от конструкции ребер и перегрева корпуса относительно окружающей среды. Определяется  $\alpha_{эф}$ ; так же, как при расчете радиатора (см. расчет радиатора)

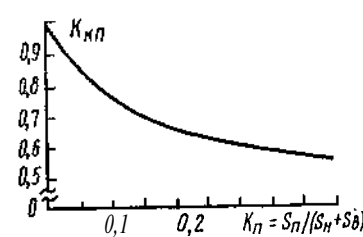


Рис. 5.17. Зависимость коэффициента  $K_{кп}$  от коэффициента перфорации корпуса блока

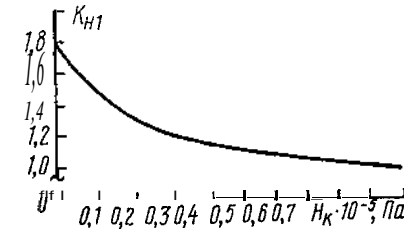


Рис. 5.18. Зависимость коэффициента  $K_{н1}$  от атмосферного давления

Определив эффективный коэффициент теплообмена  $\alpha_{эф}$ , переходят к расчету тепловой проводимости  $\sigma_k$  всего корпуса, которая состоит из суммы проводимостей неоребреной  $\sigma_{к0}$  и **оребреной**  $\sigma_{кр}$  поверхностей:

$$\sigma_k = \sigma_{к0} + \sigma_{кр},$$

где  $\sigma_{к0}$  рассчитывается по формуле (5.59), но без учета **оребреной** поверхности;

$$\sigma_{кр} = 0,77 \alpha_{эф} S_{pi} N_i;$$

$S_{pi}$  — площадь основания **оребреной** поверхности;  $N_i$  — коэффициент, учитывающий ориентацию этой поверхности.

9. Рассчитываем перегрев корпуса блока ИЭП во втором приближении  $\Delta t_{к0}$ :

$$t_{к0} = (P_0/\sigma_k) K_{кп} K_{н1}, \quad (5.60)$$

где  $K_{кп}$  — коэффициент, зависящий от коэффициента перфорации корпуса блока  $K_{п}$ ;  $K_{н1}$  — коэффициент, учитывающий атмосферное давление окружающей среды.

Графики для определения коэффициентов  $K_{кп}$  и  $K_{н1}$  приведены на рис. 5.17 и 5.18.

Коэффициент перфорации определяется как отношение площади перфорационных отверстий  $S_{п}$  к сумме площадей верхней и нижней поверхностей корпуса:

$$K_{п} = S_{п}/(S_n + S_b).$$

10. Определяем ошибку расчета:

$$\delta = |\Delta t_{к0} - \Delta t_k|/\Delta t_{к0}. \quad (5.61)$$

Если  $\delta \leq 0,1$ , то расчет можно считать законченным. В противном случае следует повторить расчет температуры корпуса для другого значения  $\Delta t_k$ , скорректированного в сторону  $\Delta t_{к0}$ .

11. Рассчитываем температуру корпуса блока:

$$t_k = t_0 + \Delta t_{к0}. \quad (5.62)$$

На этом первый этап расчета теплового режима блока ИЭП окончен.

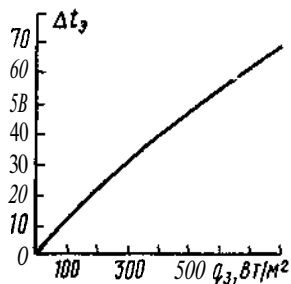


Рис. 5.19. Зависимость перегрева нагретой зоны от удельной поверхностной мощности

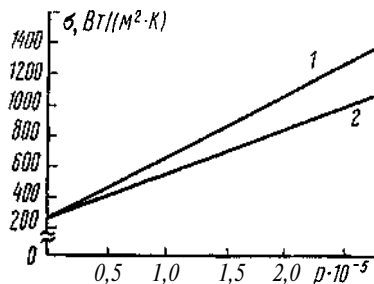


Рис. 5.20. Зависимости удельной тепловой проводимости от усилия прижима модулей к корпусу: 1 — контакт медь-алюминий; 2 — контакт алюминий-алюминий

## Этап 2. Определение среднесповерхностной температуры нагретой зоны

1. Вычисляем условную удельную поверхностную мощность  $q_3$  нагретой зоны блока:

$$q_3 = \frac{P_3}{1,82(l_1 l_2 + l_1 l_3 + l_2 l_3)}, \quad (5.63)$$

где  $P_3$  — мощность, рассеиваемая в нагретой зоне. В общем случае  $P_3 = P_0 - P_K$ , где  $P_K$  — мощность, рассеиваемая в компонентах, установленных непосредственно на корпус блока. В этом случае корпус блока выполняет функции радиатора.

2. Из графика на рис. 5.19 находим в первом приближении перегрев  $\Delta t_3$  нагретой зоны относительно температуры, окружающей блок среды.

3. Определяем коэффициенты теплообмена излучением между нижними  $\alpha_{3лн}$ , верхними  $\alpha_{3лв}$  и боковыми  $\alpha_{3лб}$  поверхностями нагретой зоны и корпусом:

$$\alpha_{3лi} = \varepsilon_{pi} 5,67 \left[ \left( \frac{t_0 + \Delta t_3 + 273}{100} \right)^4 - \left( \frac{t_K + 273}{100} \right)^4 \right] / (\Delta t_3 - \Delta t_{K0}), \quad (5.64)$$

где  $\varepsilon_{pi}$  — приведенная степень черноты  $i$ -й поверхности нагретой зоны и корпуса:

$$\varepsilon_{pi} = [1/\varepsilon_{3i} + (1/\varepsilon_{Ki} - 1)S_{3i}/S_{Ki}];$$

$\varepsilon_{3i}$  и  $S_{3i}$  — степень черноты и площадь  $i$ -й поверхности нагретой зоны.

4. Для определяющей температуры  $t_m = (t_K + t_0 + \Delta t_3)/2$  и определяющего размера  $L$ , находим числа Грасгофа  $Gr_{h1}$  и Прандтля  $Pr$  [формула (5.55) и табл. 5.7].

5. Рассчитываем коэффициенты конвективного теплообмена между нагретой зоной и корпусом для каждой поверхности: для нижней поверхности

$$\alpha_{3кн} = \frac{\lambda_m}{h_n};$$

для верхней поверхности

$$\alpha_{3кв} = \begin{cases} \frac{\lambda_m}{h_v} & \text{при } (Gr_{hв} Pr) < 10^3; \\ 0,234[6,25 - 5,25 \left( 1 + h_v / \sqrt{l_1 l_2} \right)^{-5/3}] \times \\ \times \lambda_m (Gr_{hв} Pr)^{1/4} / h_v & \text{при } (Gr_{hв} Pr) > 10^3; \end{cases} \quad (5.65)$$

для боковой поверхности

$$\alpha_{3кб} = \begin{cases} \frac{\lambda_m}{h_b} & \text{при } (Gr_{hб} Pr) < 10^3; \\ 0,18[6,25 - 5,25 \left( 1 + h_b / \sqrt{2(l_1 + l_2)l_3} \right)^{-5/3}] \times \\ \times \lambda_m (Gr_{hб} Pr)^{1/4} / h_b & \text{при } (Gr_{hб} Pr) > 10^3. \end{cases}$$

6. Определяем тепловую проводимость  $\sigma_{3к}$  между нагретой зоной и корпусом:

$$\sigma_{3к} = K_a \sum_{i=н,в,б} (\alpha_{3лi} + \alpha_{3ки}) S_{3i}, \quad (5.66)$$

где  $K_a$  — коэффициент, учитывающий кондуктивный теплообмен:

$$K_a = \begin{cases} 1,63 - \frac{0,157}{\sigma S_\lambda} & \text{при } \frac{1}{\sigma S_\lambda} \leq 4; \\ 1 & \text{при } \frac{1}{\sigma S_\lambda} > 4; \end{cases} \quad (5.67)$$

$\sigma$  — удельная тепловая проводимость от модулей к корпусу блока, зависит от усилий прижима к корпусу (рис. 5.20); при отсутствии прижима  $\sigma = 240 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot \text{К})$ ;  $S_\lambda$  — площадь контакта рамки модуля с корпусом блока.



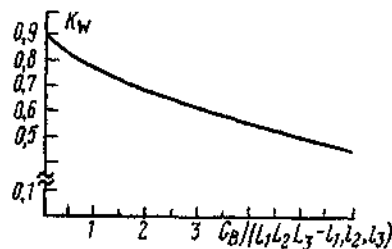


Рис. 5.21. Зависимость коэф-фициента  $K_W$  от кратности обмена воздуха в блоке

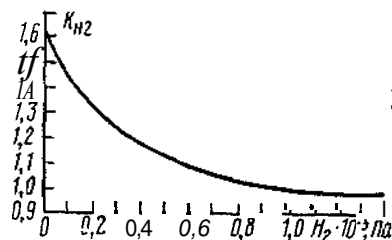


Рис. 5.22. Зависимость ко-эффициента  $K_{H2}$  от давления воздуха внутри блока

7. Рассчитываем нагрев нагретой зоны  $\Delta t_{30}$  во втором приближении:

$$\Delta t_{30} = \Delta t_{k0} + \frac{P_3 K_{кп} K_W K_{H2}}{\sigma_{зк}}, \quad (5.68)$$

где  $K_W$  — коэффициент, учитывающий внутреннее перемешивание воздуха, зависит от производительности вентилятора  $G_B$  (рис. 5.21);  $K_{H2}$  — коэффициент, учитывающий давление воздуха внутри блока (рис. 5.22).

8. Определяем ошибку расчета

$$\delta = |\Delta t_{30} - \Delta t_3| / \Delta t_{30}.$$

Если  $S < 0,1$ , то расчет окончен. При  $\delta \geq 0,1$  следует повторить расчет для скорректированного значения  $\Delta t_3$ .

9. Рассчитываем температуру нагретой зоны

$$t_3 = t_0 + \Delta t_{30}. \quad (5.69)$$

На этом второй этап расчета теплового режима блока ИЭП заканчивается.

### Этап 3. Расчет температуры поверхности компонента схемы

Для определения температуры корпуса компонента, например микросхемы, установленной в модуле первого уровня разукрупнения, операции расчета выполняют в следующей последовательности.

1. Определяем эквивалентный коэффициент теплопроводности модуля, в котором расположена микросхема, для вариантов:

при отсутствии теплопроводных шин  $\lambda_{экв} = \lambda_n$ , где  $\lambda_n$  — теплопроводность материала основания платы;

при наличии теплопроводных шин

$$\lambda_{экв} = (1 - A) \lambda_n \left[ 1 - \frac{V_{ш}}{V_n} + \frac{1}{(V_{ш}/V_n)(\lambda_{ш}/\lambda_n) + 1 - V_{ш}/V_n} \right]^{-1} + A \frac{\lambda_n}{2} \left[ 1 + \frac{\lambda_{ш} V_{ш}}{\lambda_n V_n} + \frac{1}{1 - V_{ш}/V_n} \right], \quad (5.70)$$

Теплофизические свойства материалов

Таблица 5.8

Материал	Коэффициент теплопроводности, А, Вт/(м·К)
Алюминий	208
Бронза	64
Латунь	85,8
Медь	390
Сталь	45,5
Асбестовая ткань	0,169
Асбест листовой	0,116
Слюда	0,583
Пластмасса полихлорвиниловая	0,443
Фторопласт-4	0,25
Полистирол	0,09...0,14
Эбонит	0,163
Стеклотекстолит	0,24...0,34
Стекло	0,74
Фарфор	0,834
Картон	0,231
АЛ-9	151
АЛ-2	175
АМЦ	188
Пенопласт ПХВ-2	0,04
Пенополиуретан ЭПЭ	0,06

где  $\lambda_{ш}$  — теплопроводность материала теплопроводной шины;  $V_n$  — объем печатной платы с учетом объема теплопроводных шин;  $V_{ш}$  — объем теплопроводных шин на печатной плате;  $A$  — поверхностный коэффициент заполнения платы модуля теплопроводными шинами:

$$A = S_{ш}/S_n;$$

$S_{ш}$  — суммарная площадь, занимаемая теплопроводными шинами на печатной плате.

В табл. 5.8 приведены Теплофизические параметры некоторых материалов.

2. Определяем эквивалентный радиус корпуса микросхемы:

$$R = \sqrt{S_{о.имс}/\pi}, \quad (5.71)$$

где  $S_{о.имс}$  — площадь основания микросхемы.

3. Рассчитываем коэффициент распространения теплового потока:

$$m = \sqrt{\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{\delta_n \lambda_{экв}}}, \quad (5.72)$$

где  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  — коэффициенты теплообмена с первой и второй сторон печатной платы, для естественного теплообмена

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 17 \text{ Вт}/(\text{м}^2\text{К});$$

$\delta_{\text{п}}$  — толщина печатной платы модуля

4 Определяем искомый перегрев поверхности корпуса микросхемы

$$t_{\text{имс}} = \Delta t_{\text{в}} + \frac{K Q_{\text{имс}}}{K_{\alpha} (S_{\text{имс}} - S_{0 \text{ имс}}) + \frac{1}{\frac{\delta_3}{\lambda_3 \pi R^2} + \frac{1}{B + M \pi R \lambda_{\text{эв}} \delta_{\text{п}} m \frac{K_1(mR)}{K_0(mR)}}}} + \sum_{i=1}^N Q_{\text{имс}i} \frac{K_0(mr_i)}{K_0(mR_i)} \left\{ K_{\alpha i} (S_{\text{имс}i} - S_{0 \text{ имс}i}) \left\{ 1 + \left[ \frac{\delta_{3i}}{\lambda_{3i} \pi R_i^2} + \frac{1}{K_{\alpha i} (S_{\text{имс}i} - S_{0 \text{ имс}i})} \right] \left( B_i + M \pi R_i \lambda_{\text{эв}i} \delta_{\text{п}i} m \frac{K_1(mR_i)}{K_0(mR_i)} \right) \right\} \right\}^{-1}, \quad (5.73)$$

где  $B$  и  $M$  — условные величины, введенные для упрощения формы записи: при одностороннем расположении корпусов микросхем на печатной плате  $B = 8,5\pi R^2 \text{ Вт}/\text{К}$ ,  $M = 2$ , при двустороннем расположении корпусов  $B = 0$ ,  $M = 1$ ;  $K$  — эмпирический коэффициент для корпусов микросхемы, центр которых отстоит от торцов печатной платы на расстоянии менее  $3R$ ,  $A'' = 1,14$ ; для корпусов микросхем, центр которых отстоит от торцов печатной платы на расстоянии более  $3R$ ,  $A'' = 1$ ,  $K_{\alpha}$  — коэффициент теплоотдачи от корпусов микросхем определяется по графику на рис. 5.23;  $K_1$  и  $K_0$  — модифицированные функции Бесселя;  $N$  — число  $i$ -х корпусов микросхем, расположенных вокруг корпуса рассматриваемой микросхемы на расстоянии не более  $10/m$ , т.е.  $r_i \leq 10/m$ ;  $t_{\text{в}}$  — среднеобъемный перегрев воздуха в блоке:

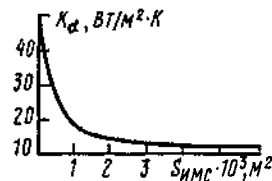


Рис. 5.23. Зависимость коэффициента теплоотдачи  $K_{\alpha}$  от площади поверхности корпуса микросхемы

$$\Delta t_{\text{в}} = (\Delta t_{\text{к0}} + \Delta t_{\text{н30}})/2;$$

$Q_{\text{имс}i}$  — мощность, рассеиваемая  $i$ -й микросхемой;  $S_{\text{имс}i}$  — суммарная площадь поверхности  $i$ -й микросхемы,  $\delta_{3i}$  — зазор между микросхемой и печатной платой,  $\lambda_{3i}$  — коэффициент теплопроводности материала, заполняющего этот зазор.

5. Определяем температуру поверхности корпуса микросхемы:

$$t_{\text{имс}} = t_0 + \Delta t_{\text{имс}}. \quad (5.74)$$

Дискретный компонент можно считать подобно микросхеме с локальным источником теплоты на пластинке. Методика определения температуры поверхности корпуса компонента будет аналогична. Необходимо лишь ввести соответствующие значения геометрических параметров в уравнения (5.71)–(5.74).

### Расчет стационарного режима блока ИЭП при принудительном охлаждении

Тепловая модель блока ИЭП с принудительным воздушным охлаждением аналогична модели, изображенной на рис. 5.14. Дополнительными исходными данными являются мощность  $Q$  и КПД  $\eta_{\text{в}}$  вентилятора, расход охлаждающего воздуха  $C$ , кг/с.

Расчет теплового режима можно разделить на два этапа: определение коэффициентов теплоотдачи от модулей первого уровня и расчет температуры компонента.

#### Этап 1. Расчет коэффициентов теплоотдачи

1. Определяем площадь свободного сечения канала между двумя соседними модулями первого уровня на расстоянии  $x$  от входа охлаждающего потока воздуха. Обозначим через  $l_x$  размер стороны печатной платы модуля, параллельный направлению охлаждающего потока, а через  $l_y$  — размер стороны платы, перпендикулярный направлению охлаждающего потока. Расстояние  $x$  определяется размерами компонента, для которого проводится тепловой расчет (рис. 5.24):

$$f_{\text{кx}} = l_y \Delta_{\text{п}} - \sum_{i=1}^{n(x)} S_{\text{эyi}}, \quad (5.75)$$

где  $n_x$  — число компонентов, расположенных в канале между платами в сечении  $x$ ;  $S_{\text{эyi}}$  — площадь поперечного сечения  $i$ -го компонента в сечении  $x$ ;  $\Delta_{\text{п}}$  — расстояние между несущими платами.

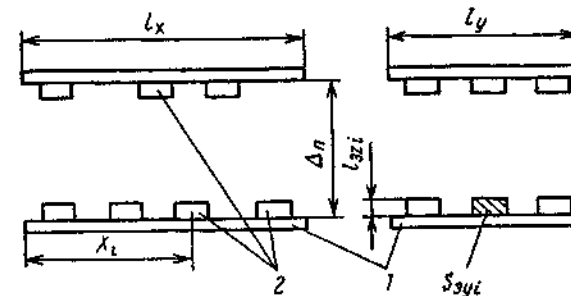


Рис. 5.24. Модель воздушного канала между двумя модулями (1) с элементами (2)

2. Рассчитываем эквивалентный диаметр канала:

$$d_{\text{экв}} = \frac{2f_{\text{кx}}}{l_y + \Delta_n + 2 \sum_{i=1}^{n_x} l_{\text{э}i}}, \quad (5.76)$$

где  $l_{\text{э}i}$  — высота  $i$ -го компонента.

3. Определяем перегрев воздуха в сечении канала на расстоянии  $ж$ : при проточной вентиляции

$$\Delta t_{\text{в}} = \frac{\sum_{j=1}^{n_y} Q_{\text{э}j} + \eta_{\text{в}} Q_{\text{в}}}{1000 C}; \quad (5.77a)$$

при вытяжной вентиляции

$$\Delta t_{\text{в}} = \frac{\sum_{j=1}^{n_y} Q_{\text{э}j}}{1000 C}, \quad (5.77b)$$

где  $Q_{\text{э}j}$  — мощность  $j$ -го компонента, расположенного перед корпусом рассчитываемого компонента по направлению воздушного потока в канале;  $n_y$  — число таких компонентов.

4. Определяем температуру воздуха в сечении канала на расстоянии  $х$ :

$$t_{\text{в}} = t_0 + \Delta t_{\text{в}}. \quad (5.78)$$

5. Рассчитываем критерий Рейнольдса:

$$\text{Re} = \frac{C d_{\text{экв}}}{\nu_{\text{в}} \rho_{\text{в}} f_{\text{кx}} (N_{\text{п}} - 1)}, \quad (5.79)$$

где  $\nu_{\text{в}}$  — коэффициент кинематической вязкости воздуха;  $\rho_{\text{в}}$  — плотность воздуха;  $N_{\text{п}}$  — число печатных плат блока.

Величины  $\nu_{\text{в}}$  и  $\rho_{\text{в}}$  определяются при температуре воздуха  $t_{\text{в}}$  (см. табл. 5.7).

6. Определяем коэффициент теплоотдачи для канала в зависимости от типов корпусов компонентов в сечении на расстоянии  $ж$ : прямоугольные корпуса со штыревыми выводами

$$\alpha_1 = \begin{cases} \Gamma & 0,29 \lambda_{\text{в}} \sqrt{\text{Re}} / d_{\text{экв}} \text{ при } \text{Re} \leq 944; \\ \sim \sqrt{0,037 \lambda_{\text{в}} \text{Re}^{0,8} / d_{\text{экв}}} & \text{при } 944 < \text{Re} \leq 10^4; \end{cases} \quad (5.80)$$

цилиндрические корпуса

$$\alpha_1 = \begin{cases} \Gamma & 0,39 \lambda_{\text{в}} \sqrt{\text{Re}} / d_{\text{экв}} \text{ при } \text{Re} \leq 944; \\ \sim \sqrt{0,051 \lambda_{\text{в}} \text{Re}^{0,8} / d_{\text{экв}}} & \text{при } 944 < \text{Re} \leq 10^4; \end{cases} \quad (5.81)$$

плоские корпуса с планарными выводами

$$\alpha_1 = \begin{cases} 0,25 \lambda_{\text{в}} \sqrt{\text{Re}} / d_{\text{экв}} & \text{при } \text{Re} \leq 2000; \\ 0,026 \lambda_{\text{в}} \text{Re}^{0,8} / d_{\text{экв}} & \text{при } 2000 < \text{Re} \leq 10^4, \end{cases} \quad (5.82)$$

где  $\lambda_{\text{в}}$  — коэффициент теплопроводности воздуха при температуре  $t_{\text{в}}$  (см. табл. 5.7).

7. Аналогично пп.1...6 определяем коэффициент теплоотдачи  $\alpha_2$  в соседнем канале, т.е. по другую сторону печатной платы, на которой расположен рассчитываемый компонент.

### Этап 2. Расчет температуры поверхности корпуса микросхемы

Расчет температуры компонента проводится по пп.1...5 этапа 3 анализа теплового режима блока ИЭП при свободной конвекции [см. (5.71)–(5.74)].

На этом расчет теплового режима блока ИЭП при принудительном охлаждении заканчивается.

### Расчет радиаторов

Перегрев компонентов ИЭП можно уменьшить путем увеличения теплоотдающей поверхности, т.е. установки компонента на радиатор. Для систем воздушного охлаждения широко используют следующие типы радиаторов [17]: пластинчатые, ребристые, игольчато-штыревые, типа «краб», жалюзийные, петельно-проволочные. Их конструкции приведены на рис. 5.25.

При наличии принудительного охлаждения наибольшей эффективностью обладают игольчато-штыревые радиаторы.

Исходными данными при проектировании или выборе радиатора являются: предельная температура рабочей области прибора  $t_{\text{р}}$ ; рассеиваемая прибором мощность  $P$ ; температура окружающей среды  $t_0$ ; внутреннее тепловое сопротивление прибора между рабочей областью и корпусом  $R_{\text{вн}}$ ; тепловое сопротивление контакта между прибором и радиатором  $R_{\text{к}}$ . Тепловая модель прибора с радиатором приведена на рис. 5.26.

**Методика расчета радиатора следующая [17].**

1. Определяем перегрев места крепления прибора к радиатору:

$$t_{\text{к}} - t_0 = (t_{\text{р}} - t_0) - P(R_{\text{вн}} + R_{\text{к}}), \quad (5.83)$$

где  $R_{\text{к}} \approx 2,2 \cdot 10^{-4} S_{\text{к}}$ ;  $S_{\text{к}}$  — площадь контактной поверхности,  $\text{м}^2$ .

2. Определяем в первом приближении средний перегрев основания радиатора:

$$\Delta t_{\text{с}} = t_{\text{с}} - t_0 \approx 0,83(t_{\text{к}} - t_0). \quad (5.84)$$

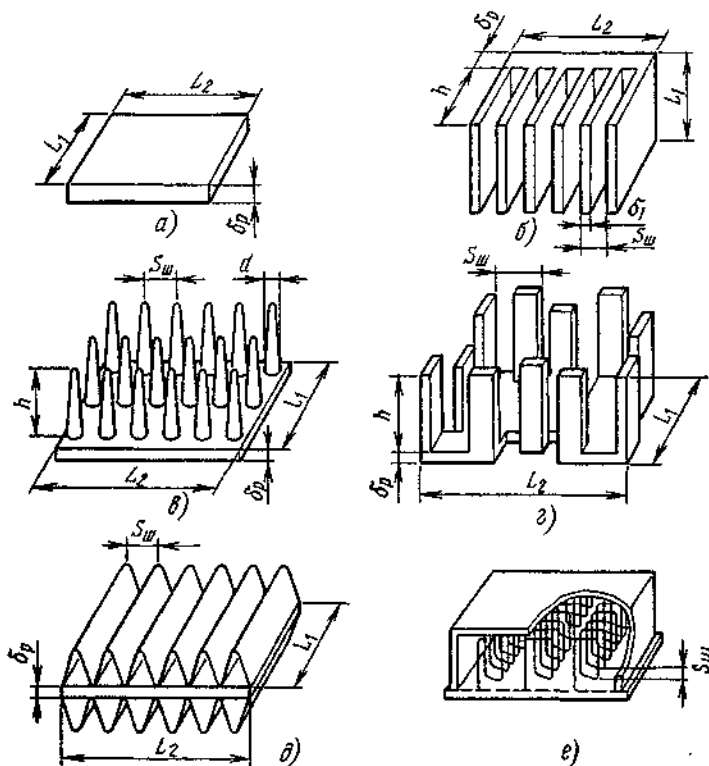


Рис. 5.25. Радиаторы воздушного охлаждения: а — пластинчатый; б — ребристый; в — игольчато-штыревой; г — типа «краб»; д — жалюзный; е — петельно-проволочный

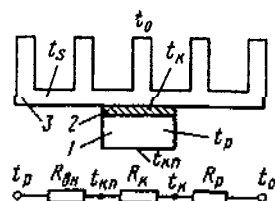


Рис. 5.26. Тепловая модель прибора с радиатором: 1 — прибор; 2 — область теплового контакта; 3 — радиатор

3. Выбираем тип радиатора. Эта процедура является эмпирической и предполагает знание сравнительной эффективности различных типов радиаторов. В первом приближении выбрать тип радиатора и условия теплообмена можно с помощью графиков, представленных на рис. 5.27.

Здесь предполагается, что удельная мощность рассеивания  $q = P/S_p$  задана и точка пересечения параметров  $\Delta t_s$  и  $q$  указывает область, которой соответствует определенный тип радиатора и условия охлаждения ( $S_p$  — площадь основания радиатора).

4. Определяем коэффициент эффективной теплоотдачи радиатора.

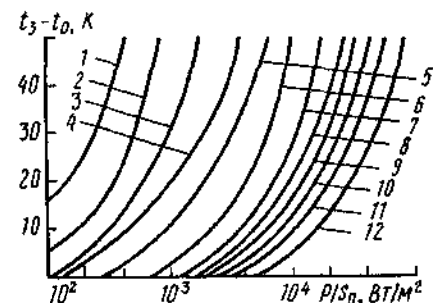


Рис. 5.27. Графики выбора типа радиатора: при свободной конвекции — пластинчатые (1), ребристые (1...4), игольчато-штыревые (1...5); при вынужденном движении воздуха — пластинчатые (5), ребристые (6, 7, 8), петельно-проволочные (8, 9), жалюзные (10, 11), игольчато-штыревые (11, 12)

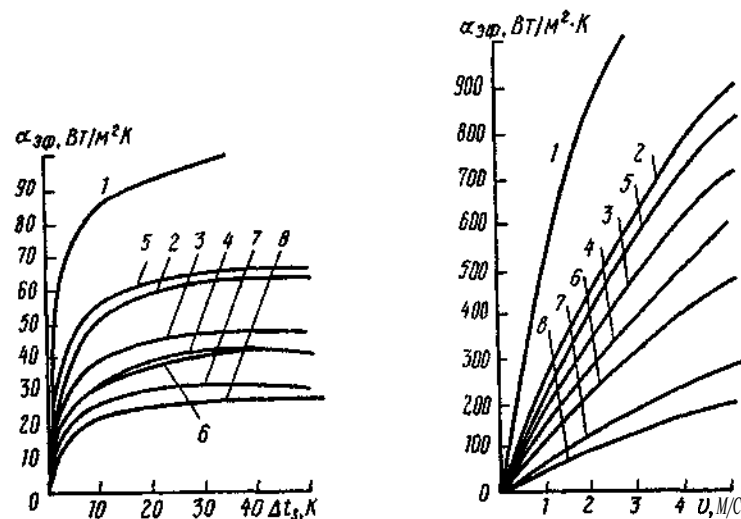


Рис. 5.28. Зависимости коэффициента эффективной теплоотдачи игольчато-штыревых радиаторов в условиях свободной конвекции

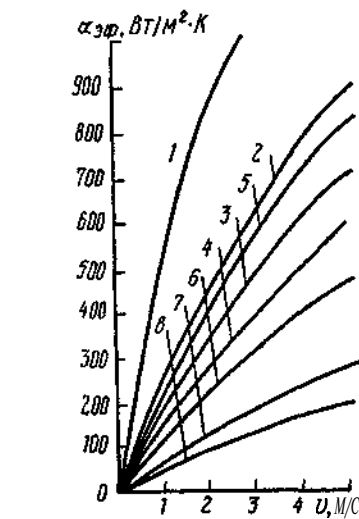


Рис. 5.29. Зависимости коэффициента эффективной теплоотдачи игольчато-штыревых радиаторов в условиях вынужденного охлаждения

а) Игольчато-штыревые радиаторы.

Графики зависимости коэффициента эффективности теплоотдачи игольчато-штыревых радиаторов приведены на рис. 5.28, а их конструктивные параметры — в табл. 5.9.

В условиях вынужденного воздушного охлаждения коэффициент эффективности теплоотдачи этих радиаторов выбирается в зависимости от скорости потока воздуха  $v$  из графика на рис. 5.29.

Таблица 5 9

Конструктивные параметры игольчато-штыревых радиаторов

Номера позиций радиаторов на рис. 5.28 и 5.29	Размеры, мм		
	$h$	$S_{ш}$	$d$
1	32	7	2,5
2	20	7	2
3	15	7	2
4	12,5	7	2,5
5	32	9	2,5
6	20	9	2
7	15	9	2
8	12,5	9	2

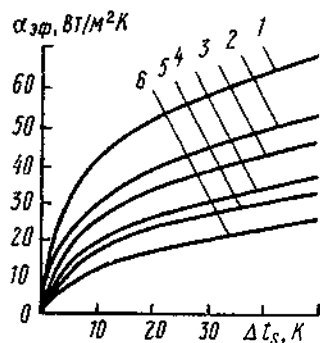


Рис. 5.30. Зависимости коэффициента эффективной теплоотдачи ребристых радиаторов в условиях свободной конвекции

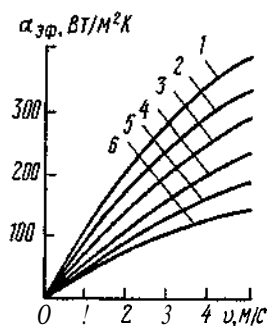


Рис. 5.31. Зависимости коэффициента эффективной теплоотдачи ребристых радиаторов в условиях вынужденного охлаждения

#### б) Ребристые радиаторы.

Графики зависимости коэффициента эффективной теплоотдачи ребристых радиаторов в условиях свободного и вынужденного охлаждения представлены на рис. 5.30 и 5.31. Конструктивные параметры ребристых радиаторов приведены в табл. 5 10

5. Находим площадь основания радиатора:

$$S_p = L_1 L_2 = \frac{P}{\alpha_{эф} \Delta t_s}. \quad (5.85)$$

6. Определяем средний перегрев основания радиатора во втором

Таблица 5 10

Конструктивные параметры ребристых радиаторов

Номера позиций радиаторов на рис 5.30 и 5.31	Размеры, мм			
	$h$	$S_{ш}$	$\delta_1$	$L_1 = L_2$
1	32	10	1	40
2	32	10	1	80
3	20	10	1	40
4	20	10	1	80
5	12,5	10	1	40
6	12,5	10	1	80

приближении:

$$t_{s0} = \frac{\Delta t_k S_k / S_p}{[(\text{sh}(P \sqrt{S_k / S_p}) \text{ch}^2(P/2)) / P - \text{ch}(P \sqrt{S_k / S_p}) + 1]^2}, \quad (5.86)$$

где

$$P = \sqrt{B \left[ 1,5 - \left( \frac{\text{sh}(2\sqrt{B})}{2\sqrt{B}} + 1 \right) \right]^{-1}};$$

$$B = \alpha_{эф} S_p / (\lambda_p \delta_p);$$

$\lambda_p$  — коэффициент теплопроводности материала радиатора;  $\delta_p$  — толщина основания радиатора.

7 Уточняем площадь основания радиатора:

$$S_{p0} = P / \alpha_{эф} \Delta t_{s0}. \quad (5.87)$$

Если перечисленные способы охлаждения ИЭП окажутся недостаточно эффективными, то можно рекомендовать для применения следующие системы охлаждения: жидкостную; испарительную, с помощью тепловых труб; с помощью эффекта Пельтье и т.п. Выбор конструктивной схемы указанных систем охлаждения и их расчет приведены в [14, 17].

#### 5.2.7. Защита ИЭП от механических воздействий

Для обеспечения работоспособности ИЭП и их модулей в условиях механических воздействий необходимо выполнить расчет действующих на элементы конструкции и компоненты схемы ИЭП перегрузок от вибраций и ударов, а также максимальных перемещений.

## Расчет на действие вибрации

Периодическая вибрация характеризуется спектром, т.е. суммой гармонических составляющих. На рис. 5.32 приведена зависимость виброускорения  $a_{0i}$   $i$ -й гармоники от частоты  $f_i$ .

Коэффициент виброперегрузки  $n_{Bi}$ , амплитуды виброускорения  $a_{0i}$  и виброперемещения  $\xi_{0i}$  связаны между собой соотношением

$$n_{Bi} = a_{0i}/g = (4\pi^2 f_i^2 \xi_{0i})/g. \quad (5.88)$$

1. Определяем частоту собственных колебаний отдельных конструктивных элементов ИЭП и их модулей.

Частоту собственных колебаний равномерно нагруженной пластины вычисляем по формуле

$$f_0 = \frac{K_\alpha}{2\pi a^2} \sqrt{\frac{Dab}{m}}, \quad (5.89)$$

где  $a$  и  $b$  — длина и ширина пластины;  $D$  — цилиндрическая жесткость:

$$D = Eh^3/12(1-\nu^2);$$

$E$  — модуль упругости;  $h$  — толщина пластины;  $\nu$  — коэффициент Пуассона;  $m$  — масса пластины с элементами и компонентами;  $K_\alpha$  — коэффициент, зависящий от способа закрепления сторон пластины, определяется по формуле

$$K_\alpha = k \sqrt{\alpha + \beta \frac{a^2}{b^2} + \gamma \frac{a^4}{b^4}}.$$

Значения коэффициентов  $k$ ,  $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\gamma$  приведены в табл. 5.11.

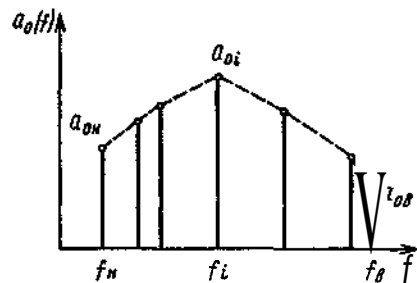


Рис. 5.32. Спектр периодической вибрации, действующей на ИЭП

$$f_0 = \frac{\pi}{2a^2} \left(1 + \frac{a^2}{b^2}\right) \sqrt{\frac{Dab}{m}}. \quad (5.90)$$

Таблица 5.11

Закрепление плат

Эскиз закрепления	Коэффициенты			
	$k$	$\alpha$	$\beta$	$\gamma$
	9,87	1	2	1
	9,87	1	2,33	2,44
	15,42	1	0,95	0,41
	9,87	1	2,57	5,14
	22,37	1	0,48	0,19
	15,42	1	1,11	1
	22,37	1	0,57	0,47
	15,42	1	1,19	2,1
	22,37	1	0,61	1
	3,52	0	1	0
	9,87	0	0	1

Продолжение табл. 5.11

Эскиз закрепления	Коэффициенты			
	$\Gamma c$	$a$	$\beta$	$\gamma$
	9,87	1	0	0
	9,87	0	0,43	1
	9,87	1	0,43	0
	3,52	1	5,97	40,5
	22,37	1	0,14	0,02
	3,52	1	2,48	1
	22,37	1	0	0
	22,37	0	0	1
	3,52	1	0	0
	3,52	0	0	1
	15,42	1	0	0

Окончание табл. 5.11

Эскиз закрепления	Коэффициенты			
	*	$a$	$\beta$	$\gamma$
	15,42	0	0	1
	3,52	1	5,56	19,2
	15,42	1	0,29	0,05
	3,52	1	1,58	0
	3,52	0	1,58	1
	22,37	0	0,1	1
	22,37	1	0Д	0
	15,42	0	0,34	1
	15,42	1	0,34	0
	9,87	1,26	0,6	1
	9,87	1	0,6	1,26

Таблица 5.12  
Зависимость коэффициента  $\varphi$  от способа закрепления

Эскиз закрепления	$lf$
	3,56
	2,45
	1,57
	0,56

Частоту собственных колебаний балочных конструкций определяем по следующей формуле:

$$f_0 = \frac{\varphi}{l^2} \sqrt{\frac{EJ}{m'}}, \quad (5.91)$$

где  $l$  — длина пролета балки;  $\varphi$  — коэффициент, зависящий от способа закрепления (табл. 5.12);  $J$  — момент инерции;  $m'$  — приведенная погонная масса:

$$m' = m_0 + \frac{1}{l} \sum_{i=1}^n K_i m_i;$$

$m_0$  — равномерно распределенная погонная масса;  $m_i$  —  $i$ -я сосредоточенная масса;  $n$  — число сосредоточенных масс на балке;  $K_i$  — коэффициент приведения сосредоточенной массы  $m_i$  к равномерно распределенной.

Значения коэффициента  $K_i$  в зависимости от относительной абсциссы сосредоточенной массы  $a_i = x_i/l$  (рис. 5.33) и вида закрепления приведены на рис. 5.34.

В табл. 5.13 приведены характеристики некоторых материалов, применяемых в ИЭП и их модулях.

2. Определяем коэффициент динамичности системы. Для механической системы с одной степенью свободы коэффициенты динамичности рассчитываются по следующим формулам:

для силового возбуждения (см. рис. 5.33, а)

$$K_{\text{дин}} = \chi = \frac{S_b}{L_{\text{ст}}} = [(1 - \eta^2)^2 - \varepsilon^2 \eta^2]^{-1/2}, \quad (5.92)$$

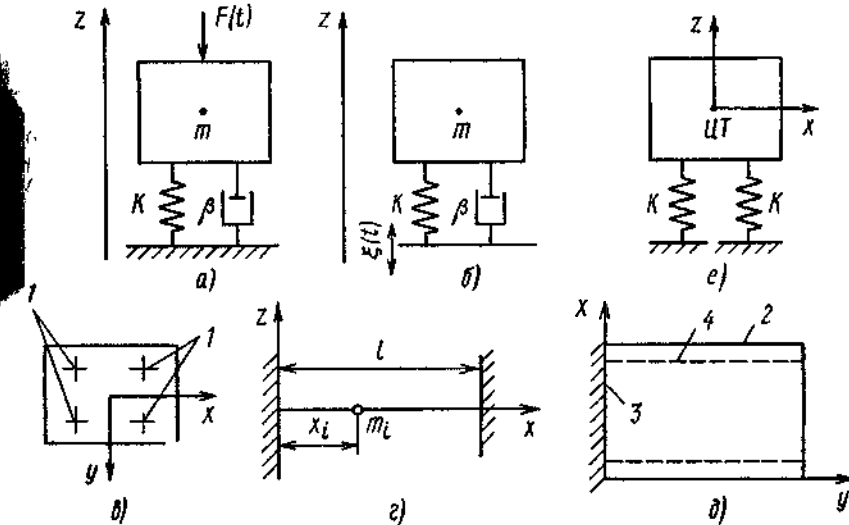


Рис. 5.33. Модели ИЭП для анализа механических воздействий: модель механической системы с одной степенью свободы при силовом (а) и кинематическом (б) возбуждении; модель с шестью степенями свободы (в); модель балки (г); модель пластины; 1 — амортизатор; 2 — свободный край; 3 — закрепленный край; 4 — опертый край

для кинематического возбуждения (см. рис. 5.33, б)

$$K_{\text{дин}} = \mu = \frac{S_b}{\xi_0} = \frac{\sqrt{1 + \varepsilon \sqrt{\eta}}}{\sqrt{(1 - \eta^2)^2 + \varepsilon^2 \eta^2}}, \quad (5.93)$$

где  $S_b$  — амплитуда вынужденных колебаний;  $L_{\text{ст}}$  — статическое смещение системы под воздействием силы  $F_0$ :

$$L_{\text{ст}} = F_0/K;$$

$F_0$  — амплитуда возбуждающей силы  $F(t)$ ;  $K$  — жесткость системы;  $\xi$  — амплитуда вибро смещения основания;  $\eta = f/f_0$  — коэффициент расстройки;  $\varepsilon$  — частота возбуждения;  $f_0$  — частота собственных колебаний системы;  $\varepsilon$  — показатель затухания.

Показатель затухания  $e$ , коэффициент затухания  $\delta$ , декремент затухания  $\Delta$  и коэффициент вязкого трения  $\theta$  связаны между собой следующими соотношениями:

$$e = \Delta/\pi, \quad \Delta = \pi \beta / \sqrt{k m}, \quad \delta = \beta/2m.$$

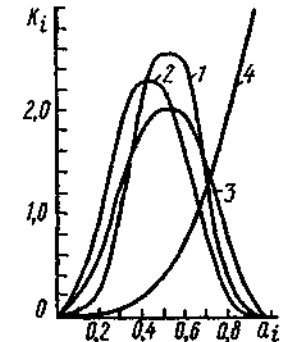


Рис. 5.34. Графики зависимости коэффициентов приведения сосредоточенной массы к распределенной: 1 — оба конца балки закреплены; 2 — один конец балки закреплен, другой — оперт; 3 — оба конца балки оперты; 4 — один конец балки закреплен, другой — свободен



Таблица 5.13  
Характеристики материалов, применяемых в ИЭП

Материал	$E, \times 10^{-10} \text{ Н/м}^2$	$\nu$	$\rho, \times 10^{-3} \text{ кг/м}^3$	$L, \times 10^2$
СТЭФ толщиной 1,33 мм	3,2	0,279	2,47	2...10
МТЭ толщиной 1,22 мм	3,2	0,214	1,98	2...10
НФД толщиной 0,92 мм	3,45	0,238	2,32	2...10
СФ с печатной схемой	3,02	0,22	2,05	2...10
Сталь	22	0,3	7,8	—
Алюминий	7,3	0,3	2,7	—

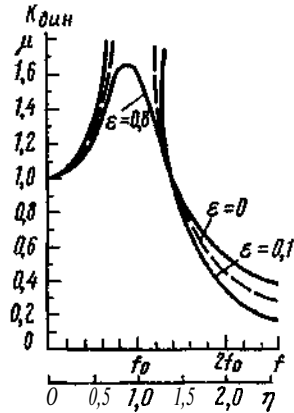


Рис. 5.35. Зависимость коэффициента динамичности по кинематическому возбуждению от частоты возбуждения

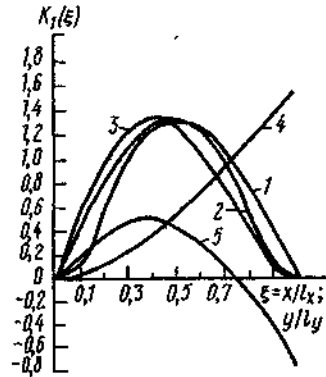


Рис. 5.36. Зависимости коэффициента формы колебаний от относительной координаты: 1 — оба края оперты; 2 — оба края закреплены; 3 — левый край оперт, правый закреплен; 4 — левый край закреплен, правый свободный; 5 — левый край оперт, правый свободный

Значения декремента затухания для некоторых материалов приведены в табл. 5.13. Коэффициент динамичности рассчитывается во всем диапазоне частот вибрации и может быть представлен либо в виде таблицы, либо в виде графика (рис. 5.35).

Рассмотрим кинематическое возбуждение пластины за счет гармонического колебания ее закрепленных краев с амплитудой виброперемещения  $S_0$ . Коэффициент передачи по ускорению будет являться функцией координат и может быть определен по формуле [18]

$$\gamma(x, y) = \frac{a_b(x, y)}{a_0} = 1 + \sum_{i,j=1}^{\infty} \frac{K_{ij}(x, y) \tau_{ij}^2}{1 - \eta_{ij}^2 + f \varepsilon_{ij} \eta_{ij}}, \quad (5.94)$$

где  $a_b(x, y)$  — амплитуда виброускорения точки пластины с координатами  $x, y$ ;  $a_0 = \omega^2 S_0$  — амплитуда виброускорения краев пластины;  $\eta_{ij}$  —

коэффициент расстройки относительно частот собственных колебаний  $ij$ -й пространственной формы;  $\varepsilon_{ij}$  — показатель затухания  $ij$ -й формы колебаний;  $K_{ij}(x, y)$  — коэффициент формы колебаний.

Так как коэффициент расстройки высших типов колебаний для реальных конструкций плат в ИЭП значительно меньше единицы, то можно ограничиться лишь основным типом колебаний. В этом случае выражение (5.94) упрощается:

$$\gamma(x, y) = |\gamma(x, y)| = \frac{\sqrt{(1 + [K_1(x)K_1(y) - 1]\eta_{11}^2)^2 + \varepsilon_{11}^2 \eta_{11}^2}}{\sqrt{(1 - \eta_{11}^2)^2 + \varepsilon_{11}^2 \eta_{11}^2}}. \quad (5.95)$$

Значения коэффициента  $K_1(\xi)$  для различных условий закрепления краев пластины приведены на рис. 5.36.

3. Определяем виброускорение и виброперемещение модулей и элементов конструкций ИЭП.

Для механической системы с одной степенью свободы расчет амплитуд ускорения  $a_b$  и виброперемещения  $S_b$  проводится по следующим формулам:

для силового возбуждения

$$\left. \begin{aligned} a_b(f) &= n_b(f) \chi(f) g; \\ S_b(f) &= (n_b(f) \chi(f) g) / (4\pi^2 f_0^2); \end{aligned} \right\} \quad (5.96)$$

для кинематического возбуждения

$$\left. \begin{aligned} a_b(f) &= 4\pi^2 f^2 \xi_0(f) \mu(f) = a_0(f) \mu(f); \\ S_b(f) &= \xi_0(f) \mu(f), \end{aligned} \right\} \quad (5.97)$$

где  $\xi_0(f) = a_0(f) / (4\pi^2 f^2)$  — амплитуда виброперемещения основания.

Для пластины (платы):

в случае силового возбуждения

$$\left. \begin{aligned} a_b(x, y, f) &= \frac{n_b(f) K_1(x) K_1(y) g}{\sqrt{(1 - \eta^2)^2 + \varepsilon^2 \eta^2}}; \\ S_b(x, y, f) &= \frac{n_b(f) K_1(x) K_1(y) g}{4\pi^2 f_0 \sqrt{(1 - \eta^2)^2 + \varepsilon^2 \eta^2}}; \end{aligned} \right\} \quad (5.98)$$

в случае кинематического возбуждения

$$\left. \begin{aligned} a_b(x, y, \Pi) &= 4\pi^2 f^2 \xi_0(f) \gamma(x, y, \Pi) = a_0(f) \gamma(x, y, f); \\ S_b(x, y, f) &= \xi_0(f) \gamma(x, y, f). \end{aligned} \right\} \quad (5.99)$$

Таблица 5.14

## Допустимые стрелы прогиба фольгированных материалов

Нормальная толщина листа	Допустимая стрела прогиба, мм			
	Одностороннее фольгирование		Двустороннее фольгирование	
	Гетинакс	Стеклотекстолит	Гетинакс	Стеклотекстолит
0,8	109	109	55	22
1,0	109	109	55	22
1,5	55	30	27	11
2,0	40	25	20	11
2,5	30	15	15	11
3,0	30	15	15	11

Результаты расчета удобно представлять либо в виде таблицы, либо в виде графика. Для пластины необходимо рассчитать виброускорение, максимальное по поверхности.

4. Определяем максимальный прогиб пластины относительно ее краев. Для силового возбуждения

$$\delta_b = S_b(x, y, f)_{\max}.$$

Для кинематического возбуждения

$$\delta_b = |S_b(x, y, f) - \xi_0(f)|_{\max}.$$

5. Проверяем выполнение условия вибропрочности. Оценка вибропрочности производится по следующим критериям:

для микросхем, транзисторов и других компонентов амплитуда виброускорения должна быть меньше допустимых ускорений  $a_{\text{доп}}$ , т.е.  $a_b \max < a_{\text{доп}}$ ; значения  $a_{\text{доп}}$  определяются в процессе анализа компонентной базы;

для элементов конструкции ИЭП типа пластин (плат) стрела прогиба на расстоянии  $l$  не должна превышать значения  $\delta_1$ , вычисляемого по формуле

$$\delta_1 = \delta_{\text{доп}} l^2,$$

где  $\delta_{\text{доп}}$  — допустимый размер стрелы прогиба на длине 1 м (для фольгированных стеклотекстолита и гетинакса определяется из табл. 5.14), т.е.  $\delta_b < \delta_{\text{доп}} l^2$ ;

для печатных плат с компонентами должно выполняться условие  $\delta_b < 0,0036$ , где  $b$  — размер стороны печатной платы, параллельно которой установлены компоненты.

В том случае, когда условия вибропрочности не выполняются, необходимо изменить конструкцию ИЭП, увеличив жесткость несущих элементов. Радикальным решением вопроса обеспечения вибропрочности является применение амортизации [11;18].

## Расчет на действие удара

Ударные воздействия характеризуются формой и параметрами ударного импульса (рис. 5.37). Следует иметь в виду, что максимальное воздействие на конструкцию ИЭП оказывает импульс прямоугольной формы.

1. Определяем условную частоту ударного импульса  $\omega = \pi/\tau$ , где  $\tau$  — длительность ударного импульса.

2. Определяем коэффициент передачи при ударе [18]:

для прямоугольного импульса

$$K_y = 2 \sin \frac{\pi}{2\nu}; \quad (5.100a)$$

для полусинусоидального импульса

$$K_y = \frac{2\nu}{\nu^2 - 1} \cdot \cos \frac{\pi}{2\nu}, \quad (5.100b)$$

где  $\nu$  — коэффициент расстройки;  $\nu = \omega/2\pi f_0$ ;  $f_0$  — частота собственных колебаний конструкции.

3. Рассчитываем ударное ускорение

$$a_y = H_y K_y,$$

где  $H_y$  — амплитуда ускорения ударного импульса.

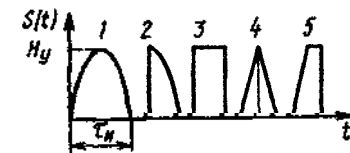
4. Определяем максимальное относительное перемещение:

для прямоугольного импульса

$$L_{\max} = \frac{2H_y}{2\pi f_0} \sin \frac{\pi}{2\nu}; \quad (5.101a)$$

для полусинусоидального импульса

$$L_{\max} = \frac{2H_y \nu}{2\pi f_0 (\nu^2 - 1)} \cos \frac{\pi}{2\nu}. \quad (5.101b)$$



5. Проверяется выполнение условий ударопрочности по следующим критериям:

для компонентов схемы ударное ускорение должно быть меньше допустимого, т.е.  $a_y < a_{y \text{ доп}}$ , где  $a_{y \text{ доп}}$  определяется из анализа компонентной базы;

Рис. 5.37. Формы ударных импульсов: 1 — полусинусоидальная; 2 — четвертьсинусоидальная; 3 — прямоугольная; 4 — треугольная; 5 — трапециевидная

Таблица 5.15  
Значения коэффициента восстановления скорости  
от материала соударяющихся тел

Материалы соударяющихся тел	$K_B$
Сталь-сталь	0,94
Сталь-бетон	0,90
Сталь-сухая земля	0,68
Сталь-пенопласт	0,55

для компонентов типа пластин (плат) должно выполняться условие

$$L_{\max} < \delta_{\text{доп}} l^2,$$

где  $\delta_{\text{доп}}$  определяется по табл. 5.14;  
для печатных плат с компонентами

$$L_{\max} < 0,003b,$$

где  $b$  — размер стороны печатной платы, параллельно которой установлены компоненты;  
для амортизированных систем

$$L_{\max} < L_{\text{св}},$$

где  $L_{\text{св}}$  — свободный ход амортизатора.

6. Частным случаем ударного воздействия является удар при падении ИЭП. Действующая при этом перегрузка находится следующим образом:

определяем относительную скорость соударения

$$v_0 = v_y + v_{\text{от}},$$

где  $v_y = \sqrt{2gH}$  — скорость ИЭП в момент соударения;  $H$  — высота падения ИЭП;  $v_{\text{от}} = v_y K_B$  — скорость отскока;  $K_B$  — коэффициент восстановления скорости, выбирается из табл. 5.15;

вычисляем действующее на ИЭП ускорение:

$$a_n = v_0 2\pi f_0.$$

**Условие** прочности проверяется аналогично п. 5 по ударному ускорению.

## 5.2.8. Расчет надежности ИЭП

Расчет надежности заключается в определении показателей надежности ИЭП по известным характеристикам надежности составляющих элементов конструкции и компонентов схемы с учетом условий эксплуатации. Для расчета надежности необходимо иметь логическую модель безотказной работы системы. При ее составлении предполагается, что отказы элементов и компонентов независимы, а элементы, компоненты и система в целом могут находиться в одном из двух состояний: работоспособном или неработоспособном. Элемент или компонент, при отказе которого отказывает вся система, считается последовательно соединенным на логической схеме надежности. Элементы или компонент, отказ которого не приводит к отказу системы, считается включенным параллельно.

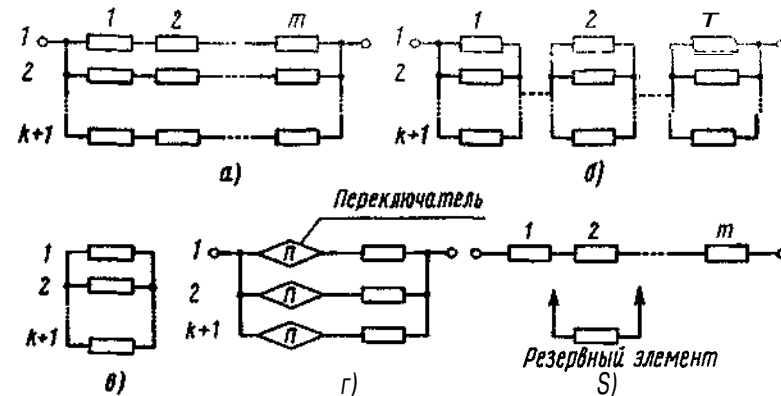
### Расчет надежности ИЭП по внезапным отказам

1. Из анализа логической схемы надежности определяется способ резервирования, **используемый** в ИЭП. Если логическая схема состоит только из последовательно включенных элементов и компонентов, то система является нерезервированной. Логические схемы резервированных систем приведены на рис 5.38.

2. Определяются интенсивности отказов элементов и компонентов с учетом условий эксплуатации ИЭП:

$$\lambda_i = \lambda_{0i} K_1 K_2 K_3 K_4 a_i(T, A_{\text{в}}), \quad (5.102)$$

где  $\lambda_{0i}$  — номинальная интенсивность отказов;  $K_1$  и  $K_2$  — поправочные коэффициенты в зависимости от воздействия механических факторов;



**Рис. 5.38.** Логические схемы надежности резервированных систем: а — пассивное общее резервирование; б — пассивное раздельное резервирование; в — дробное резервирование; г — активное общее резервирование; д — скользящее резервирование

$A_z$  — поправочный коэффициент в зависимости от воздействия влажности и температуры;  $K_4$  — поправочный коэффициент в зависимости от давления воздуха;  $a_i(T, K_n)$  — поправочный коэффициент в зависимости от температуры поверхности компонента ( $\Gamma$ ) и коэффициента нагрузки ( $K_n$ ). Значения номинальных интенсивностей отказов некоторых компонентов даны в табл. 5.16. В табл. 5.17-5.19 приведены поправочные коэффициенты  $K_1 \dots K_4$ . Коэффициенты электрической нагрузки  $A_n$  компонентов определяются по формулам, приведенным в табл. 5.20.

Графики для определения поправочных коэффициентов  $a_i(T, K_n)$  для различных видов компонентов приведены на рис. 5.39-5.43. Результаты расчета удобно представлять в виде таблицы (см. табл. 5.21).

3. Рассчитывается вероятность безотказной работы в течение заданной наработки ( $0, t_p$ ).

Для нерезервированных систем

$$P(t_p) = \exp\left(-\sum_{i=1}^m \lambda_i t_p\right), \quad (5.103)$$

где  $m$  — число элементов и компонентов

При этом интенсивность отказов системы

$$\Lambda = \sum_{i=1}^m \lambda_i,$$

а среднее время наработки до отказа

$$T = 1/\Lambda.$$

Для пассивного общего резервирования (см. рис. 5.38, а)

$$P(t_p) = 1 - \prod_{j=1}^{k+1} \left[ 1 - \exp\left(-\sum_{i=1}^m \lambda_i t_p\right) \right], \quad (5.104)$$

где  $k$  — кратность резервирования.

Для пассивного раздельного резервирования (см. рис. 5.38, б)

$$P(t_p) = \prod_{i=1}^m \{1 - (1 - e^{-\lambda_i t_p})^{k+1}\}. \quad (5.105)$$

При общем резервировании и дробной кратности (см. рис. 5.38, в)

$$P(t_p) = \sum_{\nu=0}^{k+1-h} C_{k+1}^{\nu} \exp(-(k+1-\nu)\lambda_i t_p) \sum_{j=0}^{\nu} (-1)^j C_{\nu}^j \exp(-j\lambda_i t_p), \quad (5.106)$$

где  $C_{k+1}^{\nu}$  — число сочетаний из  $k+1$  по  $\nu$ .

Таблица 5.16

Интенсивности отказов компонентов

Компоненты	$\lambda_0, \times 10^6, 1/\text{ч}$
Микросхемы со средней степенью интеграции	0,013
Большие интегральные схемы	0,01
Транзисторы германиевые:	
до 2 мВт	0,4
до 20 мВт	0,7
до 200 мВт	0,6
свыше 200 мВт	1,91
Транзисторы кремниевые:	
до 150 мВт	0,84
до 1 Вт	0,5
до 4 Вт	0,74
Диоды германиевые	0,157
Диоды кремниевые	0,2
Конденсаторы:	
бумажные	0,05
керамические	0,15
слюдяные	0,075
стеклянные	0,06
электролитические	0,035
воздушные переменные	0,034
Резисторы:	
композиционные	0,043
пленочные	0,03
проволочные	0,087
угольные	0,045
Трансформаторы:	
входные	1,09
выходные	0,09
звуковой частоты	0,02
высокочастотные	0,045
Трансформаторы питания	0,025
Автотрансформаторы	0,06
Дроссели	0,34
Катушки индуктивности	0,02
Обмотки электродвигателя	0,08
Реле	0,25н
Соединители	0,062н
Переключатели кнопочные	0,07н
Гнезда	0,01
Зажимы	0,0005
Провода соединительные	0,015

Компоненты	АО, $\times 10^6$ , 1/ч
Кабели	0,475
Изоляторы	0,05
Аккумуляторы	7,2
Батареи заряжаемые	1,4
Электродвигатели:	
асинхронные	8,6
синхронные	0,359
вентиляторные	2,25
Антенны	0,36
Волноводы	
жесткие	1,1
гибкие	2,6
Предохранители	0,5
Выводы высокочастотные	2,63
Плата печатной схемы	0,7
Пайка монтажа:	
печатного	0,01
навесного	0,03
объемного	0,02
Микрофоны динамические	20
Громкоговорители динамические	4
Датчики оптические	4,7

Примечание: п — число контактов

Таблица 5.17

## Коэффициенты влияния механических воздействий

Условия эксплуатации аппаратуры	Вибрация $K_1$	Ударные нагрузки $K_2$	Суммарные воздействия $K_\Sigma$
Лабораторные	1,0	1,0	1,0
Стационарные (полевые)	1,04	1,03	1,07
Корабельные	1,3	1,05	1,37
Автофургонные	1,35	1,08	1,46
Железнодорожные	1,4	1,1	1,54
Самолетные	1,46	1,13	1,65

Таблица 5.18

## Коэффициенты влияния влажности

Влажность, %	Температура, °С	Поправочный коэффициент Аз
60...70	20...40	1,0
90...98	20...25	2,0
90...98	30...40	2,5

Таблица 5.19

## Коэффициенты влияния атмосферного давления

Давление, кПа	Поправочный коэффициент $K_4$
ОД...1,3	1,45
1,3...2,4	1,40
2,4...4,4	1,36
4,4...12	1,35
12...24	1,3
24...32	1,25
32...42	1,2
42...50	1,16
50...65	1,14
65...80	1,1
80...100	1,0

Для активного резервирования с учетом надежности переключателей (см. рис. 5.38, з)

$$P(t_p) \approx 1 - (1 - e^{-\lambda_n t_p} e^{-\lambda_i t_p})^{k+1}, \quad (5.107)$$

где  $\lambda_n$  — интенсивность отказов переключателей.

Для скользящего резервирования (см. рис. 5.38, д)

$$P(t_p) = \left[ 1 + m \frac{\lambda_i}{\lambda_n} (1 - e^{-\lambda_n t_p}) \right] e^{-m \lambda_i t_p}. \quad (5.108)$$

4. Для ремонтируемых ИЭП определяется коэффициент готовности, равный вероятности нахождения системы в состоянии работоспособности при длительной эксплуатации:

для нерезервированной системы

$$K_r = \frac{\mu}{\mu + \lambda};$$

для резервированной системы, состоящей из равнонадежных одного основного и  $k$  ненагруженных резервных компонентов,

$$K_r = 1 - \frac{1}{\sum_{j=0}^{k+1} \left( \frac{\mu}{\lambda} \right)^j};$$

для той же резервированной системы с нагруженным резервом

$$K_r = 1 - \frac{1}{\sum_{j=0}^{k+1} \frac{1}{j!} \left( \frac{\mu}{\lambda} \right)^j}, \quad (5.109)$$

где  $\mu$  — интенсивность восстановления.

Коэффициенты нагрузки компонентов

Таблица 5 20

Компоненты	Контролируемые параметры	Коэффициент нагрузки $K_H$	Рекомендуемые значения в режимах	
			импульсный	статистический
Микросхемы	Входной ток микросхем, включенных на выходе, $I_{ВХ}$ Максимальный выходной ток $I_{ВХ\max}$ Число нагруженных входов $n$	$\frac{\sum_{i=1}^n I_{ВХ i}}{I_{ВХ\max}}$	—	—
Транзисторы	Мощность, рассеиваемая на коллекторе, $P_K$	$P_K/P_{K\text{ доп}}$	0,5	0,2
Полупроводниковые диоды	Обратное напряжение $U_0$	$U_0/U_{0\text{ доп}}$	0,5	0,2
Конденсаторы	Напряжение на обкладках $U$	$U/U_{\text{доп}}$	0,7	0,5
Резисторы	Рассеиваемая мощность $P$	$P/P_{\text{доп}}$	0,6	0,5
Трансформаторы	Ток нагрузки $I_H$	$I_H/I_{H\text{ доп}}$	0,9	0,7
Электрические соединители	Ток $I_K$	$I_K/I_{K\text{ доп}}$	0,8	0,5

Интенсивности отказов компонентов проектируемого изделия

Таблица 5 21

N	Элемент	Схемное обозначение	Тип элемента	Интенсивность отказов в нормальном режиме, 1/ч	Коэффициент нагрузки $K_H$	Температура $T_i$ , °C	Поправочный коэффициент $a_i(T_i, K_H)$	Интенсивность отказов $i$ -го элемента с учетом внешних условий, 1/ч	Интенсивность отказов $г$ -го элемента в рабочем режиме, 1/ч
1									

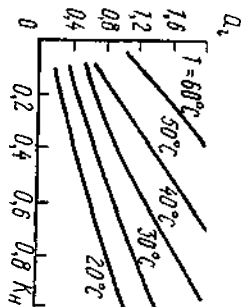


Рис. 5.39. Зависимости  $a_i(T, K_H)$  для транзисторов

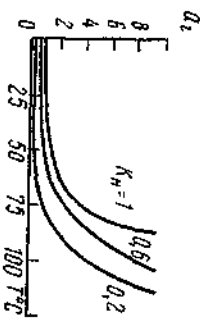


Рис. 5.40. Зависимости  $a_i(T, K_H)$  для полупроводниковых диодов

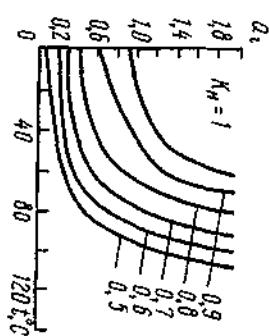


Рис. 5.41. Зависимости  $a_i(T, K_H)$  для конденсаторов

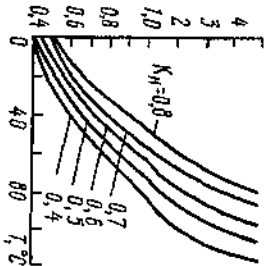
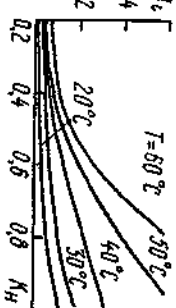


Рис. 5.42. Зависимости  $a_i(T, K_H)$  для резисторов



Методика расчета уровней унификации, миниатюризации и технологичности электронных средств приведена в [11].

Расчетные значения по приведенным методикам значения электрических и комбинированных параметров, электромагнитной совместимости, теплового режима, механической прочности, надежности, экологического уровня унификации, миниатюризации, технологичности и стоимостных показателей определяют эффективность разработки изделия по требованиям качества функционирования, технико-экономической целесообразности и миниатюризации [13].

### 5.3. Конструирование высоковольтных и высокопотенциальных источников электропитания

Рассмотрим особенности конструкторного построения высоковольтных ИЭП (ВИЭП). Особое внимание при этом будет уделено однонаправленным ВИЭП. При системе электроснабжения переменного тока без

стабилизации выходного напряжения **ВИЭП** содержит. высоковольтный трансформатор, преобразующий напряжение электроснабжения до заданного уровня, высоковольтный выпрямитель и фильтр.

Стабилизирующий **ВИЭП** содержит, кроме того, стабилизатор высокого напряжения, установленный на выходе высоковольтного выпрямителя.

Перечисленные структуры **ВИЭП** не позволяют получить удовлетворительные удельные энергетические характеристики по массе и габаритам. С этой точки зрения предпочтение следует отдать **ВИЭП** с промежуточным преобразованием частоты. Такие **ВИЭП** дополнительно содержат узел входного выпрямителя с фильтром, который подключается непосредственно к сети электроснабжения (**ВИЭП** с бестрансформаторным входом) или через развязывающий трансформатор, а также узел промежуточного преобразователя частоты, который преобразует напряжение постоянного тока в напряжение переменного тока повышенной частоты. Стабилизация напряжения может осуществляться при помощи узла стабилизатора низкого напряжения, установленного на входе промежуточного преобразователя частоты, или выполнением преобразователя регулируемым, который содержит в своем составе узел управления и силовой инвертор.

При системе электроснабжения постоянного тока отсутствует узел входного выпрямителя с фильтром. При этом лучшие удельные энергетические характеристики будут иметь **ВИЭП**, рассчитанные на систему электроснабжения с напряжением 110 или 220 В постоянного тока.

Построение функциональных узлов **ВИЭП** с одной выполняемой им функцией не всегда является рациональным с точки зрения миниатюризации. Так, выполнение схем защиты от превышения выходных напряжений и токов в виде самостоятельных узлов не всегда целесообразно, так как может привести к неоправданному увеличению габаритов и массы **ВИЭП**. Эти функции обычно выполняет узел преобразователя. Такое решение является, несомненно, правильным при выполнении входной части **ВИЭП** на основе бескорпусной элементной базы с применением гибридно-пленочной технологии. Целесообразно также конструктивное объединение в одном узле выходного высоковольтного трансформатора и высоковольтного выпрямителя с делителем напряжения обратной связи. Такое исполнение позволяет уменьшить объем и массу высоковольтной части источника за счет снижения массы материалов, обеспечивающих изоляцию сравнительно малогабаритных элементов выпрямителя и делителя напряжения.

Одним из действенных путей миниатюризации **ВИЭП** является выполнение функциональных узлов в виде микросборок. Такое выполнение накладывает ограничения на значение мощности тепловых потерь и, следовательно, выходной мощности отдельного функционального узла. При ограниченной выходной мощности микросборки увеличение выходной мощности **ВИЭП** достигается параллельным и последовательным

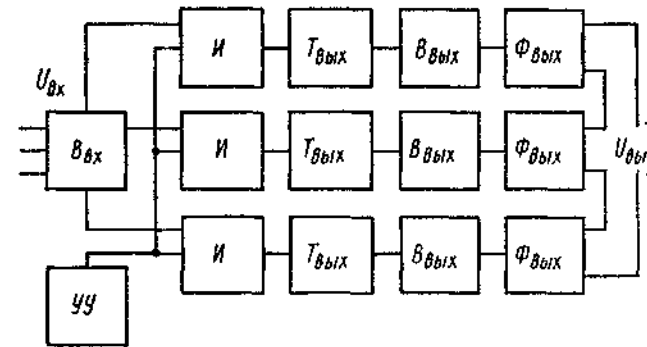


Рис. 5.44. Структурная схема высоковольтного **ИЭП** с последовательным и параллельным соединением функциональных узлов

соединением микросборок. Увеличение выходного напряжения при модульном принципе конструирования **ВИЭП** осуществляется последовательным включением функциональных узлов (модулей) выходной части схемы. Увеличение выходного тока может быть осуществлено включением на параллельную работу **ВИЭП**.

На базе функциональных узлов (модулей), соединяемых последовательно и параллельно, могут быть созданы малогабаритные высоковольтные **ИЭП**. На рис. 5.44 показана структурная схема такого **ВИЭП**, в составе которого применены входной выпрямитель  $B_{вх}$ , включенные параллельно по входу узлы инверторов  $I$ , трансформаторов  $T_{вых}$  и выпрямителей  $B_{вых}$ , последовательно соединенные по выходу узлы фильтров  $\Phi_{вых}$ . При выходной мощности одной преобразовательной ячейки, содержащей инвертор с трансформатором и выпрямитель с фильтром, на уровне 900 Вт сложением ячеек выходная мощность **ВИЭП** может быть увеличена до 3 кВт.

Рассмотрим подробнее конструктивные особенности построения функциональных узлов (модулей) высоковольтных источников электропитания.

### 5.3.1. Входной выпрямитель

В качестве функционального узла входного выпрямителя используются схемы на корпусных диодах и интегральные мостовые выпрямители (**ИМВ**) типов КЦ414, КЦ415, КЦ416. Выпрямители выполняются по мостовым схемам выпрямления однофазного или трехфазного тока. На рис. 5.45 показано конструктивное исполнение схемы выпрямления на диодах типа КД202 (рис. 5.45, а), схемы выпрямления на диодах типа КД213 (рис. 5.45, б) и **ИМВ** (рис. 5.45, в). Высокие объемные показатели интегральных мостовых выпрямителей можно объяснить тем, что в его конструкции осуществлен двусторонний отвод теплоты от диодных полупроводниковых структур через металлические электроды. Следует

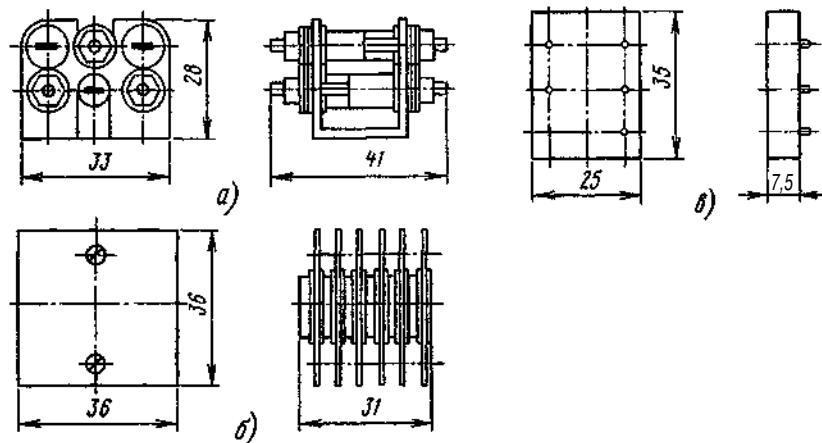


Рис. 5.45. Функциональные узлы входных выпрямителей

отметить удобство монтажа ИМВ по сравнению с другими микросборками: его можно устанавливать на печатной плате и закреплять на металлической поверхности с помощью клея или прижимов.

### 5.3.2. Выходной выпрямитель

На рис. 5.46 приведены электрическая схема и конструкция типового высоковольтного выпрямителя, рассчитанного на выходное напряжение 12 кВ и выходной ток 2 мА. Выпрямитель выполнен по симметричной схеме умножения напряжения на диодах КЦ106В и конденсаторах К73-14 (0,15 мкФх10 кВ и 0,01 мкФх4 кВ). Унифицированный корпус узла выполнен прессованием из пластмассы марки АГ-4. Отверстия для выводов 2 и 3 выполняются в заготовке корпуса для каждой конкретной схемы. Высоковольтные выводы 5 изготовлены из провода марки ПВМ-6. Таким образом, в унифицированной по применяемости заготовке корпуса можно размещать различные схемы выпрямления. Для крепления функционального узла к несущей конструкции в заготовке

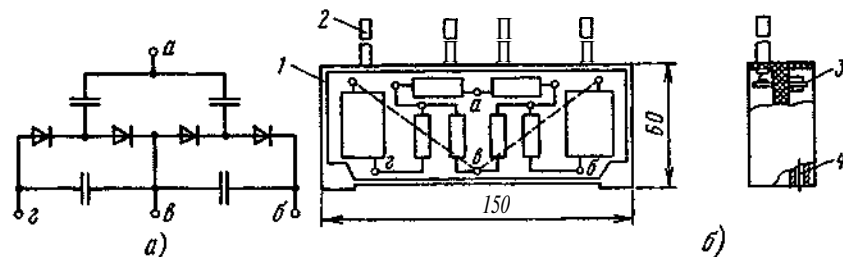


Рис. 5.46. Электрическая схема (а) и конструкция (б) выходного выпрямителя

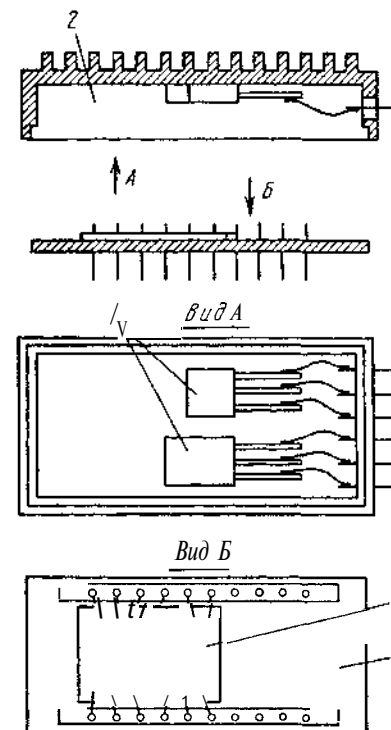


Рис. 5.47. Конструкция микросборки стабилизатора напряжения

корпуса запрессованы металлические втулки 4 с резьбовыми отверстиями. После установки компонентов схемы внутренняя часть корпуса заливается компаундом.

На рис. 5.47 приведена конструкция микросборки стабилизатора напряжения.

### 5.3.3. Делитель напряжения

На рис. 5.48 показан делитель напряжения, выполненный конструктивно в унифицированном корпусе 1. В качестве примера приведена электрическая схема делителя, состоящая из 24 резисторов с номинальным сопротивлением 120 кОм и номинальной мощностью 2 Вт каждый. Высоковольтные выводы 2 изготовлены из провода марки ПВМК-0,5. Внутренняя часть корпуса заливается компаундом «Виксинт ПК-68» с нитридом бора в качестве наполнителя.

Применение гибридно-пленочной технологии изготовления позволяет существенно снизить массу и габариты делителя напряжения. На рис. 5.49 показан такой узел. Его резистивная часть выполнена на стандартной керамической подложке с помощью высокоомной пасты



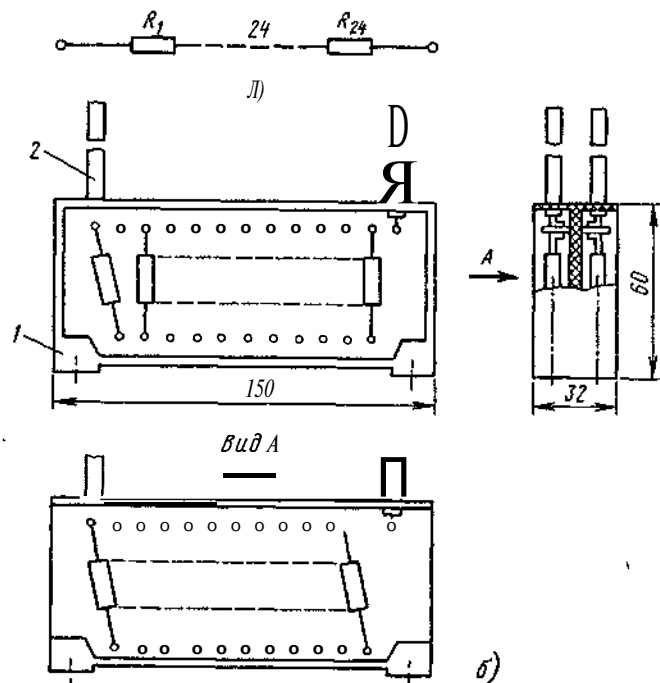


Рис. 5.48. Электрическая схема (а) и конструкция (б) делителя напряжения

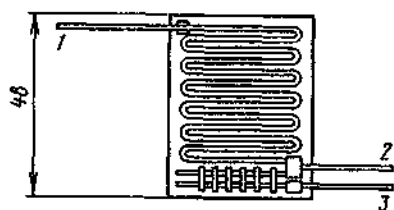


Рис. 5.49. Делитель напряжения в толстопленочном исполнении

Основное требование, предъявляемое к пасте, — высокая стабильность удельного сопротивления с течением времени и при изменении температуры. Для осуществления плавного регулирования высокого выходного напряжения применяются делители на пленочных резисторах, один из которых выполняется переменным.

На рис. 5.50 показаны электрические схемы делителей, в которых переменный резистор находится под высоким потенциалом (рис. 5.50, а)

с удельным сопротивлением  $0,5 \dots 0,6 \text{ МОм}/\square$ . Делитель состоит из двух частей: высокоомной (выводы 1, 2) и низкоомной (выводы 2, 3). Последняя выполнена параллельным соединением прямолинейных резистивных участков; она служит для получения сигнала обратной связи от выходной цепи источника.

Высокоомная часть делителя может иметь форму спирали, что делает более равномерным распределение потенциала поля.

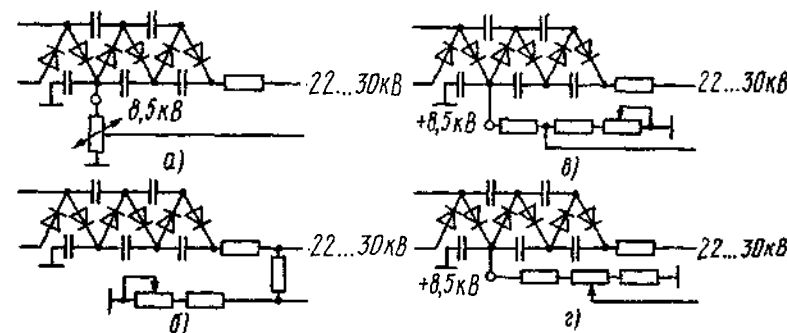


Рис. 5.50. Схемы высоковольтных делителей напряжения

Таблица 5.22  
Параметры высоковольтных регулируемых делителей напряжений

Параметры	Значения параметров при различных рабочих напряжениях	
	3,5 кВ	8,5 и 15 кВ
Пределы сопротивлений, МОм	10...47	68...150
Рабочая температура, К	213...398	213...398
Мощность рассеяния, Вт	0,5	4
Габаритные размеры, мм	20x20x13	58x27x9

или включен в низкопотенциальное плечо делителя (рис. 5.50, б-г). В результате сравнительного анализа материалов для получения пленочных резисторов высоковольтных делителей напряжения предпочтительными признаны композиции, полученные на основе оксида рутения ( $\text{RuO}_2$ ) с предварительным спеканием и добавкой титаната бария ( $\text{BaTiO}_3$ ), а также композиции на основе рутената свинца ( $\text{Pb}_2\text{RuO}_6$ ) с добавкой титаната бария. Благодаря титанату бария улучшается повторяемость сопротивлений при изготовлении и стабильность пленочных элементов в цепях высокого напряжения. Параметры разработанных высоковольтных регулируемых делителей напряжения на основе оксидных соединений рутения приведены в табл. 5.22.

### 5.3.4. Высоковольтный коммутатор

Принципиальная электрическая схема высоковольтного коммутатора и его конструкция показаны на рис. 5.51. Коммутатор рассчитан на обратное напряжение до 15 кВ. Для обеспечения такого уровня напряжения применены 17 последовательно соединенных неуправляемых диодисторов типа 2Н102И. Внутренняя часть корпуса заливается компаундом «Виксинт ПК-68» с нитридом бора в качестве наполнителя.

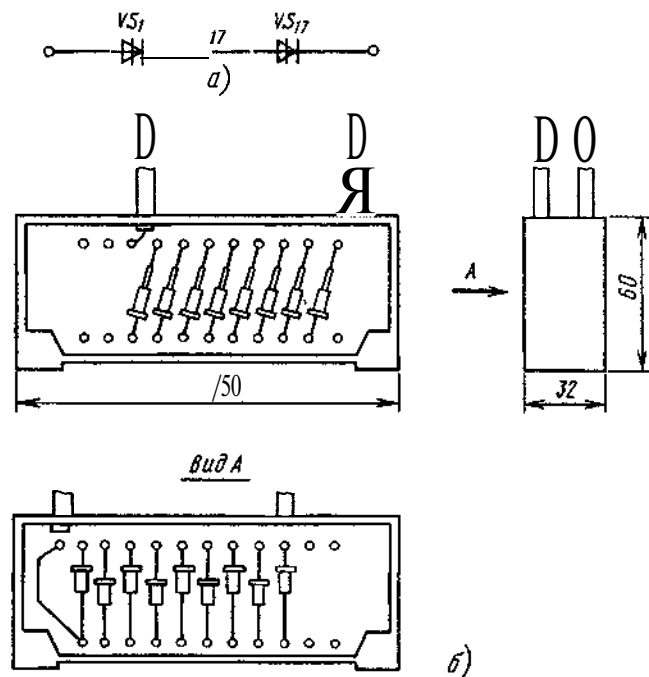


Рис. 5.51. Электрическая схема (а) и конструкция (б) высоковольтного коммутатора

### 5.3.5. Высоковольтный трансформатор

Высоковольтный трансформатор напряжения в составе ВИЭП является одним из тех узлов, которые наиболее трудно поддаются миниатюризации. Целесообразно рассмотреть отдельно трансформаторы, преобразующие напряжение сети электроснабжения (переменного тока частоты 50 или 400 Гц) и выходное напряжение усилителя мощности (переменного или пульсирующего тока частоты 10 кГц и более).

На рис. 5.52 показаны электрическая схема и конструкция высоковольтного однофазного трансформатора. Магнитопровод составлен из двух сердечников М2000НМ типоразмера Ш16х20, склеенных эпоксидным клеем с карбонильным железом следующего состава, массовых долей: эпоксидная смола ЭД-20, ЭД-16 (ГОСТ 10587-78) — 100; отвердитель № 1 (ТУ16-10-1263-72) — 16; железо карбонильное Р-10: Р-20 (ГОСТ 13610-68) — 750; ацетон; толуол (ГОСТ 2768-69, ГОСТ 5789-69 или ГОСТ 14710-69) 1:1 — 5.

Крепление катушки на магнитопроводе и заполнение зазоров между катушкой и магнитопроводом производится компаундом ЭЗК-11. При испытании и работе трансформатора в схеме контакт 0 должен быть заземлен. Испытания трансформатора проводятся при частоте 25 кГц в

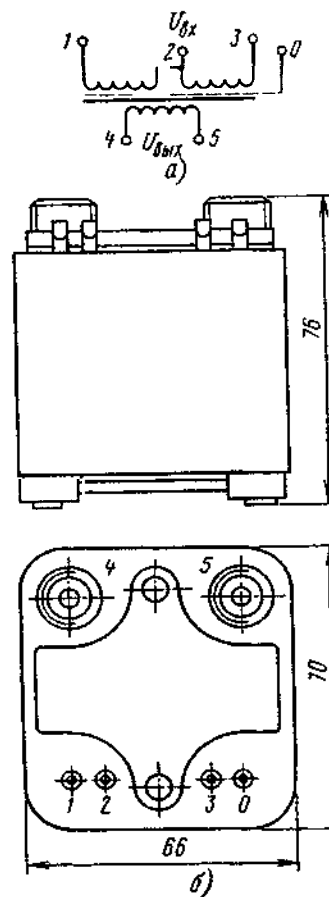


Рис. 5.52. Электрическая схема (а) и конструкция (б) высоковольтного трансформатора

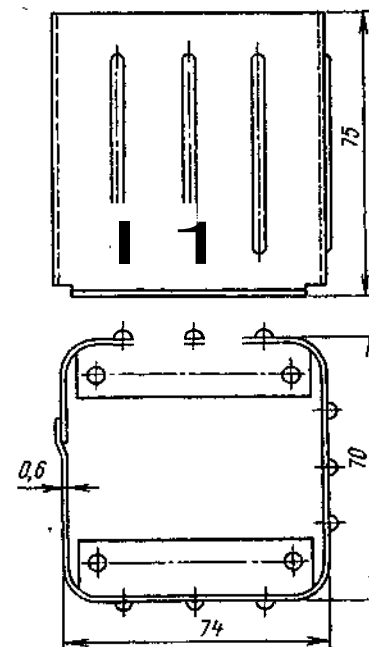


Рис. 5.53. Конструкция экрана для высоковольтного трансформатора

режиме холостого хода. При этом напряжение холостого хода обмоток составляет 60 В на выводах 1, 3 и  $1130 \pm 100$  В на выводах 4, 5. Испытательное напряжение между выводами 1 и 0 равно 500 В, между выводами 4 и 0 — 14000 В. Ток холостого хода не превышает 150 мА.

Для снижения электромагнитных помех трансформатор помещается в стальной экран (рис. 5.53).

Существенное уменьшение габаритов и массы высоковольтных трансформаторов достигается применением литого микропровода. Примером могут служить однофазные высоковольтные трансформаторы типа ТВМ, обмотки которых выполнены из литого медного микропровода в стеклянной изоляции.

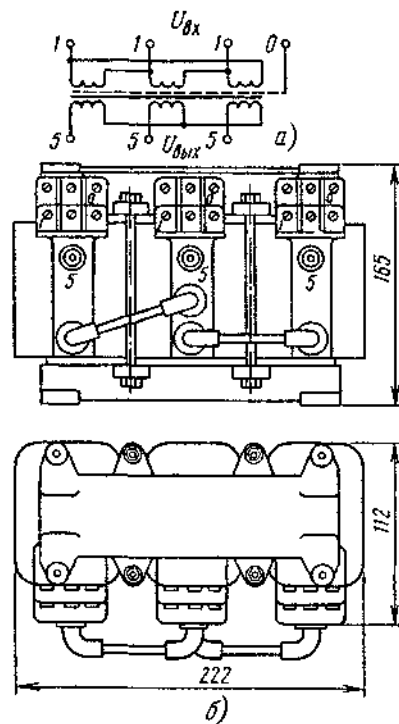


Рис. 5.54. Электрическая схема (а) и конструкция (б) высоковольтного трехфазного трансформатора

На рис. 5.54 показана электрическая схема и конструкция высоковольтного трехфазного трансформатора. Два сердечника ТЛ 25х40х88 магнитопровода склеены с карбонильным железом. Испытания трансформатора производятся при частоте тока 400 Гц в режиме холостого хода (контакты 0 заземлены). При этом напряжение холостого хода обмоток составляет 220 В на выходе 1 и 4400 В на выходе 5. Испытательное напряжение между группами выводов 1 и 0 равно 1500 В, а между группами выводов 5 и 0 — 25000 В. Ток холостого хода не превышает 0,33 А.

### 5.3.6. Узлы электрических соединителей

На рис. 5.55 показана конструкция высоковольтного соединителя, предназначенного для подсоединения к нагрузке проводом ПВМ-0,2. Электрическая прочность по поверхности соединителя и провода обеспечивается за счет герметизации зоны электрического контакта резиновым уплотнением 1, сжимаемого втулкой 2. Высоковольтный провод подпаивается к контактной шайбе 3, которая является составной частью соединителя. При герметизации зоны электрического контакта недопу-

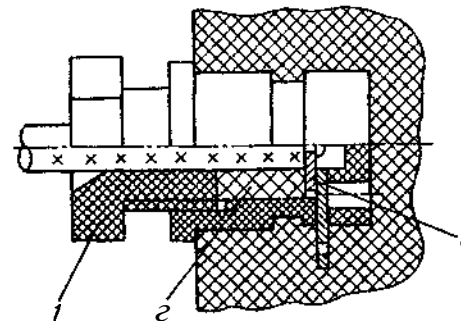


Рис. 5.55. Конструкция высоковольтного соединителя

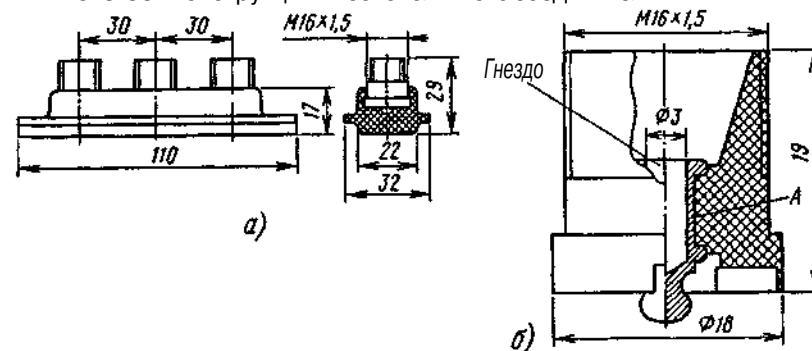


Рис. 5.56. Конструкция высоковольтного соединителя на три гнезда

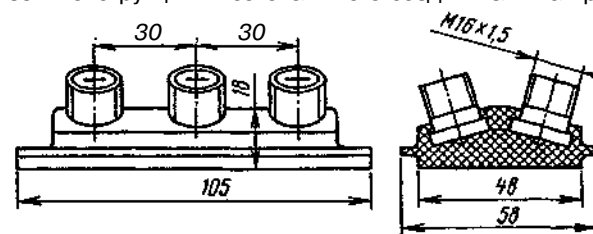


Рис. 5.57. Конструкция высоковольтного соединителя на шесть гнезд

стымы повреждения и грязь на поверхности провода, цилиндрических поверхностях резинового уплотнения, внутренней поверхности соединителя в местах уплотнения.

Узел гнездового соединителя, приведенный на рис. 5.56, а содержит три электрически соединенных контактных устройства (рис. 5.56, б), залитых компаундом ЭЗК-10. Места зачистки литника и облоя покрываются лаком (например, марки ЭП-730). Для лучшего сцепления с компаундом поверхность А контактного устройства пескоструится корундом или зачищается до получения шероховатости  $R_z 20$ . Контактное

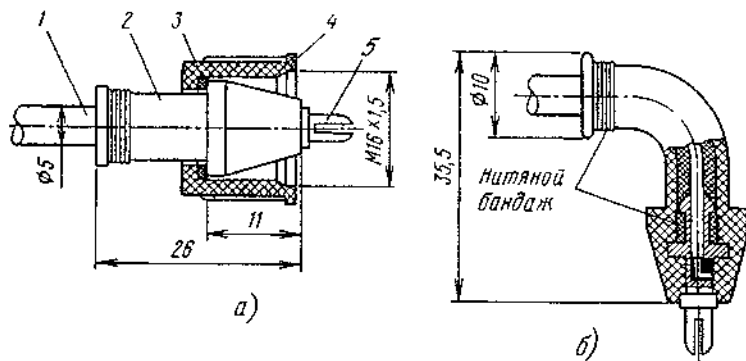


Рис. 5.58. Конструкция высоковольтных штыревых соединителей с прямой (а) и угловой (б) заделкой провода

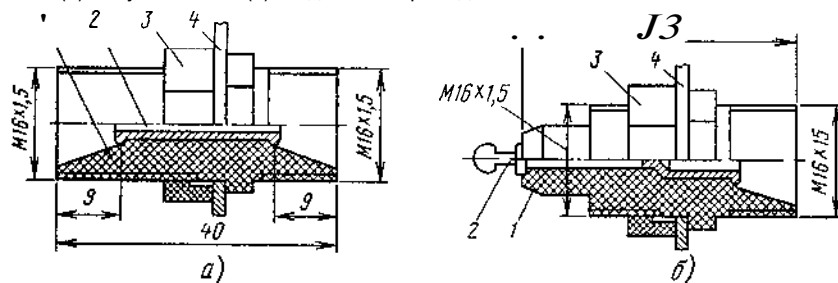


Рис. 5.59. Конструкции высоковольтных соединителей с двумя (а) и одним (б) гнездами

устройство содержит гнездо из сплава ЛС59-1 с покрытием Срб. Гнездо опрессовывается пресс-материалом АГ-4В.

На рис. 5.57 показана конструкция аналогичного высоковольтного соединителя с шестью электрически соединенными устройствами.

Два варианта конструкций высоковольтного штыревого соединителя показаны на рис. 5.58, где 1 — провод ПВМК-6-1,0-5,0, 2 — колпачок из резиновой смеси ИРП-1265, 3 — прокладка из фторлона Ф4, 4 — колпачок из пресс-материала ДСВ-2-Р-2М марки Л, 5 — штырь из бронзы БрБ2. При заделке провода применяется нитяной бандаж (нить капроновая ЗК с последующим покрытием К-300-61). Для применения в составе ИЭП целесообразно иметь набор кабелей, состоящих из проводов различной длины (например, от 100 до 3000 м) и соединителей по рис. 5.58, а или 5.58, б на одном из двух концов провода. Кабели с указанными соединителями могут применяться при номинальном напряжении до 25 кВ и номинальном токе до 6 А.

Варианты исполнения высоковольтных гнездовых соединителей показаны на рис. 5.59. К корпусу 1 из пресс-материала АГ-4В крепится латунная втулка 2, служащая гнездом контактного соединения. Кор-

пус к несущей плате 4 крепится с помощью гайки 3 из пресс-материала АГ-4В. Поверхности соединителя (кроме металлических и резьбовых) покрываются лаком (например, ЭП-730).

Рассмотрим подробнее конструктивное исполнение некоторых функциональных узлов высоковольтных источников электропитания.

### 5.3.7. Высоковольтные трансформаторы преобразователей напряжения

При частоте преобразования более 10 кГц сердечники трансформаторов выполняются из ферритов. Кольцевые ферриты целесообразно использовать в трансформаторах мощностью до 0,2 кВ·А при напряжении до 2 кВ. Такая рекомендация обусловлена ограниченными размерами серийно выпускаемых кольцевых сердечников, диаметр которых не превышает 48 мм. Применение стержневых и броневых сердечников является предпочтительным только с точки зрения упрощения технологии изготовления.

Для высоковольтного трансформатора мощностью 1 кВ·А и напряжением 5,5 кВ признана оптимальная конструкция с Ш-образным ферритом. При этом размеры трансформатора (рис. 5.60)  $H = 65$  мм,  $B = 80$  мм,  $L = 65$  мм. Трансформатор мощностью 1 кВ·А и напряжением 10 кВ с изоляцией, рассчитанной на напряжение 20 кВ, имеет стержневой сердечник типа ПК40×18. Выбор типа сердечника обусловлен тем, что его окно позволяет разместить обмотки с заданным уровнем рабочего напряжения. Размеры этого трансформатора  $H = 72$  мм,  $B = 128$  мм,  $L = 116$  мм.

Следует иметь в виду, что секционирование высоковольтной обмотки желательно как с целью снижения градиента электрического поля между слоями, так и с целью снижения паразитной емкости. Для уменьшения размеров катушки первичная обмотка намотана поверх изолированной вторичной обмотки. Катушка выполнена на гильзе из эпоксидного компаунда марки ЭЗК-10 толщиной 3,5 мм, с торцевой изоляцией 6 мм и промежутками между секциями 3 мм. Вторичная обмотка имеет 405 витков провода марки ПЭТВ-2 диаметром 0,2 мм, размещенных в четырех секциях (1...4 на рис. 5.61). Рядовая намотка выполнена с межслоевой изоляцией пленкой типа ПЭТФ толщиной 0,02 мм в два слоя. Особенностью катушки является Ш-образным ферритовым сердечником, что намотка каждой пары секций

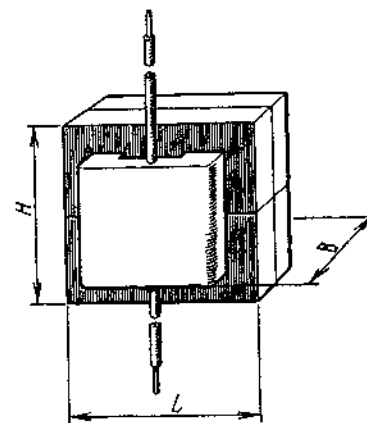


Рис. 5.60. Конструкция вы-

соковольтного трансформатора с Ш-образным ферритовым сердечником

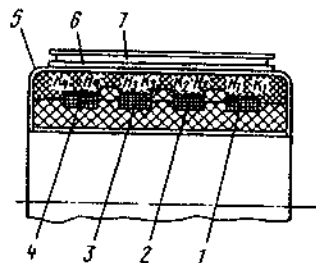


Рис. 5.61. Конструкция трансформатора с секционированной высоковольтной обмоткой

(1, 2 и 3, 4) начинается от их общей точки в обе стороны с переворотом катушки на  $180^\circ$ . Таким образом, начала обмоток  $H_1$  и  $H_2$ , а также  $H_3$  и  $H_4$  соединены между собой. Такая намотка упрощает соединение концов обмоток второй и третьей секций  $K_2$  и  $K_3$  и выполнение выводов концов первой и четвертой секций  $K_1$  и  $K_4$ . Выводы обмотки выполнены проводом марки ПВТФ-5. Вторичная обмотка пропитывается компаундом ЭПК-4 и заливается компаундом ЭЗК-10 толщиной 3,5 мм.

Защита первичной обмотки от высокого напряжения и снижение неоднородности электрического поля катушки обеспечиваются металлизацией вторичной обмотки. В слое металлизации 5 делается разрыв для предотвращения образования короткозамкнутого витка. Для повышения напряжения короткого разряда края металлизации покрываются эпоксидным клеем холодного отверждения. Первичная обмотка 7 наматывается поверх вторичной проводом марки ПЭТВ-2 диаметром 0,63 мм пятью проводами одновременно с числом витков 11 в два ряда с межслоевой изоляцией стеклослюдином марки ГС-40 толщиной 0,1 мм в один слой. Изоляция 6 первичной обмотки от слоя металлизации осуществляется также стеклослюдином. Поверх первичной обмотки кладется стеклоткань толщиной 0,1 мм в два слоя и пропитывается. Выводы первичной обмотки выполняются проводом обмотки в виде петли.

Выполненные таким образом трансформаторы подвергаются герметизации в составе модуля высоковольтного ИЭП. При габаритах 65х65х80 мм трансформатор обеспечивает выходное напряжение 5500 В, выходной ток 0,182 А и КПД 99,5 % при входном напряжении 300/150 В переменного тока частоты 16 кГц.

Герметизация высоковольтного трансформатора в металлическом корпусе обеспечивает высокие удельные показатели по массе и объему. Трансформатор (рис. 5.62) предназначен для работы в составе высоковольтного выпрямителя при входном напряжении переменного тока частоты 40 кГц. Магнитопровод 7 выполнен из пермаллоя марки МП-140 и имеет размеры  $K44 \times 28 \times 10,3$  мм. Выходное напряжение 8 кВ получено сложением напряжений схем удвоения, подключенных ко вторичным обмоткам трансформатора. Межслойная изоляция 4 выполнена из планок фторопласта-4 и лавсана (ПЭТВ) 20...30 мкм.

Заливка трансформатора осуществляется теплопроводным компаундом 6 марки КТФ278 в два этапа. Вначале заливаются вторичные обмотки 5, затем наматывается первичная обмотка 3, трансформатор помещается в корпус 2 из сплава Д16-Т и заливается компаундом. Толщина слоя компаунда составляет 1,2...1,5 мм. Такая конструкция позволяет осуществлять интенсивный теплоотвод от корпуса трансформатора,

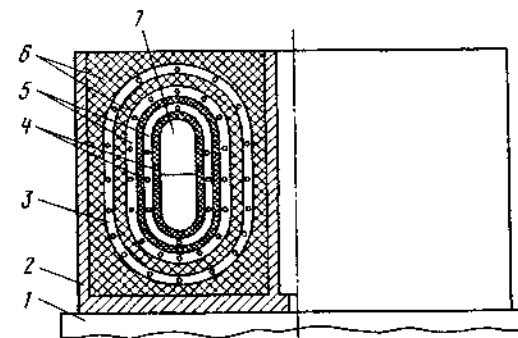


Рис. 5.62. Конструкция высоковольтного трансформатора в металлическом корпусе

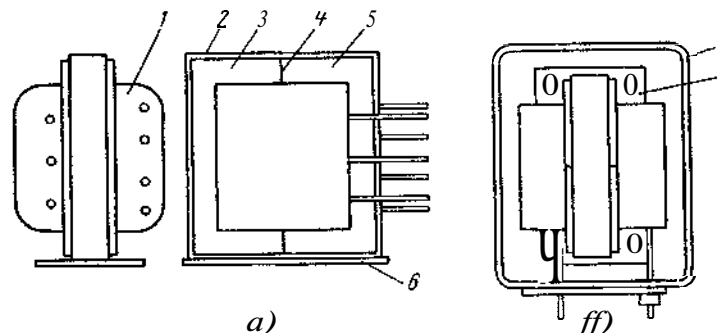


Рис. 5.63. Конструкция высоковольтного трансформатора в изоляционном корпусе: а — до установки в корпусе, б — после установки в корпус перед заливкой компаундом

обеспечивая перегрев сердечника относительно радиатора охлаждения 1 не более  $10^\circ\text{C}$  при выходной мощности трансформатора 800 Вт. Конструкция высоковольтного трансформатора, герметизируемого в изоляционном корпусе, показана на рис. 5.63. В зазоре между половинами 3 и 5 магнитопровода крепятся компаундом ЭЗК-11 (без наполнителя) прокладки из электроизоляционной пропиточной бумаги марки ЭИП-68А. Зазоры между каркасом катушки 1 и магнитопроводом заделываются тем же компаундом. Половины магнитопровода стягиваются тремя слоями стеклянной ленты 2 марки ЛЭС 0,08х10, концы которой крепятся клеем БФ-4. К магнитопроводу крепится клеем К-300-61 пластина 6 с отверстиями для винтов. Для уменьшения механических воздействий со стороны герметизирующего компаунда на поверхность ферритового сердечника наносится клей-герметик марки «Эластосил 137-83».

После сборки трансформатор закрепляется в корпусе из пресс-материала АГ-4В четырьмя винтами 8. Пропитка трансформатора производится в вакууме компаундом «Виксинт ПК-68» с промежуточной

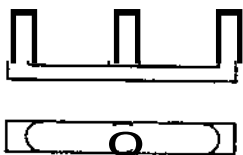


Рис. 5.64. Рациональная конфигурация ферритового магнитопровода высоковольтного трансформатора

полимеризацией после чего наносится адгезионный подслои П-11. Заливка трансформатора производится компаундом «ВиксинтПК-68» с окисью цинка в качестве наполнителя.

Необходимо отметить, что конструктивное исполнение трансформатора в значительной степени определяется конфигурацией магнитопровода. Размеры трансформатора могут быть уменьшены за счет рациональной формы магнитопровода. Выполнение Ш-образных сердечников с круглым средним стержнем и с соответствующей конфигурацией крайних стержней (см. рис. 5.64) позволяет наиболее полно заполнить окно круглой обмоткой. Кроме того, размеры магнитопровода должны быть согласованы с рабочей частотой преобразования (30–100 кГц) и с необходимостью размещения в окне магнитопровода высоковольтной изоляции. В этом случае целесообразно увеличить обмоточное пространство магнитопровода за счет уменьшения сечения стержней и ярма.

### 5.3.8. Высоковольтные трансформаторно-выпрямительные модули (ВТМ)

Раздельное конструирование трансформаторов и выпрямителей в составе высоковольтных ИЭП не позволяет достичь высоких удельных показателей ИЭП в целом. Выполнение функционального узла, сочетающего функции трансформации и выпрямления в монолитной конструкции позволяет снизить массу и объем ВТМ, повысить его КПД за счет снижения потерь в переходных элементах конструкции. Высокая плотность компоновки источника допустима благодаря применению компаундов, обладающих высокими электроизоляционными и герметизирующими свойствами. К таким компаундам относятся заливочные компаунды марок ЭЗК-10 и 31-138ДФ с электрической прочностью порядка 20 кВ/мм. Сокращение расстояния между элементами конструкции позволяет снизить паразитные параметры, что особенно важно при высокочастотном преобразовании напряжения.

Снижение массы и повышение КПД трансформатора достигается применением конструкции, показанной на рис. 5.65. Сердечник трансформатора выполнен в виде двух наборных трубок из стандартных тороидальных ферритовых сердечников. Первичная обмотка размещается в окнах тороидов, а вторичная намотана на сердечник. Заполнение окна сердечника в таком трансформаторе существенно выше, чем в традиционной тороидальной конструкции (в 1,5–2 раза). Участки обмоток, не охваченные сердечником, имеют небольшую длину, что определяет небольшое значение потоков рассеяния и искажение трансформируемого сигнала.

Основные расчетные параметры функциональных узлов, выполняющих функции трансформации и выпрямления и построенных на описанной конструкции трансформатора, приведены в табл. 5.23, из которой видно, что удельный показатель совмещенной конструкции трансформатора и выпрямителя может достигать 150–300 Вт/дм<sup>3</sup>.

Для электропитания мощных устройств (от 6 до 60 кВт) высокого напряжения постоянного тока применяются ВТМ типа ПВ, особенностью которых является конструктивное исполнение выпрямителя в виде секций. Последние соединяются электрически и механически с секционированными обмотками трансформатора. Этим достигается снижение рабочего напряжения между входным и выходным контактами каждой секции. Высоковольтные трансформаторно-выпрямительные модули выполняются на выходных напряжениях от 10 до 50 кВ и рассчитаны на входное напряжение 220±11 В переменного тока частоты 400±20 кГц.

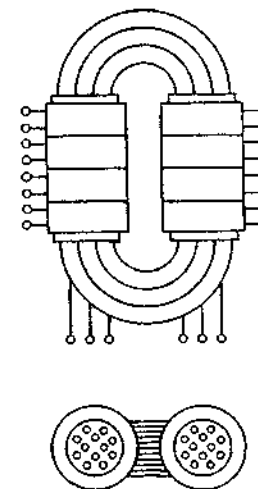


Рис. 5.65. Конструкция трансформатора с сердечником из ферритовых колец

Таблица 5.23

Основные параметры совмещенных конструкций трансформаторно-выпрямительных узлов

Параметры	Значения параметров	
	Вариант 2 кВ	Вариант 6 кВ
Выходная мощность, Вт	45	60
Ряд выходных напряжений, В	500, 1000, 1500, 2000	1000, 2000, 3000, 4000, 5000, 6000
Тип, марка сердечника	M2000HMA, K20x12x6 — 4 шт	M2000HMA, K20x12x6 — 6 шт
Испытательное напряжение, В	6000	13000
Индуктивность рассеяния, Гн	20 · 10 <sup>-6</sup>	10 · 10 <sup>-6</sup>
Межобмоточная емкость, Ф	75 · 10 <sup>-12</sup>	160 · 10 <sup>-12</sup>
Длительность фронта импульса, с	0,2 · 10 <sup>-6</sup>	0,35 · 10 <sup>-6</sup>
КПД, %	98	96
Удельный показатель по объему, Вт/дм <sup>3</sup>	300	150
Удельный показатель по массе, Вт/кг	230	200
Показатель унификации	0,86	0,86

Основные пути снижения массы и размеров мощных ВТБМ заключаются в повышении допустимой рабочей температуры обмоток и магнитопровода, применении электротехнической стали со сниженными активными и реактивными потерями в области высоких индукций. Для изготовления шихтованного магнитопровода целесообразно использование стали марок 3424, 3425 и изоляции пластин материалами с допустимой рабочей температурой до 200 °С. В этом случае изоляция обмоток должна выдерживать аналогичную температуру. Рекомендуется первичную и вторичную обмотки выполнять в виде отдельных узлов, герметизированных эпоксидным компаундом.

Разделение вторичной обмотки на самостоятельные секции с заменой заливки на опрессовку их изолирующим материалом позволяет улучшить условия охлаждения обмоток и повысить технологичность их изготовления. При этом каждая секция представляет собой конструктивно законченный функциональный узел. В зависимости от рабочего напряжения обмотки варьируется число секций, входящих в ее состав, благодаря чему достигается высокий коэффициент унификации и повышается ремонтопригодность моточной части ВТБМ.

Электрическая изоляция первичной и вторичной обмоток ВТБМ обеспечивается слоем компаунда или пресс-материала и воздушным зазором между концентрическими обмотками. Воздушный зазор для определенного напряжения  $U_k$ , при котором возникает корона, в существенной мере зависит от давления окружающей воздушной среды.

Эмпирическая формула для определения  $U_k$  имеет следующий вид

$$U_k \approx c \sqrt[3]{r} \sqrt[3]{s^2}, \quad (5.110)$$

где  $c$  — константа;  $r$  — радиус кривизны на углах электродов, см;  $s$  — воздушный зазор, см.

С учетом поправок на изменение давления окружающего воздуха от 327 до 560 мм рт.ст. и температуры среды от +65 до +85 °С, а также коэффициента запаса, принимаемого равным 1,6, формула (5.110) преобразуется к виду

$$s = \frac{k}{H} \sqrt{U^3} \cdot (273 + t_{oc}), \quad (5.111)$$

где  $U$  — максимально возможная амплитуда напряжения, кВ;  $k$  — коэффициент, определяемый формой напряжения и принимаемый равным 0,007, 0,015 или 0,032 для напряжений постоянной, пульсирующей или переменной формы соответственно;  $t_{oc}$  — температура окружающей среды.

Большая часть (около 60 %) занимаемого ВТБМ объема приходится на изолирующие воздушные зазоры  $\delta_1 \dots \delta_5$  (см. рис. 5.66). Поэтому

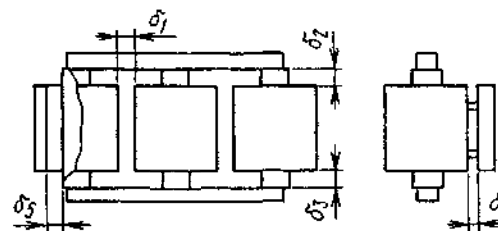


Рис. 5.66. Воздушные зазоры в конструкции высоковольтного преобразователя

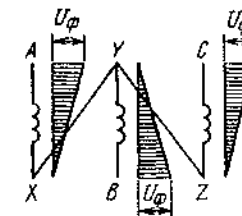


Рис. 5.67. Эпюры напряжений при обратной намотке средней обмотки

уменьшение числа воздушных зазоров, особенно испытывающих воздействие переменного и пульсирующего напряжений, является эффективным средством уменьшения размеров ВТБМ. С этой целью в трехфазном высоковольтном трансформаторе делается поворот вектора напряжения средней обмотки, для чего она выполняется обратной намоткой.

На рис. 5.67 показаны обмотки трехфазного высоковольтного трансформатора, причем средняя обмотка отличается от крайних обратной маркировкой концов и расположением эпюры напряжений. При таком исполнении трансформатора напряжение, действующее на межфазный промежуток, близко к фазному. Благодаря существенному снижению напряжения сокращаются размеры межфазных промежутков, длина яра и, следовательно, трансформатора в целом. Следует отметить, что эффективность снижения размеров увеличивается с ростом линейного напряжения расположенных рядом обмоток.

Следующим конструктивным решением, позволяющим уменьшить напряжение на воздушном промежутке, является разделение вторичной обмотки высоковольтного трансформатора на отдельные секции. При увеличении числа секций снижается напряжение на каждой из них, что позволяет уменьшить воздушный зазор 64 (см. рис. 5.66). С увеличением числа секций возможно уменьшение воздушных зазоров  $\delta_3$  при одном заземленном (нижнем) полюсе выпрямителя. Зазор также можно выполнить сравнительно небольшим, так как в нем действует лишь напряжение одной ступени. С увеличением числа секций напряжение в зазорах  $\delta_5$  по форме приближается к постоянному, что позволяет уменьшить их примерно в 2 раза (в соответствии со снижением коэффициента  $k$  в формуле (5.111) с 0,015 до 0,007).

Воздушные зазоры  $\delta_1$ ,  $\delta_3$ ,  $\delta_4$  для устранения теплового влияния обмотки на узлы выпрямителей не рекомендуется уменьшать ниже 0,3...0,6 мм. Такие зазоры могут выдерживать напряжение до 5...7 кВ. Установлено, что минимальное число секций, при котором достигается наибольшая электрическая прочность воздушного зазора, равно трем. При создании трансформаторно-выпрямительных устройств с высоким

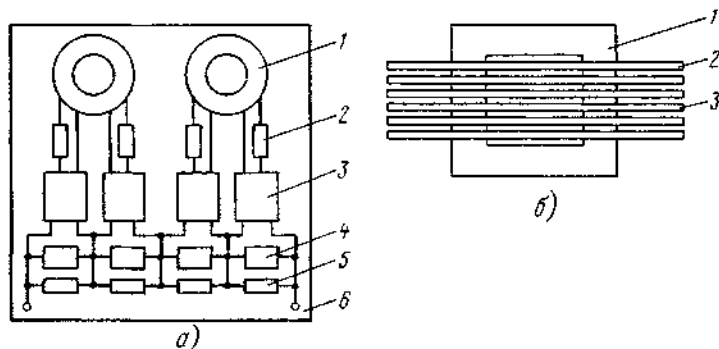


Рис. 5.68. Конструктивное исполнение трансформаторно-выпрямительного узла (а) и устройства в сборе (б)

выходным напряжением необходимо не только снижать собственную емкость вторичной обмотки трансформатора, но и улучшать электромагнитную связь между обмотками, удаленными одна от другой по соображениям электрической прочности изоляции

Решению этой задачи способствует исполнение трансформаторно-выпрямительного узла, показанного на рис 5.68,а. Каждый узел содержит несколько вторичных обмоток 1, к выходным выводам которых подключены предохранители 2, диоды 3, конденсаторы 4 и выравнивающие резисторы 5. Перечисленные компоненты закрепляются на печатной плате 6. Аналогично могут быть выполнены и первичные обмотки.

На рис. 5.68,б показано трансформаторно-выпрямительное устройство в сборе, где 1 — сердечник, 2 — узлы с первичными обмотками; 3 — узлы со вторичными обмотками. Такое исполнение устройства обладает следующими преимуществами:

благодаря небольшому коэффициенту трансформации в отдельных узлах достигается снижение тока холостого хода, уменьшаются динамические потери в выпрямителях и расширяется диапазон рабочей частоты преобразования;

суммарная приведенная мощность вторичных обмоток не увеличивается при последовательном соединении выходов выпрямителей;

повышаются уровни унификации и технологичности изготовления устройств; из унифицированных узлов собираются трансформаторно-выпрямительные устройства на разные уровни напряжения (в том числе разнополярного), тока и мощности, что достигается выбором параметров вторичных обмоток и схемы их соединения;

облегчается задача резервирования и, следовательно, повышения надежности устройства.

На рис. 5.69,а-в показаны варианты исполнения и расположения первичных ( $W_1$ ) и вторичных ( $W_2$ ) обмоток дисковых (рис. 5.69,а), цилиндрических (рис. 5.69,б) и дисковых чередующихся (рис. 5.69,в).

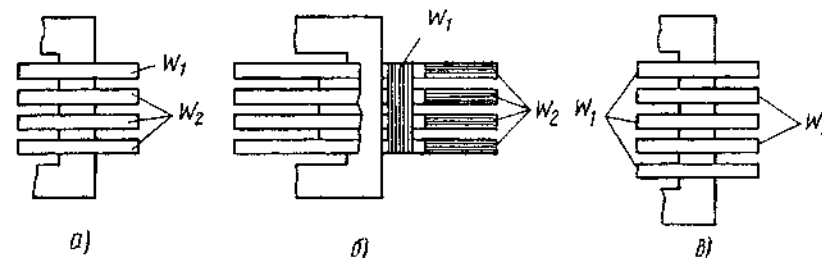


Рис. 5.69. Варианты исполнения и расположения обмоток высоковольтного трансформатора

Конструкцию на рис. 5.69,а целесообразно применять лишь в мало-мощных устройствах в связи с повышенным рассеянием, конструкции рис. 5.69,б,в — в устройствах средней мощности (до 100 Вт). Для устройств повышенной мощности применяется конструкция на рис. 5.69,в благодаря малому рассеянию.

### 5.3.9. Узлы на печатных платах

При конструировании печатных плат модулей ИЭП, на которых располагаются проводники и компоненты высоковольтных цепей, необходимо по возможности увеличивать расстояние между проводниками (в том числе контактными площадками), хотя это требование противоречит принципам миниатюризации. Расстояния между проводниками определяются значением рабочего напряжения с учетом материала печатной платы и влагозащитного покрытия.

В табл. 5.24 приведены минимальные изоляционные зазоры между проводниками с покрытием и без него для двусторонних печатных плат. Рабочее напряжение указано для постоянного или переменного тока (в последнем случае принимается амплитудное значение напряжения). При рабочем напряжении более 500 В для плат без изоляционного покрытия минимальный зазор принимается из расчета 0,5 мм на каждые 100 В, для плат с изоляционным покрытием — 0,3 мм. Максимальное рабочее напряжение одной печатной платы целесообразно ограничивать значением 15 кВ, так как увеличение размеров платы снижает ее устойчивость к механическим воздействиям.

При ограниченных размерах печатной платы в ней между печатными проводниками делают щели шириной 1 мм и более. Эти щели заполняются компаундом, который обеспечивает потенциальный барьер между печатными проводниками. Подобное конструктивное исполнение позволяет создавать малогабаритные высоковольтные выпрямители с выходным напряжением до 30 кВ.

Контактные соединения между печатными проводниками и компонентами схемы могут осуществляться с помощью металлических штырей, соединенных пайкой с печатными проводниками. Такое соединение



Таблица 5 24

Допустимые зазоры между проводниками  
печатных плат

Платы без изоляционного покрытия		Платы с изоляционным покрытием	
Максимальное рабочее напряжение, В	Минимальный изоляционный зазор, мм	Максимальное рабочее напряжение, В	Минимальный изоляционный зазор, мм
300	1,25	150	0,5
500	2,5	500	1,5
1000	5	1000	3
2000	10	2000	6
3000	15	3000	9
5000	25	5000	15
10000	50	10 000	30
15000	75	15000	45

целесообразно выполнять при рабочем напряжении до 3 кВ. При напряжении от 2 до 20 кВ соединения в конструкциях высоковольтных выпрямителей рекомендуется выполнять проводниками марок МПВ-2, ПВТФ-5, РМПВ. В качестве материала для изготовления печатных плат высоковольтных выпрямителей рекомендуется фольгированный стеклотекстолит марок СФ-1-35-1 и СФ-1-35-1,5

Изоляция вплаиваемых в плату проводов должна быть погружена в компаунд на такую глубину, которая обеспечивает необходимую адгезию изоляции с компаундом. При заливке проводов бандаж хлопчатобумажными нитками недопустим в связи с появлением пузырей в компаунде. В этом случае провода перед заливкой покрывают лаком УР-231.

### 5.3.10. Узлы на керамических подложках

Методом толсто пленочной технологии на керамических подложках выполняются высоковольтные резистивные делители выходного напряжения. Серия RD высоковольтных делителей рассчитана на напряжение до 30 кВ. Температурный коэффициент резисторов составляет  $4 \cdot 10^{-4} 1/^\circ\text{C}$ ; при этом обеспечивается деление напряжения с погрешностью не хуже 2,5 %. Делители напряжения без герметизации имеют размеры от 25х25х6,5 до 51х25х6,5. В герметизированном исполнении для монтажа на печатных платах они могут иметь размеры от 28х28х3,8 до 53х28х5,5 мм. Сопротивления резисторов находятся в диапазоне от 0,5 до  $10^4$  МОм с допуском 10 или 20 %. Делители выпускаются на мощности 2,3 или 5 Вт и напряжения 10, 20 или 30 кВ. Отношения сопротивлений находятся в диапазоне от 1:1 до 10000:1.

Высоковольтные делители изготавливаются также методами тонко пленочной технологии. Малые габариты таких делителей в условиях плохого теплообмена с окружающей средой обуславливают повышение

температуры резистивных элементов и изменение коэффициента деления. Для снижения температуры перегрева целесообразно применение подложки материала, обладающего достаточно большой теплопроводностью. Для сравнения на рис. 5.70 показана зависимость изменения коэффициента деления  $k$  от входного напряжения  $U_{вх}$  для делителей, выполненных на подложках из ситалла и поликора. Более высокая теплопроводность поликора обеспечивает меньшее значение и разброс температуры нагрева резисторов, что снижает погрешность коэффициента деления.

Герметизация высоковольтных делителей в тонко пленочном исполнении производится так же, как и делителей на резисторах в пластмассовых корпусах. В связи с малыми размерами тонко пленочных делителей в их конструкции могут иметь место высокие напряженности электрического поля на поверхности подложки. Это повышение напряженности вызывается не только малыми размерами, но и малыми шириной резистивных пленок и расстоянием между ними, наличием острых углов и нетравленных поверхностей пленки

Таким образом, для получения высокого качества резистивного слоя и снижения напряженности поля определяющим является чистота поверхности подложки. При сопротивлении 10 МОм и рабочем напряжении 1000 В тонко пленочный делитель с размерами 17,5х19,5х5 мм обеспечивает изменение коэффициента деления  $\pm 0,02$  % в течение года. Сопротивление изоляции в условиях эксплуатации составляет не менее  $10^5$  МОм

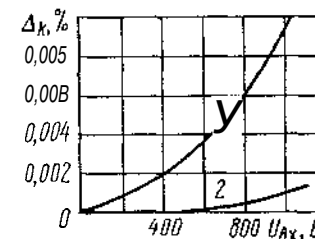


Рис 5.70. Зависимость изменения коэффициента деления от входного напряжения. 1- подложка из ситалла; 2 — подложка из поликора

### 5.3.11. Конструкционные материалы высоковольтных ИЭП

Конструктивное исполнение высоковольтных источников электропитания и их модулей должно быть рассчитано на прогрессивную технологию изготовления: штамповку, литье под давлением, применение профильных материалов, печатный монтаж, пайку волной, тонкие и толстые пленки. Это требование является общим для электронных средств.

К особенностям ВИЭП относится герметизация элементов схемы компаундами, при которой обычно преследуются следующие цели: повышение пробивного напряжения элементами и компонентами, улучшение теплоотвода, использование компаунда в качестве несущего элемента конструкции, повышение виброустойчивости. Для повышения пробивного напряжения по поверхности изоляционных материалов и защиты металлов от коррозии применяются покрытия. Выбор конкретной

Таблица 5 25

Значения электрической прочности полиэтилена  
при различных значениях температуры

Условия	Электрическая прочность, кВ/мм		
	до облуче- ния	во время облучения	после облучения
Нормальные	168	172	167
Температура +70 °С	127	96	96
Относительная влажность 98 % при температуре +40 °С	141	147	147

марки конструкционного материала и вида покрытия определяется параметрами схемы и условиями эксплуатации.

Следует отметить, что без специальных конструктивных мер электрическое поле ВИЭП является явно неоднородным. В этом случае пробивное напряжение представляет собой сложную функцию радиуса кривизны и полярности электрода, а также расстояния между электродами. Использование пробивного напряжения для сравнения электрических свойств диэлектриков в качестве конструкционных материалов может снизить объективность оценки. Поэтому в качестве характеристики электрической прочности материалов целесообразно использовать значение пробивной напряженности.

Рассмотрим подробнее свойства основных конструкционных материалов, применяемых при конструировании и изготовлении ВИЭП и их модулей.

**Полиэтилен.** В качестве изолирующего конструкционного материала в электронных средствах и ВИЭП находит применение облученный полиэтилен. В результате облучения электронами высоких энергий значение пробивной напряженности полиэтилена имеет незначительное изменение как при низких, так и при высоких температурах. Кроме того, повышается стойкость к образованию короны.

В табл. 5.25 приведены значения электрической прочности полиэтилена высокого давления при облучении гамма-лучами с интенсивностью  $2,4 \cdot 10^3$  Р/мин до дозы  $4,35 \cdot 10^5$  Р. Данные табл. 5.25 получены при напряжении постоянного тока.

Значения пробивной напряженности облученного полиэтилена достаточно высоки даже при температуре 300...400 °С. При большой дозе облучения (не ниже 1000 МР) изменения электрической прочности в зависимости от температуры незначительные.

Электрическая прочность облученного полиэтилена в электрическом поле переменного тока изменяется более существенно, чем в поле постоянного тока. В импульсном режиме изменения электрической прочности меньше, чем в случае переменного тока (табл. 5.26). При изготовлении деталей из облученного полиэтилена можно применять различные виды станочно-слесарной обработки: фрезерование, точение,

Таблица 5.26

Значения электрической прочности полиэтилена  
при различных условиях испытаний

Условия испытаний	Доза облучения, МР			
	0	25	50	100
Электрическая прочность, в импульсном режиме, кВ/мм	297	290	285	—
Электрическая прочность в поле переменного тока, кВ/мм	119	85	83	78

сверление и др. Благодаря высокой теплостойкости и сетчатой структуре облученного полиэтилена исключаются его размягчение и плавление в месте контакта с инструментом и могут быть получены детали с более высокой точностью и чистотой поверхности по сравнению с обычным полиэтиленом. Кроме того, детали из облученного полиэтилена хорошо сохраняют форму и размеры благодаря отсутствию хладотекучести. Для деталей ВИЭП приемлемая чистота обработки поверхности может быть получена при скорости резания 60...90 м/мин, продольной подаче 0,1 мм/об и глубине резания 0,5...1 мм. Для склеивания подготовленного радиационным методом полиэтилена со сплавом АМЦ рекомендуются клеи марок ПУ-2, ВК-9, ЭПН-20.

Изделия из облученного полиэтилена можно сваривать с помощью газовой горелки. При этом необходимы высокая температура газовой струи и наличие инертного газа в качестве теплоносителя.

Повышенные теплостойкость и адгезионная активность облученного полиэтилена позволяют проводить металлизацию его поверхности при помощи электропроводных клеев и красок, содержащих серебро, медь, никель или алюминий, а также вакуумным и плазменным напылением, электролитическим осаждением и другими способами.

Необходимо отметить, что приведенные в табл. 5 25 и 5.26 данные по электрической прочности справедливы для испытываемых образцов малых толщин (порядка 0,05 мм). При толщине материала более 3 мм целесообразно проводить расчет конструкции ВИЭП исходя из допустимой электрической прочности порядка 15...20 кВ/мм.

**Компаунды.** В качестве компаундов для герметизации ВИЭП применяются эпоксидные, кремнийорганические и уретановые полимеры.

Выполнение требования минимальных размеров и массы ИЭП приводит к необходимости уменьшения расстояния между компонентами до 1...2 мм. При этом должны обеспечиваться защита ИЭП от воздействий окружающей среды и работоспособность с заданными показателями надежности. Технологический процесс герметизации высоковольтного источника предъявляет к его конструктивному исполнению следующие основные требования: расположение компонентов и расстояния между ними должны обеспечивать вытеснение компаундом газовых включений из герметизируемого объема. Газовые включения обычно

имеют размеры, не превышающие долей миллиметра, однако они существенно ослабляют изоляцию.

Различие диэлектрических проницаемостей газового включения и компаунда приводит к повышению напряженности поля при включении в несколько раз. Поскольку электрическая прочность газов ниже по сравнению с компаундом, то в газовом включении происходят разрядные процессы, вызываемые постепенным повышением напряжения на изоляции. Эти разряды не приводят к немедленному пробоем всей изоляции, но многократно воздействуя на компаунд, постепенно разрушают его, вызывая так называемое электрическое старение изоляции. Полный пробой происходит лишь спустя некоторое время, которое зависит от энергии отдельных разрядов и частоты их повторения, стойкости компаунда к воздействию разрядов, толщины изоляции, конфигурации электрического поля и других факторов.

При заполнении объема ВИЭП изолирующим компаундом используют дегазацию в вакуумируемом объеме и пропитку мягковязкими составами, имеющими достаточную жизнеспособность (не менее 20 мин).

Следует отметить, что в газовых включениях число разрядов в единицу времени при постоянном напряжении на несколько порядков меньше, чем при напряжении переменного тока промышленной частоты. Этим объясняются более медленное старение изоляции и более высокая допустимая рабочая напряженность при постоянном напряжении.

При выборе компаунда для ряда ВИЭП с выходными напряжениями постоянного тока от 10 до 25 кВ, рассчитанных на эксплуатацию при относительной влажности воздуха 98 % и его температуре +40 °С, а также в интервале температур окружающей среды -60...+85 °С, рекомендуются для применения следующие марки компаундов: 10-200, 12-200, а также компаунд на основе ПДИ-ЗАК. Указанные компаунды имеют следующие характеристики:

тангенс угла диэлектрических потерь $\tan \delta$	
при частоте $2 \cdot 10^6$ Гц	0,01... 0,014
относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r$	2,4... 2,8
удельное объемное сопротивление $\rho$	$10^{14}$ Ом·см
электрическая прочность $E_{пр}$ при частоте $10^6$ Гц	20 кВ/мм
диапазон рабочих температур	-70... +100 °С

Компаунд марки 10-200 отличается малым механическим воздействием на элементы схемы, однако по технологичности он несколько уступает компаунду на основе ПДИ-ЗАК. Для герметизации высоковольтных трансформаторов используется компаунд марки 12-200, отличающийся от компаунда 10-200 наличием нитрида бора в качестве наполнителя. Благодаря присутствию последнего коэффициент теплопроводности увеличен с 0,15 до (0,44... 0,7) Вт/ч · °С, что улучшило температурный режим трансформатора и ВИЭП в целом.

В результате сравнительного анализа для ВИЭП рекомендуются компаунды марки 12-200 и на основе ПДИ-ЗАК.

При выборе марки компаунда конструктор ИЭП учитывает не только его изолирующие свойства, но и внутренние напряжения, возникающие в результате большого различия физико-механических свойств элементов и компонентов ИЭП и компаунда. Влияние внутренних напряжений в ВИЭП проявляется в значительно большей степени, чем в низковольтных. Это вызвано увеличением толщины слоя изолирующего компаунда с ростом рабочего напряжения ВИЭП.

Воздействие механических нагрузок со стороны компаунда отрицательно сказывается на всех компонентах схемы и конструкции ИЭП, но наиболее чувствительны компоненты и материалы с малым температурным коэффициентом линейного расширения, к которым относятся ферриты. Электромагнитные свойства ферритов (тангенс угла диэлектрических потерь и относительная диэлектрическая проницаемость) с ростом механического воздействия ухудшаются, что приводит к росту тока холостого хода трансформаторов и дросселей при колебаниях температуры окружающей среды и другим изменениям режима работы.

Для снижения механического воздействия на компоненты схемы ВИЭП со стороны заливочного компаунда применяются герметики типа «Эластосил». Кроме электрических требований эти герметики должны обеспечивать высокую теплопроводность. Электроизоляционный герметик «Эластосил 137-182» обладает повышенной теплопроводностью по сравнению с другими марками кремнийорганических материалов, у которых коэффициент теплопроводности не превышает 1,25 Вт/м·К. Герметик имеет достаточно большой срок хранения (6 мес.), хорошую адгезию с металлическими и изоляционными поверхностями, нетоксичен.

При изготовлении высоковольтных трансформаторов, дросселей и других узлов их защита от влияния внешней среды, и прежде всего влаги, осуществляется с помощью литой изоляции, получаемой заливкой в съемных формах. Для этой цели используют эпоксидные компаунды горячего отверждения, удовлетворяющие заданным требованиям при воздействии электрических, механических и тепловых нагрузок. Заливка узлов в кожух, изготавливаемый из металла или пластмассы, по сравнению с литой изоляцией более экономична, так как дорогостоящие съемные формы заменяются дешевыми кожухами. Наиболее надежная **влагозащита** высоковольтных функциональных узлов обеспечивается их герметизацией в металлическом кожухе с вакуум-плотной изоляцией.

При изготовлении моточных изделий из проводов диаметром менее 0,08 мм (например, трансформаторов с обмоткой из литого медного микропровода в стеклянной изоляции) возможны обрывы этих проводов в результате значительной усадки малоэластичного пропиточного компаунда или уменьшения его эластичности при отрицательной температуре. В конструкциях трансформаторов и дросселей такой компаунд оказывает механическое воздействие и на магнитопровод, что может привести к изменению параметров феррита или пермаллоя. В перечисленных случаях применяются эластичные пропиточные составы: кремнийорганические эластомеры типа СКТН, раствор СКТ в бензине и подобные.

Таблица 5 27

## Параметры эпоксидных компаундов

Параметры	Э-60	ЭЦТ	ЭКН
Электрическая прочность, кВ/мм	30	20	23
Удельное объемное электрическое сопротивление, Ом·см	$10^{15}$	$10^{14}$	$10^{14}$
после 30 суток тропической влаги	$5 \cdot 10^{14}$	—	—
после 56 суток тропической влаги	—	$10^{14}$	—
Тангенс угла диэлектрических потерь при частоте $10^6$ Гц	$3 \cdot 10^{-2}$	$3 \cdot 10^{-2}$	$2 \cdot 10^{-2}$
после 30 суток тропической влаги	$3 \cdot 10^{-2}$	—	—
после 56 суток тропической влаги	—	$3 \cdot 10^{-2}$	—

им. Эти составы сохраняют достаточную гибкость при температуре до  $-60$  °С и свои свойства до  $+200$  °С, обладают высокой стойкостью к воздействию влаги. Для изоляции обмоток мощных преобразователей (с выходной мощностью от 6 до 60 кВт) с выходным напряжением до 30 кВ используются пропиточные компаунды ЭТП-16 или УП-5-III-1 без промежуточного отверждения и заливочные компаунды ЭТЗ-16 и УП5-III-3. Применяются также пропиточный компаунд ЭПК-7 (без промежуточного отверждения) и заливочный компаунд ЭЗК-26; в качестве наполнителя используются ситалл марки ЭА-1-6 (200) и аэросил марки А-300 (2).

Для герметизации высоковольтных узлов могут быть использованы эпоксидные компаунды марок Э-60, ЭЦТ и ЭКН, основные параметры которых приведены в табл. 5 27; жизнеспособность компаунда Э-60 составляет не менее 8 ч. Он в течение длительного времени сохраняет стабильную вязкость (ее изменения не превышают 4 %), что позволяет механизировать процесс герметизации узлов и улучшить их качество. При этом скорость отверждения достаточно высокая. Диэлектрические и физико-механические характеристики компаунда Э-60 мало изменяются после воздействия влияющих величин, в том числе рабочей температуры в диапазоне  $-60 \dots +125$  °С.

Компаунд ЭЦТ рассчитан на изменения рабочей температуры от  $-60$  до  $+150$  °С и воздействие тропической влаги в течение 56 суток, тропического тумана в течение 7 суток. Компаунд рекомендуется для герметизации кремниевых приборов.

Компаунд ЭКН применяется при изготовлении умножителей напряжения для цветных телевизоров. Он рассчитан на диапазон рабочих температур  $-60 \dots +80$  °С.

Таблица 5 28

## Параметры основных компаундов

Марка компаунда	Интервал рабочих температур, °С	Тангенс угла диэлектрических потерь	Удельное объемное сопротивление, Ом·см	Относительная диэлектрическая проницаемость	Пробойное напряжение, кВ/мм	Теплопроводность
ЭТЗ-16	$-60 \dots +155$	0,012	$10^{14}$	4,2	23	0,86
ЭЗК-11	$-60 \dots +100$	0,012	$10^{14}$	4,1	23	0,26
ЭО-317Д	$-60 \dots +85$	0,01	$10^{13}$	2,6	20	0,25
ЭУ-10	$-60 \dots +85$	0,01	$10^{14}$	2,6	20	0,25
ЭЗК-6В	$-60 \dots +105$	0,004	$2 \cdot 10^{16}$	3,53	26	0,43
ЭЗК-9ЭП	$-60 \dots +150$	0,004	$10^{16}$	3,95	33	0,35
ВЭК-8Н	$-60 \dots +100$	—	—	3,8	100	0,41

В качестве изоляционного материала для заливки высоковольтных выпрямителей рекомендуется полиуретановый компаунд КТ-102. Кроме хороших электрических свойств (удельное объемное сопротивление  $10^{14}$  Ом·см, электрическая прочность 35 кВ/мм в однородном поле при  $20$  °С) компаунд отличается прозрачностью, эластичностью, ремонтнопригодностью, хорошей адгезией с элементами схемы. В то же время к недостаткам компаунда КТ-102 относятся значительные механические воздействия на компоненты схемы при отрицательной температуре окружающей среды и токсичность. Для защиты от механических воздействий заливаемые компоненты необходимо покрывать тремя слоями смазки на основе полиизобутилена.

Хорошие электроизоляционные свойства, эластичность и ремонтнопригодность отмечаются у компаунда ЭУ-10, однако прозрачность и адгезия с компонентами схемы у него хуже по сравнению с компаундом КТ-102.

В качестве изоляции наружных частей высоковольтных узлов применяются материалы поверхностной герметизации. эластичные компаунды высокой вязкости ЭТЭЗ-4 и ЭТЭГ-4 на основе модифицированного полидиенового каучука и эпоксидные компаунды ЭЗК-6 и ЭЗК-11.

Электрические характеристики ряда компаундов, применяемых при конструировании, приведены в табл. 5.28

**Покрывтия.** Электрическая прочность промежутка по поверхности твердого диэлектрика определяется его удельной поверхностной проводимостью  $\gamma$ . Значение  $\gamma$  для определенного материала является неизменным и зависит от ряда влияющих величин: относительной влажности воздуха, концентрации солей или щелочей в адсорбированной водной массе, температуры, давления окружающей атмосферы и др. Толщина водной пленки, в свою очередь, определяется свойствами и строением поверхности материала, давлением паров и температурой. На гра-

нице раздела между водой и поверхностью материала образуется двойной электрический слой, который разделяется на неподвижный и диффузный слои. Последний может перемещаться под действием внешнего электрического поля (явление электроосмоса), что является причиной неоднородности пленки.

При достаточно большой толщине пленки образуется слой, аналогичный водному раствору в свободном состоянии. Таким образом, возможны три фазовых состояния пленки на поверхности диэлектрика: двойной электрический слой и раствор, находящийся в свободном состоянии. При равенстве положительных и отрицательных ионов в свободном растворе и отрицательном заряде твердой поверхности число катионов больше числа анионов. Это вызывает дополнительную поверхностную проводимость благодаря подвижности избыточных ионов.

В связи с малым размером молекул воды (примерно  $3 \cdot 10^{-10}$  м) по сравнению с пористостью диэлектриков (примерно  $10^{-9} \dots 10^{-5}$  м) влага проникает в межмолекулярное пространство любого электроизоляционного материала. Если материал содержит водорастворимые примеси (например, соли), то наблюдается осмотическое влагопоглощение. В результате растворения примесей в воде освобождается некоторый объем, занятый ими, в который поступает дополнительное количество влаги. Для защиты материала от осмотического влагопоглощения перед герметизацией необходима тщательная промывка поверхности узлов от примесей (кислот и солей).

В качестве изоляционного покрытия для защиты печатного монтажа широко применяются лаки Э4100 и УР-231. Лаком УР-231 покрывают также места пайки у лепестков трансформаторов после монтажа, неспаянные места лепестков и незадействованные лепестки.

## Заключение

Сравнительный анализ источников электропитания (ИЭП) различных бортовых РЭС и их составных частей выявил целесообразность и возможность унификации источников по применяемости. Для выполнения этой задачи необходима функциональная и конструктивная совместимость ИЭП как с системой автономного электроснабжения, так и с устройствами РЭС.

В течение ряда лет решается задача использования унифицированных ИЭП в существующих типах конструкций различных РЭС. В этом случае рассматриваются два возможных варианта:

- а) адаптация унифицированной конструкции ИЭП при размещении в конструкции РЭС;
- б) адаптация конструкции РЭС под унифицированный конструктив ИЭП.

Проведенные специалистами нашей и других стран работы по созданию параметрических рядов ИЭП показали, что конструкций этих рядов определялись конструктивами конкретных РЭС. При попытках использования ИЭП в составе других РЭС оказывалась очевидной целесообразность варианта «б».

С целью снижения затрат средств и времени на адаптацию унифицированных ИЭП в составе различных по конструктивному исполнению РЭС размеры этих ИЭП должны коррелироваться с конструктивами различных видов. Указанному требованию могут отвечать лишь ИЭП, построенные по модульному принципу. Наилучшие результаты будут достигнуты при разделении источников на модули нулевого уровня (микросхемы и микросборки). В этом случае существенно облегчается выполнение требований устойчивости к механическим и климатическим воздействиям. Кроме того, снижение размеров модулей будет способствовать снижению паразитных параметров, что позволит повысить частоту преобразования.

Создание источников электропитания в виде комплектов модулей низкого (нулевого) уровня открывает возможность автоматизации процессов их изготовления и контроля, что обеспечивает повышение надежности работы, упрощение компоновки и снижение стоимости. Осуществление поставленной конструктивно-технологической задачи возможно при выполнении источника на базе многоканального преобразователя, состоящего из достаточно большого числа модулей инверторов со сравнительно малой выходной мощностью. Снижение мощности позво-

ляет провести миниатюризацию инвертора и согласующего трансформатора за счет повышения частоты преобразования. При этом достигается снижение потерь в каждом канале.

Суммирование выходных напряжений выпрямленного тока маломощных каналов, сдвинутых по фазе один относительно другого, обеспечивает снижение уровня и повышение частоты пульсаций выходного напряжения. Выбором частоты преобразования можно получить частоту пульсаций, которая выходит за диапазон контролируемых частот и не оказывает влияния на работу нагрузки. При этом фильтрация пульсаций достаточно высоких частот обеспечивается керамическими конденсаторами малой емкости, что способствует миниатюризации аппаратуры. Подобное схемное решение источников импульсного действия позволит заменить ими ряд источников непрерывного действия, что существенно повысит КПД преобразовательных устройств и надежность их работы, улучшит удельные показатели РЭС по массе и объему.

## Список литературы

1. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Г.С. Найвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др.; Под ред. Г.С. Найвельта. — М.: Радио и связь, 1985. — 576 с.
2. Источники вторичного электропитания / В.А. Головацкий, Г.Н. Гулякович, Ю.И. Конев и др.; Под ред. Ю.И. Конева. — М.: Радио и связь, 1990. — 420 с.
3. Полупроводниковые приборы. Диоды выпрямительные, стабилитроны, тиристоры; Справочник / А.Б. Гитцевич, А.А. Зайцев, В.В. Мокряков и др.; Под ред. А.В. Голомедова. — М.: Радио и связь, 1988. — 528 с.
4. Полянин К.П. Интегральные стабилизаторы напряжения. — М.: Энергия, 1979. — 192 с.
5. Микроэлектронные электросистемы. Применения в радиоэлектронике / Ю.И. Конев, Г.Н. Гулякович, К.П. Полянин и др.; Под ред. Ю.И. Конева. — М.: Радио и связь, 1987. — 240 с.
6. Иванов-Цыганов А.И., Хандогин В.И. Источники вторичного электропитания приборов СВЧ. — М.: Радио и связь, 1989. — 144 с.
7. Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции. Формулы, графики, таблицы: Пер. с нем. / Под ред. Л.И. Серова. — М.: Наука, 1977. — 342 с.
8. Справочник по электрическим конденсаторам / М.Н. Дьяконов, В.И. Карабанов, В.И. Присняков и др.; Под общ. ред. И.И. Четверкова и В.Ф. Смирнова. — М.: Радио и связь, 1983. — 576 с.
9. Cogger S. Military switching power supplies shrink, increase power density, maintain reliability / EDN. — 1985. № 19. — Vol. 30. — P. 63-70.
10. Шерстнев В.В. Конструирование и микроминиатюризация ЭВА: Учебник для вузов. — М.: Радио и связь, 1984. — 272 с.
11. Парфенов Е.М., Камышная Э.Н., Усачов В.П. Проектирование конструкций радиоэлектронной аппаратуры: Учебное пособие для вузов. — М.: Радио и связь, 1989. — 272 с.
12. Функциональные устройства систем электропитания наземной РЭА / В.В. Авдеев, В.Т. Костиков, А.М. Новожилов, В.И. Чистяков; Под ред. В.Г. Костилова. — М.: Радио и связь, 1990. — 192 с.

13. **Базовый** принцип конструирования РЭА / Е.М. Парфенов, В.Ф. Афанасенко, В.И. Владимиров, Е.В. Саушкин; Под ред. Е.М. Парфенова. — М.: Радио и связь, 1981. — 120 с.

14. **Костиков В.Г., Никитин И.Е.** Источники электропитания высокого напряжения РЭА. — М.: Радио и связь, 1986. — 200 с.

15. **Несущие** конструкции радиоэлектронной аппаратуры / П.И. Овсищев, Ю.В. Голованов, В.П. Ковешников и др.; Под ред. П.И. Овсищера. — М.: Радио и связь, 1938. — 232 с.

16. **Деньдобренко Б.Н., Малика А.С.** Автоматизация конструирования РЭА. — М.: Высшая школа, 1980. — 384 с.

17. **Дульнев Г.Н.** Тепло- и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре.: Учеб. для вузов. — М.: Высшая школа, 1984. — 247 с.

18. **Токарев М.Ф., Талицкий Е.Н., Фролов В.А.** Механические воздействия и защита РЭА.: Учеб. пособие для вузов; Под ред. В.А. Фролова. — М.: Радио и связь, 1984. — 224 с.

## Оглавление

Предисловие.....	3
Введение.....	4
<b>Глава 1. Системы электроснабжения электронных средств.....</b>	<b>7</b>
1.1. Классификация источников электропитания.....	7
1.2. Общие требования к источникам электропитания электронных средств.....	19
1.3. Системы автономного электроснабжения.....	22
1.3.1. Построение и характеристики систем автономного электроснабжения.....	22
1.3.2. Химические источники тока.....	35
1.3.3. Автономные источники электроэнергии на базе солнечных батарей.....	38
<b>Глава 2. Схемотехническое проектирование источников электропитания.....</b>	<b>41</b>
2.1. Выпрямители.....	41
2.2. Сглаживающие фильтры.....	53
2.3. Стабилизаторы напряжения постоянного тока непрерывного действия.....	56
2.3.1. Параметрические стабилизаторы.....	56
2.3.2. Компенсационные стабилизаторы.....	61
2.4. Импульсные источники электропитания.....	75
2.4.1. Однотактные однофазные преобразователи напряжения.....	76
2.4.2. Двухтактные однофазные преобразователи напряжения.....	78
2.4.3. Многофазные преобразователи напряжения.....	82
2.4.4. Преобразователи напряжения с амплитудной модуляцией по входу инвертора.....	84
2.4.5. Источники электропитания с микропроцессорным регулированием напряжения.....	87

<b>Глава 3. Компоненты источников электропитания</b>	<b>97</b>
3.1. Транзисторы и транзисторные ключи	97
3.1.1. Биполярные транзисторы	97
3.1.2. Полевые транзисторы	101
3.1.3. Ключи на биполярных транзисторах	104
3.1.4. Ключ на полевых транзисторах	113
3.1.5. Ключи на полевых и биполярных транзисторах	116
3.2. Трансформаторы	117
3.3. Полупроводниковые диоды	140
3.4. Дроссели	145
3.5. Конденсаторы	152
<b>Глава 4. Источники электропитания электронных средств</b>	<b>157</b>
4.1. Многоканальные источники электропитания персональных ЭВМ	157
4.2. Модуль электропитания вычислительных средств на базе шины VME	175
4.3. Источники электропитания высокого напряжения для передающих устройств	184
4.3.1. Источники электропитания с непрерывными стабилизаторами напряжения	185
4.3.2. Высоковольтный источник электропитания с выходной мощностью 14 кВт	190
4.3.3. Мощные высоковольтные источники электропитания с резонансным LC-контуром	199
4.3.4. Устройства защиты мощных высоковольтных электронных средств	208
4.4. Высоковольтные источники электропитания индикаторных устройств	212
4.4.1. Высоковольтные выпрямители	214
4.4.2. Высоковольтные источники электропитания с промежуточным преобразованием частоты	223
<b>Глава 5. Конструкторское проектирование источников электропитания</b>	<b>237</b>
5.1. Параметрические и типоразмерные ряды — основа стандартизации и унификации ИЭП и их модулей	238
5.1.1. Определение вида целевой функции и ограничений	239
5.1.2. Последовательность расчета оптимального типоразмерного ряда	244

5.1.3. Пример расчета оптимального типоразмерного ряда радиаторов полупроводниковых приборов ИЭП	246
5.2. Конструирование источников электропитания и их функциональных узлов	253
5.2.1. Модули нулевого уровня	253
5.2.2. Модули первого и второго уровней	257
5.2.3. Конструктивные требования к модулям ИЭП	258
5.2.4. Компоновка модулей ИЭП	259
5.2.5. Обеспечение электромагнитной совместимости модулей ИЭП	262
5.2.6. Обеспечение заданного теплового режима модулей ИЭП	269
5.2.7. Защита ИЭП от механических воздействий	289
5.2.8. Расчет надежности ИЭП	301
5.3. Конструирование высоковольтных и высокопотенциальных источников электропитания	307
5.3.1. Входной выпрямитель	309
5.3.2. Выходной выпрямитель	310
5.3.3. Делитель напряжения	311
5.3.4. Высоковольтный коммутатор	313
5.3.5. Высоковольтный трансформатор	314
5.3.6. Узлы электрических соединителей	316
5.3.7. Высоковольтные трансформаторы преобразователей напряжения	319
5.3.8. Высоковольтные трансформаторно-выпрямительные модули (ВТВМ)	322
5.3.9. Узлы на печатных платах	327
5.3.10. Узлы на керамических подложках	328
5.3.11. Конструкционные материалы высоковольтных ИЭП	329
Заключение	337
Список литературы	339



Учебное издание

**Костиков** Владимир Григорьевич  
**Парфенов** Евгений Михайлович  
**Шахнов** Вадим Анатольевич

**Источники электропитания электронных средств.  
Схемотехника и конструирование**

Учебник

Заведующий редакционным отделом Ю.Г. Ивашов  
Редактор Г.Н. Астафуров  
Художественный и технический редактор С.Ф. Романова  
Корректор Т.В. Дземидович

ЛР 071334 ОТ 22.08.96

ЛР 010164 от 29.01.97

Подписано в печать 27.04.2001. Формат 60 × 88 1/16.

Печать офсетная. Бумага газетная. Гарнитура Helvetica.

Усл. печ. л. 21,07. Усл. кр.-отт. 21,56. Уч. изд. 20,63. Печ. л. 21,5

Тираж 3000. Заказ 5604

Издательский Дом "Грааль"

141200, г. Пушкино, Московской обл., ул. Лесная, д. 5

Издательство «Радио и связь» 101000, Москва, Почтамт, а/я 693

Отпечатано в Производственно-издательском комбинате ВИНТИ,  
140010, г. Люберцы, Московской обл., Октябрьский пр-т, 403.

Тел. 554-21-86

**Приглашаются специалисты  
в области связи, телекоммуникационных  
Технологий и компьютерных систем  
для авторской подготовки новых книг,  
обзоров и методических руководств  
по направлениям :**

- Языки программирования;
- Разработка баз данных;
- Криптография и защита информации;
- Компьютерная графика;
- Сети и сетевые технологии;
- Ремонт и обслуживание бытовой и промышленной электроники;
- Интеллектуальные сети;
- Мультимедийные технологии;
- Internet-телефония;
- Мобильный Internet;
- Управление сетями связи;
- Безопасность радиосетей;
- Системы и стандарты широкополосной связи;
- Цифровое видео;
- Интерактивное ТВ-вещание;
- Интеллектуальные антенны;
- Персональные услуги связи;
- Пакетные сети голосовой связи;
- Электронная коммерция;
- Поиск информации в Internet;
- Применение транкинговой радиосвязи;
- Информационные системы на основе Web - технологий;
- Радиосвязь на транспорте;
  - » Маркетинг связи;
  - » Бизнес-применения Web- технологий;
  - » Маркетинг Internet-услуг;
- Безопасность Internet- применений;
- Домашние системы связи;
- Обслуживание клиентов с помощью Internet;
- Пособия для школьников и студентов;
- Электронные измерения и измерительная техника;
- Учебники для вузов и техникумов;
- Сборники радиолюбительских конструкций;
- КВ и Си-Би связь;
- Руководства по хакингу и фрикингу;
- Справочники и руководства по применению новой элементной базы;
- Программирование игр;
- Другие темы.

ISBN 5-93517-052-3



9 785935 170523

**Просьба обращаться  
с авторскими идеями  
и план-просpekтами  
по адресу в Интернет  
[radios@cityline.ru](mailto:radios@cityline.ru)**