

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ



УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

КНОРУС

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Под редакцией доктора технических наук,
профессора **В.А. Шахнова**

Четвертое издание, переработанное и дополненное

Рекомендовано УМО вузов Российской Федерации
по образованию в области радиотехники, электроники,
биомедицинской техники и автоматизации
в качестве **учебного пособия**
для студентов высших учебных заведений,
обучающихся по специальностям 210201 «Проектирование
и технология радиоэлектронных средств»
и 210202 «Проектирование и технология электронно-
вычислительных средств» направления 210200
«Проектирование и технология
электронных средств»



МОСКВА
2010

УДК 621.314(075.8)

ББК 31.264.5я73

П79

Рецензенты:

С.Б. Беневоленский, заведующий кафедрой «Электроника и информатика» «МАТИ» — РГТУ им. К.Э. Циолковского, д-р техн. наук, проф.,

В.Д. Шашурин, заведующий кафедрой «Технологии приборостроения» Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана, д-р техн. наук, проф.

П79 Проектирование источников электропитания электронной аппаратуры : учебное пособие / О.К. Березин, В.Г. Костиков, Е.М. Парфенов и др. ; под ред. В.А. Шахнова. — 4 изд., перераб. и доп. — М. : КНОРУС, 2010.— 536 с.

ISBN 978-5-406-00230-8

Рассмотрены вопросы схемотехнического и конструкторского проектирования низковольтных и высоковольтных источников электропитания электронной аппаратуры различного назначения, а также их особенности, определяемые характеристиками систем автономного электроснабжения, характером нагрузок и условиями эксплуатации. Приведены справочные данные для курсового и дипломного проектирования.

Четвертое издание (3-е — 2005 г.) дополнено результатами исследований и разработок источников электропитания на базе полевых и биполярных транзисторов с изолированным затвором, примерами расчетов.

Содержание учебного пособия соответствует курсу лекций, который авторы читают в МГТУ им. Н.Э. Баумана.

Для студентов, изучающих электротехнику, электронику и конструкторское проектирование электронной аппаратуры.

УДК 621.314(075.8)

ББК 31.264.5я73

Березин Олег Константинович, Костиков Владимир Григорьевич,
Парфенов Евгений Михайлович, Скрипко Анатолий Афанасьевич,
Шахнов Вадим Анатольевич

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Санитарно-эпидемиологическое заключение

№ 77.99.60.953.Д.003365.04.09 от 01.04.2009 г.

Изд. № 1468. Подписано в печать 14.08.2009

Формат 60х90/16. Гарнитура «PetersburgС». Печать офсетная.

Усл. печ. л. 33,5. Уч.-изд. л. 31,0. Тираж 2000 экз. Заказ №

ООО «Издательство КноРус».

129110, Москва, ул. Большая Переяславская, 46, стр. 7.

Тел.: (495) 680-7254, 680-0671, 680-1278.

E-mail: office@knoirus.ru <http://www.knoirus.ru>

Отпечатано в ОАО «ИПК «Ульяновский Дом печати».

432980, г. Ульяновск, ул. Гончарова, 14.

ISBN 978-5-406-00230-8

© Коллектив авторов, 2010

© ЗАО «МЦФЭР», 2010

© ООО «Издательство КноРус», 2010

*Бывшим, настоящим и будущим студентам
Московского государственного технического
университета им. Н.Э. Баумана посвящается*

ПРЕДИСЛОВИЕ

Электроника, электронные средства и электронная аппаратура широко используются во всех сферах деятельности человека. Бытовая техника, транспорт, системы автоматизированного проектирования и производства, здравоохранение, оборонная техника, космос – далеко не полный перечень возможного использования электронной аппаратуры (ЭА). Столь широкое распространение ЭА определяет большой объем технических, эксплуатационных и экономических требований как к ней самой, так и к ее составным узлам и устройствам. Одним из таких устройств, входящих практически во все виды ЭА, является **источник электропитания**. Только правильно спроектированный и сконструированный источник электропитания способен обеспечить нормальную работу ЭА на всех этапах ее жизненного цикла.

Согласно государственным стандартам, источник электропитания (ИЭП) – устройство, преобразующее поступающие от *системы электроснабжения* в ЭА напряжение и ток до оговоренных в технической документации *номиналов, показателей стабильности и надежности*. Источники электропитания, использующие химико-электрические гальванические элементы, электрохимические аккумуляторы, биохимические и биологические элементы, атомно-электрические устройства, в книге не рассматриваются ввиду специфичности их проектирования.

В учебнике отражены современные тенденции схемотехнической и конструкторской разработки ИЭП с использованием современной элементной базы. Приведены наиболее общие сведения по этим проблемам, по мнению авторов, достаточные для схемотехников, конструкторов и технологов. Содержание книги основано на ре-

зультатах исследований и разработок, выполненных авторами на предприятиях радиопромышленности, а также на учебных курсах «Источники электропитания РЭС» и «Источники электропитания ЭВС», которые авторы читают студентам МГТУ им. Н.Э. Баумана, проходящим подготовку по направлению «Проектирование и технология электронных средств» и специальностям «Проектирование и технология электронно-вычислительных средств» и «Проектирование и технология радиоэлектронных средств».

Следует отметить, что под термином «электронная аппаратура» авторами подразумевается любой вид радиоэлектронной, электронно-вычислительной и управляющей аппаратуры, построенной с использованием полупроводниковой и микроэлектронной элементной базы. В современной учебной и научно-технической литературе широко применяются термины «радиоэлектронная аппаратура», «компьютер», «электронная вычислительная машина – ЭВМ», «электронно-вычислительная аппаратура – ЭВА», «электронно-вычислительные средства – ЭВС», «радиоэлектронные средства – РЭС». Принципиальных различий между этими терминами с точки зрения конструкторско-схемотехнического проектирования нет. Поэтому в дальнейшем изложении авторы используют термин **«электронная аппаратура» (ЭА)**.

Используемые в ЭА полупроводниковые приборы, интегральные микросхемы, конденсаторы, резисторы, реле и другие компоненты в научно-технической литературе также называются по-разному: элементы, компоненты, электрорадиоэлементы – ЭРЭ. Принципиальных отличий между этими терминами, по мнению авторов, также нет. В предлагаемой вниманию читателя книге отдается предпочтение термину «компонент».

Учебное пособие рассчитано на студентов, изучающих электротехнику, электронику, конструкторское проектирование ЭА и др.

Ограниченный объем не позволил охватить все вопросы, связанные с созданием ИЭП, в частности, не рассмотрен столь важный раздел, как организация производства ИЭП и обеспечение их качества в процессе производства. Эти проблемы достаточно подробно приведены в учебно-методической и технической литературе по ЭА.

Выражаем благодарность сотрудникам кафедры «Проектирование и технология производства электронной аппаратуры» МГТУ им. Н.Э. Баумана, оказавшим помощь в подготовке издания, а также рецензентам: кафедре «Конструирование и технология радиоэлек-

тронных средств» Московского государственного авиационно-технологического университета (МГТУ—МАТИ) (зав. кафедрой — доктор технических наук, профессор С.Б. Беневоленский) и кафедре «Технологии приборостроения» Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана (зав. кафедрой — доктор технических наук, профессор Шашурин В.Д.).

Авторы будут признательны читателям за все замечания по содержанию учебного пособия, которые просим направлять по адресу: 129110, Москва, ул. Большая Переяславская, 46, стр. 7, ООО «Издательство КноРус».

Авторы

СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- АБ — аккумуляторная батарея
АБЭ — агрегат бесперебойного электроснабжения
АМ — амплитудная модуляция
БНК — базовая несущая конструкция
БТИЗ — биполярный транзистор с изолированным затвором
ВАХ — вольт-амперная характеристика
ВИЭП — высоковольтный источник электропитания
ВТВМ — высоковольтный трансформаторно-выпрямительный модуль
ГОМ — генератор отбора мощности
ГТИ — генератор тактовых импульсов
ДП — диагностические параметры
ЗИП — запасные инструмент и приборы (запасные детали и комплектующие изделия)
ИМС — интегральная микросхема
ИОН — источник опорного напряжения
ИОУ — идеальный операционный усилитель
ИС — интегральная схема (микросхема)
ИШИМ — интегральная широтно-импульсная модуляция
ИЭП — источник электропитания
КПП — коммутационная печатная плата
МДП — полупроводниковая структура металл — диэлектрик — полупроводник
МОП — полупроводниковая структура металл — окисел — полупроводник
МП — микропроцессор
МПК — микропроцессорный контроллер
ОТД — объект технического диагностирования
ОУ — операционный усилитель
ПЭВМ — персональная ЭВМ
РЛС — радиолокационная станция
РЭС — радиоэлектронное средство

РУ — регулирующее устройство
САЭС — система автономного электроснабжения
СВЧ — сверхвысокая частота
СТД — система технического диагностирования
СЭП — система электропитания
ТВМ — трансформаторно-выпрямительный модуль
ТД — техническое диагностирование
ТКН — температурный коэффициент напряжения
ТТЛ — транзисторно-транзисторная логика
ТЭЗ — типовый элемент замены
УОС — устройство обратной связи
УПТ — усилитель постоянного тока
ФИМ — фазоимпульсная модуляция
ФК — функциональный контроль
ФРП — фильтр радиопомех
ЧИМ — частотно-импульсная модуляция
ЧШИМ — частотно-широотно-импульсная модуляция
ШИМ — широкоотно-импульсная модуляция
ЭА — электронная аппаратура
ЭВС — электронно-вычислительное средство
ЭЛТ — электронно-лучевая трубка
ЭМС — электромагнитная совместимость
ЭРИ — электрорадиоизделия

ВВЕДЕНИЕ

Электронная аппаратура (ЭА), в основу функционирования которой положены принципы электроники, строится на базе электронных компонентов различного назначения (микросхем, резисторов, конденсаторов и др.) с помощью коммутационных (печатных) плат, разъемных и неразъемных соединений, несущей конструкции и т. п.

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

За прошедшие более чем 100 лет с момента появления первого электронного аппарата (радио А.С. Попова) до наших дней сменилось несколько поколений ЭА, имеющих принципиальные отличия друг от друга по функциональным возможностям, применяемой компонентной базе, конструктивно-технологическим решениям и т. п. Это в равной мере относится как к радиоэлектронной аппаратуре бытового назначения, так и к системам управления сложными техническими объектами, такими как воздушные лайнеры, космические аппараты и др. Однако в каждом из видов ЭА, будь то вычислительная машина или калькулятор, CD-проигрыватель или радиолокационная станция, узел управления холодильником или электрокардиографом, имеется система, устройство или компонент, выполняющие одну и ту же функцию: обеспечение электропитанием всех входящих в данную аппаратуру компонентов (электронных ламп, транзисторов, микросхем и др.). Поэтому ИЭП в полной мере можно назвать самым *массовым* узлом современной ЭА. Кроме того, разные типы ИЭП, серийно выпускаемые промышленностью, могут применяться для энергообеспечения различных видов ЭА, что позволяет назвать их одним из самых *унифицированных* узлов современной ЭА.

Наличие в той или иной ЭА, какой бы сложной она ни была, источника электропитания настолько очевидно, что на общей функциональной электрической схеме этой аппаратуры он зачастую не указывается. При этом оговаривается лишь перечень номиналов напряжений, мощность по выходу каждого канала и стабильность (если это необходимо). А между тем любая ЭА или средство, даже если они состоят только из одного транзистора, требуют очень внимательного отношения к ИЭП.

При создании ЭА 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, в том числе и в России, существуют фирмы, специализирующиеся на промышленном выпуске ИЭП, и потребитель может выбрать наиболее ему подходящий. Однако, если по эксплуатационным, конструктивным или другим соображениям серийно выпускаемые ИЭП не удовлетворяют потребителя, необходимо разработать новый ИЭП с учетом всех правил и ограничений, специфичных для этого вида ЭА.

Если рассматривать ЭА как устройство, потребляющее электрическую энергию, то в общем виде оно может состоять из двух частей: системы или источника электропитания и нагрузки. Если ЭА размещается на подвижном объекте, то в ее 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 ЭА, 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 *стабилизирующие* и *нестабилизирующие* ИЭП. Стабилизирующие ИЭП обеспечивают постоянство выходного напряжения на заданном уровне при воздействии, например, изменений входного напряжения, выходного тока, температуры окружающей среды и др. В их состав входит функциональный узел, осуществляющий стабилизацию выходного напряжения. В нестабилизирующих ИЭП функциональный узел стабилизации напряжения отсутствует.

Важной задачей при разработке ЭА является снижение массы и габаритных размеров ИЭП. 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 стоит ряд взаимосвязанных задач, которые зависят от его знания 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 номинальных значений напряжений и токов, намного уменьшились масса и габаритные размеры, повысились требования по надежности, безопасности, экономичности. Комплексному рассмотрению вопросов схемотехнического и конструкторского проектирования как основных в общем процессе создания источников электропитания ЭА и посвящено предлагаемое учебное пособие.

Раздел 1

ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ И ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ И ИХ КОМПОНЕНТЫ

1.1. Классификация источников электропитания и технические требования к ним

Источники электропитания (ИЭП) электронной аппаратуры (ЭА) в зависимости от назначения обеспечивают изменение уровня входного напряжения, выпрямление, инвертирование, стабилизацию, фильтрацию, защиту и комбинацию этих функций. Различное назначение, широкий диапазон характеристик определяют большое их разнообразие. Поэтому целесообразно провести классификацию ИЭП по следующим основным параметрам.

По входным параметрам: ИЭП с входным напряжением переменного тока (однофазного или трехфазного), ИЭП с входным напряжением постоянного тока, ИЭП с входными напряжениями переменного и постоянного токов.

По выходной мощности $P_{\text{вых}}$: ИЭП микромощные ($P_{\text{вых}} \leq 1$ 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 ($P_{\text{вых}} > 1000$ Вт). Отдельную группу составляют ИЭП с выходной мощностью 2,5...1000 кВт для электропитания мощных передающих и приемных устройств, ускоряющих электродов ионной оптики и другой ЭА.

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

По номинальному значению выходного напряжения $U_{\text{вых}}$: ИЭП с низким ($U_{\text{вых}} < 100 \text{ В}$), повышенным ($U_{\text{вых}} = 100 \dots 1000 \text{ В}$), высоким ($U_{\text{вых}} > 1000 \text{ В}$) напряжением. 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. Используются также ИЭП, 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 называются *высокопотенциальными*.

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

По допустимому отклонению номинального значения выходного напряжения (тока): ИЭП низкой точности (более 5%), средней точности ($1 \dots 5 \%$), высокой точности ($0,1 \dots 1 \%$), прецизионные (менее $0,1 \%$).

По уровню пульсации (переменной составляющей) выходного постоянного напряжения (тока): ИЭП с малым уровнем пульсаций (менее $0,1 \%$), со средним уровнем ($0,1 \dots 1 \%$), большим уровнем (более 1%).

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

В большинстве случаев ИЭП содержат *трансформатор*, обеспечивающий заданный уровень напряжения и гальваническую развязку входных и выходных цепей. При внешней сети постоянного тока на входе трансформатора устанавливается *инвертор* (преобразователь напряжения постоянного тока в напряжение переменного тока).

Стабилизирующие ИЭП имеют в своем составе *стабилизатор напряжения (тока)* – функциональный узел, осуществляющий стабилизацию выходного напряжения (тока).

По способу стабилизации выходного напряжения (тока) различают ИЭП с параметрическими или компенсационными стабилизаторами напряжения (тока).

При параметрическом способе стабилизации в ИЭП отсутствует цепь обратной связи и стабилизация осуществляется за счет использования нелинейных компонентов, параметры которых автоматически изменяются при воздействии влияющих величин таким образом, что выходное напряжение (ток) остается неизменным. Нелинейный компонент может быть включен как со стороны выходного напряжения параллельно нагрузке, так и со стороны входного напряжения. Схемы параметрического способа стабилизации просты и надежны, но с их помощью нельзя осуществить плавную регулировку выходного напряжения и необходимую точность его установки. Источник электропитания с параметрическим стабилизатором обычно применяется при выходных мощностях до единиц ватт, небольшом КПД и широких пределах допуска на установку выходного напряжения.

Компенсационные стабилизаторы напряжения позволяют плавно регулировать выходное напряжение ИЭП, обеспечивают высокую точность установки и стабилизации выходного напряжения. При компенсационном способе стабилизация осуществляется за счет воздействия изменения выходного напряжения на регулирующее устройство (РУ) через устройство обратной связи (УОС).

По месту включения РУ при компенсационном способе стабилизации различают ИЭП с включением РУ на выходе последовательно с нагрузкой (последовательные стабилизаторы напряжения или тока) и параллельно нагрузке (параллельные стабилизаторы напряжения или тока), а также ИЭП с включением РУ на стороне системы электроснабжения перед первичной обмоткой трансформатора.

По роду работы регулирующего устройства различают ИЭП *непрерывного* и ИЭП *импульсного* действия. В стабилизаторах напряжения (тока) непрерывного действия РУ работает в непрерывном режиме (его сопротивление плавно изменяется под воздействием влияющих величин). В стабилизаторах напряжения (тока) импульсного действия РУ работает в импульсном режиме (под воздействием влияющих величин изменяется длительность и периодичность его включения).

Рассмотрим особенности построения ИЭП различных типов на примере укрупненных структурных схем, приведенных на рис. 1.1. При системе электроснабжения переменного тока на входе ИЭП устанавливаются трансформатор Т и выпрямитель В, к выходу которого подключается стабилизатор напряжения. Выходное напряжение ИЭП подается на вход устройства сравнения УС, входящего в состав устройства обратной связи УОС, где оно сравнивается с напряжением источника опорного напряжения ИОН. Сигнал ошибки

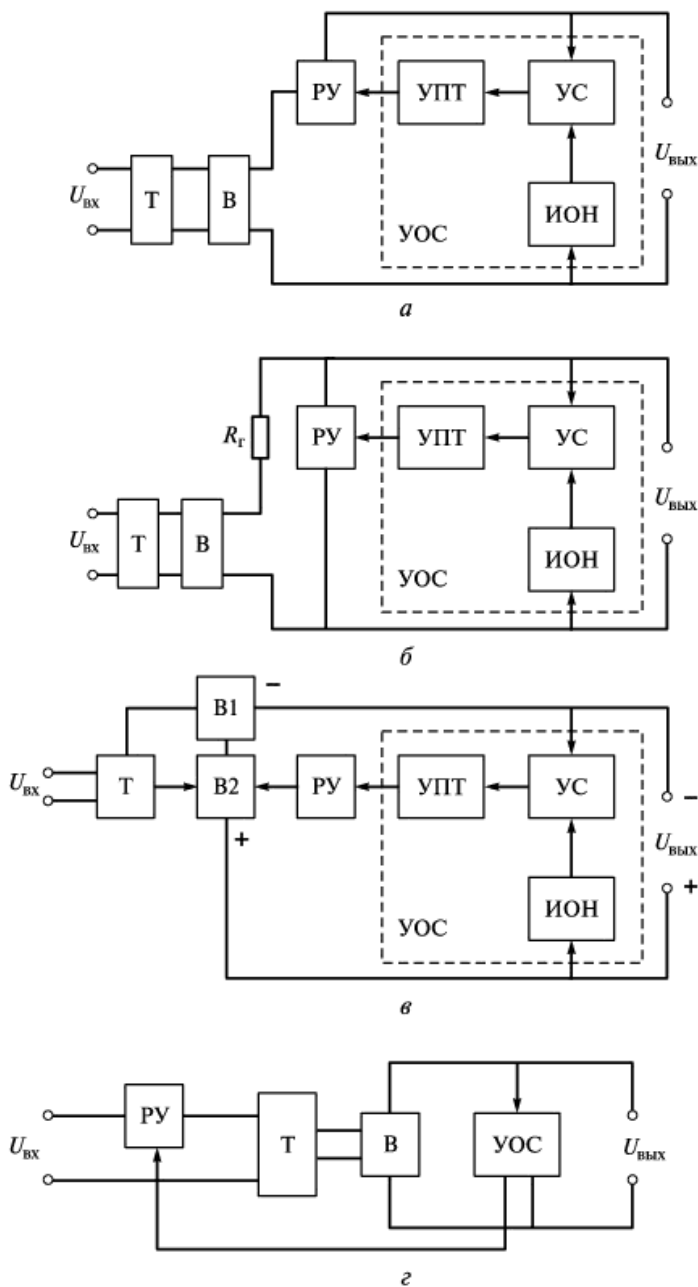


Рис. 1.1. Структурная схема (начало)

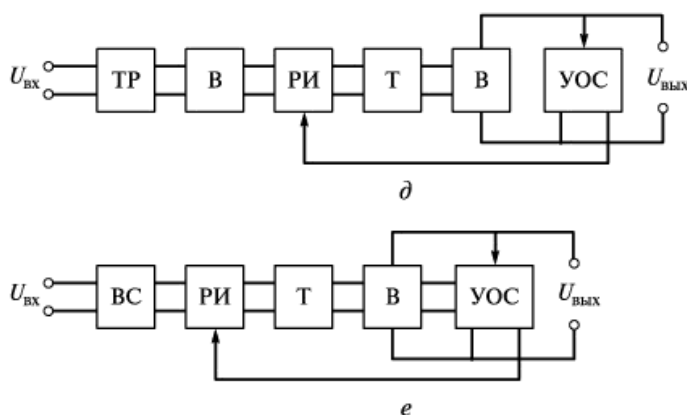


Рис. 1.1. Структурная схема (окончание):

a – ИЭП с последовательной стабилизацией напряжения; *б* – ИЭП с параллельной стабилизацией напряжения; *в* – стабилизатора напряжения с вольтодобавкой; *г* – стабилизатора напряжения с регулирующим устройством во входной цепи; *д* – ИЭП с развязывающим входным трансформатором; *е* – ИЭП без трансформатора на входе; Т – трансформатор; В – выпрямитель; РУ – регулирующее устройство; УПТ – усилитель постоянного тока; УС – устройство сравнения; УОС – устройство обратной связи; ИОН – источник опорного напряжения

через усилитель постоянного тока УПТ подается в необходимой фазе на управляющий вход регулирующего устройства РУ, изменяя его сопротивление таким образом, что напряжение на выходе ИЭП поддерживается с заданной степенью точности. В параллельном стабилизаторе напряжения постоянство выходного напряжения достигается за счет изменения тока РУ, протекающего через гасящий резистор R_r (рис. 1.1, б). Источники электропитания с РУ, включенным в выходные цепи, позволяют получить низкий коэффициент пульсаций выходных напряжений и низкое динамическое внутреннее сопротивление.

На рис. 1.1, в приведена структурная схема ИЭП с *вольтодобавкой*, в которой последовательно со стабилизатором напряжения включен нерегулируемый выпрямитель В1. В этой схеме стабилизатор рассчитывается на выходное напряжение с учетом возможного диапазона его изменения под воздействием влияющих величин. Вольтодобавка упрощает схему регулирования, но не уменьшает мощности рассеяния в регулирующем устройстве. Качество выходного напряжения у этой схемы ниже по сравнению со схемами, приведенными на рис. 1.1, а и б.

В источниках электропитания с включением РУ во входной цепи максимальное рабочее напряжение на регулирующем устройстве не зависит от значения выходного напряжения. Регулирующее устройство в

таких схемах включается в цепь переменного тока (рис. 1.1, *з*) и выполняется на полупроводниковых приборах или дросселях насыщения.

Разновидностями ИЭП с включением РУ во входную цепь являются схемы, выполненные на базе регулируемых инверторов РИ, преобразующих постоянный ток в переменный с повышенной частотой. При этом регулируемый инвертор может быть подключен к системе электроснабжения через развязывающий трансформатор ТР (рис. 1.1, *д*) или непосредственно через сетевой выпрямитель ВС (рис. 1.1, *е*) по схеме без трансформатора на входе.

Основными параметрами, характеризующими качество ИЭП, являются следующие: показатели надежности; значения и отклонения напряжения и тока входной сети (системы электроснабжения); значения нестабильности и пульсаций выходного напряжения; наличие защиты при аварийных режимах; коэффициент полезного действия; габаритные размеры и масса.

Степень важности отдельных показателей определяется конкретным видом нагрузки и условиями эксплуатации, однако для любого ИЭП *надежность работы* является его важнейшей характеристикой. Она оценивается временем наработки на отказ и вероятностью безотказной работы. Выбор показателей надежности определяется назначением ЭА. Так, наибольшую наработку на отказ должна обеспечивать аппаратура, размещаемая на необслуживаемых объектах (космические аппараты, морские буи и т. п.). Наибольшая вероятность безотказной работы требуется от ЭА, функционирование которой 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) ИЭП обычно составляет $(50 \dots 100) \cdot 10^3$ ч, а самих ИЭП $(20 \dots 70) \cdot 10^3$ 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. Электронная аппаратура, выполненная на цифровых компонентах, предъявляет умеренные требования к пульсациям ИЭП. 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 выходно-

го 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 ИЭП в систему электроснабжения в существенной степени зависит от значения реактивной составляющей входного тока, а при коммутации переменного тока – еще и 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 ИЭП 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 бывают 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 ИЭП. Нестабильность выходного напряжения в течение заданного промежутка времени (например, в течение 24 ч) может быть задана не более 0,02%.

Нестабильность выходного напряжения высоковольтных ИЭП определяется не только схемными, но и конструктивно-технологическими параметрами. Это вызвано тем, что наличие высокого напряжения является предпосылкой для увеличения токов утечки. В малоомощных 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 (КПД) ИЭП во многом определяется сочетанием выходных напряжений и токов. При одинаковой выходной мощности источники с более высоким выходным напряжением, как правило, имеют более высокий КПД. Однако в малоомощ-

ных ИЭП высокого напряжения, например в ИЭП электронно-лучевых трубок, 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 отвода теплоты от источника при заданных условиях охлаждения и конструктивном исполнении. В низковольтных ИЭП КПД обычно составляет при непрерывном преобразовании 45...55%, при импульсном преобразовании 75...90%. В источниках высокого напряжения при выходной мощности до 1 кВт оптимальный КПД составляет примерно 55...70%.

Технические требования к характеристикам ИЭП должны выполняться в заданных условиях эксплуатации ИЭП. Эти условия определяются назначением аппаратуры, в которой используются источники, и могут существенно различаться. Если аппаратура размещается в отапливаемом помещении, то она рассчитывается на температуру окружающей среды от +5 до +40 °С, атмосферное давление не ниже 460 мм рт. ст. и относительную влажность воздуха 95 % при температуре 30 °С. Если же аппаратура размещается на подвижных наземных носителях (колесных и гусеничных самоходах), то диапазон изменения температуры расширяется от –50 до +65 °С, 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 9000 м температура окружающей среды за короткое время достигает –60 °С. При эксплуатации в составе самолетной аппаратуры ИЭП должны сохранять работоспособность в условиях атмосферного давления 5 мм рт. ст.

К источникам электропитания предъявляются также требования по 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} см²/с и мощности дозы γ -излучения 10^3 Р/с сопротивление изоляции может снижаться на несколько порядков.

Источники электропитания совместно с устройствами защиты и коммутации образуют **систему электропитания (СЭП)**. Различают централизованную, децентрализованную и комбинированную СЭП.

В *централизованной* СЭП электропитание нескольких автономных устройств ЭА осуществляется от общих для них ИЭП через устройства распределения. Число одноканальных ИЭП в централизованной СЭП, как правило, равно числу номиналов напряжений, требуемых для устройств ЭА.

В *децентрализованной* СЭП каждое автономное устройство ЭА обеспечивается электропитанием от собственных ИЭП. Количество собственных одноканальных ИЭП в децентрализованной СЭП обычно больше числа номиналов напряжений, требуемых для конкретного вида ЭА. Несмотря на то, что концепция распределенного электропитания известна достаточно давно, эти системы долгое время почти не применялись. Основная причина заключалась в том, что преобразователи из постоянного напряжения в постоянное (так называемые DC/DC преобразователи) того времени с выходной мощностью 5...50 Вт были достаточно громоздкими и тяжелыми, т. е. имели низкие массогабаритные характеристики [Вт/дм^3] и [Вт/кг]. Только сравнительно недавно, с появлением компактных DC/DC преобразователей, которые можно устанавливать на печатную плату как компоненты, концепция распределенных систем электропитания реально начала воплощаться в жизнь. Данный тип преобразователя выполняется на бескорпусных ЭРИ в виде гибридных микросборок.

В *комбинированной* СЭП электропитание автономного устройства ЭА производится как от общего (централизованного), так и от автономного ИЭП, принадлежащего данному устройству ЭА.

С точки зрения качества используемого электропитания ЭА можно разделить на две группы. К первой группе относится аппаратура, в которой наряду с обработкой сигналов осуществляется их формирование (аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи, приемники, передатчики и т. п.). Требования к качеству напряжения электропитания в такой аппаратуре составляют $\pm(1...2)\%$ по допустимой нестабильности и $0,1...0,02\%$ по переменной составляющей. Для выполнения этих сравнительно высоких требований в такой аппаратуре целесообразно использовать децентрализованные или комбинированные СЭП. Ко второй группе относится аппарату-

ра, в которой не осуществляется формирование сигналов, а также цифровая аппаратура, не требующая высокого качества электропитания. Для такой аппаратуры целесообразно применять централизованный принцип построения СЭП с применением ИЭП импульсного действия.

Централизованные СЭП рекомендуется использовать в вычислительных комплексах и подсистемах ЭА, потребляющих большие мощности и имеющих ограниченный ряд напряжений. При этом целесообразно резервирование в качестве основного средства повышения надежности СЭП.

Требования к показателям надежности СЭП определяются с одной стороны показателями надежности нагрузки, а с другой – показателями надежности **системы электроснабжения (СЭС)**, выходное напряжение которой является входным напряжением для СЭП. Основной характеристикой СЭС является *степень бесперебойности подачи электроэнергии*. Они могут иметь наработку на отказ до 50 тыс. ч при наличии резервного источника электроэнергии и устройства гарантированного электроснабжения, порядка 10 тыс. ч при наличии резервного источника электроэнергии и около 2 тыс. ч при отсутствии резервного источника электроэнергии. При этом СЭС содержит не менее двух одновременно работающих источников электроэнергии, каждый из которых может полностью обеспечить электроэнергией нагрузку.

Наработка на отказ устройства нагрузки в существенной мере зависит от элементной базы. Так, устройства на интегральных схемах (ИС) и больших интегральных схемах (БИС) имеют высокие показатели надежности (более 100 тыс. ч), а устройства, использующие электровакуумные и электромеханические приборы, сравнительно низкую наработку на отказ (порядка сотен часов).

При определении требований к показателям надежности СЭП необходимо учитывать уровень мощности и рабочего напряжения. При достаточно большой выходной мощности СЭП в ее составе неизбежно применение большого количества (обычно соединенных параллельно) транзисторов, диодов и других компонентов, снижающих надежность устройства. При высоком уровне рабочего напряжения применяются последовательно соединенные сравнительно низковольтные *электрорадиоизделия (ЭРИ)*, которые также ухудшают показатели надежности СЭП.

1.2. Системы автономного электроснабжения

Показатели ИЭП в значительной степени определяются их электрической и конструктивной совместимостью с системой электроснабжения, выходное напряжение которой является входным для ИЭП. Если ИЭП являются составной частью стационарной ЭА, то в качестве системы электроснабжения используется стационарная промышленная сеть, отвечающая требованиям стандарта. При размещении ЭА на подвижном объекте должна быть обеспечена совместимость ИЭП 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.

Серийно выпускаемые САЭС имеют похожие структурные схемы, отличающиеся видом приводного двигателя, выходными мощностью и напряжением, схемой 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 системе автономного электроснабжения ЭА подвижных объектов связи чаще применяются бензиновые электроагрегаты мощностью 4 и 8 кВт, напряжением 230 и 400 В переменного тока и частотой 50 Гц. В основном используются электроагрегаты переменного тока, в меньшей степени распространены САЭС постоянного тока. Все электроагрегаты обеспечивают электроэнергией ЭА как на стоянке, так и при движении. Время непрерывной работы САЭС со-

ставляет не менее 24 ч с дозаправками топливом. В табл. 1.1 приведены характеристики встраиваемых электроагрегатов, имеющих близкие показатели качества электроэнергии: допустимые отклонения напряжения в установившемся режиме $\pm(2...5)\%$ и при переходных процессах $\pm(20...50)\%$, время восстановления 0,5...2 с, допустимые отклонения частоты в установившемся режиме $\pm(3...5)\%$ и при переходных процессах $\pm(6...12)\%$, время восстановления 1...3 с.

Для аппаратуры средней и большой потребляемой мощности, установленной на подвижных объектах, в качестве источников электроэнергии применяют в основном автомобильные и прицепные электростанции. Автомобильные электростанции осуществляют длительное электроснабжение на стоянке. Прицепные электростанции используют для той аппаратуры, к которой не предъявляются требования по бесперебойности электроснабжения. Основные характеристики автомобильных и прицепных электростанций приведены в табл. 1.2.

На рис. 1.2 приведена структурная схема САЭС постоянного тока ЭА систем 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 транспортного средства в герметизированном отсеке и имеет следующие основные характеристики: мощность 4 кВт; напряжение 28,5 В $\pm 5\%$ постоянного тока; непрерывная работа на стоянке 24 ч, при движении 12 ч; топливо – бензин А76; удельный расход топлива не более 400 г/кВт · 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 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...29 В постоянного тока; непрерывная работа в течение времени движения транспортного средства.



Рис. 1.2. Структурная схема САЭС постоянного тока

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

Структурная схема САЭС переменного тока приведена на рис. 1.3. В состав этого типа САЭС входят 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.

Таблица 1.1. Встраиваемые

Основные характеристики	Условное обозначение				
	АБ-0,5	АБ1	АБ-2	АБ-4	АБ-8
Мощность, кВт	0,5	1,0	2,0	4,0	8,0
Напряжение, В	30	230	230		
Частота, Гц	400		400		
Вид топлива	Бензин				
Масса, кг	22	62	170	195	400
Средняя наработка на от- каз, ч	100	200	250		300
Моторесурс, ч	1200	1800		2500	
Удельный расход топлива, г/(кВт· ч)	1800	900	650	625	600

Таблица 1.2. Электростанции трехфазного тока

Основные характеристики	Условное обозначение				
	ЭД8-Т/ 400-1ВС	ЭД16-Т/ 400-1ВС	ЭД30-Т/ 400-1РС	ЭД2х30-Т/ 400-1РС	ЭД2х16-Т/ 400-1ВАС
Номинальная мощность, кВт	8	16	30	2 × 30	2 × 16
Транспортная база	МТ-ЛБу	МТ-ЛБу	БТР-60ПБ	МТ-ЛБу	КамАЗ-4310
Запас топлива, л/ч работы	550/189	550/100	240/24	550/55	1200/55
Удельный расход топлива, кг/(кВт·ч)	0,298	0,3	0,318	0,318	0,288
Моторесурс по двигателю, ч	10 000	10 000	18 000	18 000	10 000
Наработка на отказ, ч	600	600	500	5 000	6 000

Электроустановки отбора мощности от двигателя транспортно-го средства применяют 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...30 кВт имеют существенно меньшую удельную массу (15...25 кг/кВт по сравнению с электроагрегатами, имеющими 47...75 кг/кВт) и более высокий расход топлива (0,5...1 кг/кВт·ч против 0,3...0,6 кг/кВт·ч). При необходимости частых перемещений 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.

агрегаты

электроагрегата						
АБ-0,5М	АБ-1М	АБ-2М	АБ-4М	АБ-8М	АБ-4У	АБ-8У
0,5	1,0	2,0	4,0	8,0	4,0	8,0
28,5	230	230		28,5		
400		400		—		
Бензин						
26	56	178	190	260	156	300
500		500		500		
3500				3000		
1000	900	650	625	560	400	575

автомобильные и прицепные частоты 400 Гц

электростанции					
ЭД2х30-Т/ 400-1ВАС	ЭД2х30-Т/ 400-1РАМ1	ЭД2х100-Т/ 400-1РА	ЭД2х8-Т/ 400-1ВАС	ЭД2х8-Т/ 400-1ВПС	ЭСД20-ВС/ 400-М3
2 × 30	2 × 30	2 × 100	2 × 60	2 × 8	20
КамАЗ-4310	КамАЗ-4310	УРАЛ-375 с прицепом	КамАЗ-4310	Прицеп 1-ПН-2,5	Прицеп 2-ПН-2
960/100	960/100	690/20	480/24	100/36	104/38
0,267	0,267	0,256	0,264	0,298	0,258
10 000	10 000	6 000	10 000	10 000	10 000
6 000	5 000	6 000	6 000	6 000	6 000

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 некоторых типов электроустановок.

Одним из требований со стороны ЭА 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 электрообеспечения, дополнительных фидеров электрообеспечения, резерв-

Таблица 1.3. Основные характеристики источников электроэнергии

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

ных источников электроэнергии. Перечисленные электрические требования определяют выбор мощности, рода тока, числа фаз и уровня выходного напряжения системы электроснабжения, а по важности задач, решаемых ЭА, выбираются количество источников электроэнергии и режимы их работы.



Рис. 1.3. Структурная схема САЭС переменного тока

Таблица 1.4. Основные характеристики электроустановок

Параметры	Тип электроустановки				
	I	II	III	IV	V
Мощность номинальная, кВт	16	16	2×16	16	30
Частота номинальная, Гц	50	50	50	50	50
Напряжение номинальное, В	400	400	400	400	400
Установившееся отклонение напряжения, %	±3	±3	±2	±3	±2
Установившееся отклонение частоты, %	±5	±5	±0,5	±2,5	±1
Переходное отклонение: напряжения, % время восстановления, с	±20 1	±20 1	±20 1	±20 1	±20 1
Переходное отклонение: частоты, % время восстановления, с	±12 7	±10 5	±6 3	±6 3	±5 2
Коэффициент искажения напряжения, %: линейного фазного	10 30	10 28	5 10	10 28	5 10
Коэффициент небаланса, %	10	10	10	10	10

Параметры	Тип электроустановки				
	I	II	III	IV	V
Защита от перегрузок по току	Да	Да	Да	Да	Да
Защита при аварийном повышении оборотов генератора	Да	Да	Да	Да	Да
Защита при понижении оборотов генератора	Нет	Нет	Нет	Да	Да

Примечание. Обозначения электроустановок: I – ЭУ375-16-Т/400; II – ЭУ43203-16-Т/400; III – ЭСД2х16-Т/400 АЗРК; IV – ЭУ4310-16-Т/400; V – перспективная ЭУ.

В табл. 1.5 приведены основные технические характеристики дизельных электростанций. Они применяются для электроснабжения электронных систем переменным током частоты 50 или 400 Гц при напряжении 230 В и размещаются на шасси автомобиля КамАЗ-4310 (электростанция ЭД2 × 16) и на автомобильном прицепе 2-ПН-2 (электростанция ЭД30).

Таблица 1.5. Основные характеристики дизельных электростанций

Основные характеристики	Тип электростанции			
	ЭД2 × 16-Т230П-1РАМ1		ЭД30-Т230П-1РП	
	Дизель-генератор типа 1603	Преобразователь частоты 50/400 Гц	Электроагрегат АД30-Т230П-1РП	Преобразователь частоты 400/50 Гц
Частота тока, Гц	50	400	400	50
Напряжение, В	230	230	230	230
Мощность, кВт	2 × 16	15	30	4
Номинальный ток, А	2 × 50,2	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, ч	24	–	4	–
Габаритные размеры, мм	7900 × 2650 × 3450		5750 × 1890 × 2500	
Масса, кг	12400		4000	
Зависимость выходной мощности от высоты над уровнем моря, кВт:		Не оговорена		Не оговорена
2000 м	13,5 × 2		25,5	
3000 м	11 × 2		22,5	
4000 м	8 × 2		–	

Электронная аппаратура может содержать 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 ИЭП. 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 СЭС с выходным напряжением постоянного тока не позволяет выполнить указанные требования к уровню гармонических составляющих, так как в этом случае ИЭП должен быть построен с использованием высокочастотного инвертора. При удовлетворении достаточно жестких требований к массе и объему ИЭП подвижной ЭА уровень помех составляет не менее 10^{-3} – 10^{-4} от 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 ИЭП включается емкостный накопитель электроэнергии для компенсации напряжения при импульсном потреблении тока передающим устройством.

Основными недостатками рассмотренных САЭС являются: большое потребление электроэнергии по постоянному току при запуске; ненадежный запуск при температуре $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$; 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 позволяет достигнуть высокой уравниваемости силовой установки и осуществления блочно-модульной компоновки. На рис. 1.4 приведена структурная схема САЭС на базе свободно-поршневого двигателя (СПД) с гидравлической силовой частью.

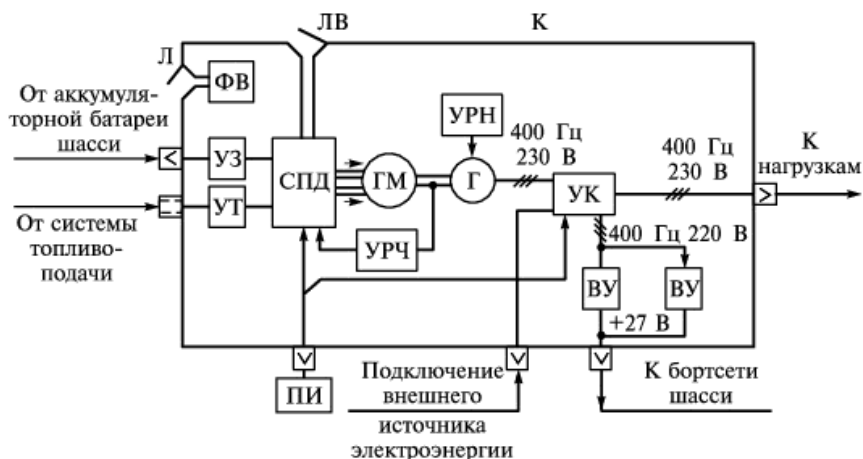


Рис. 1.4. Структурная схема САЭС на базе СПД с гидравлической силовой частью: К – контейнер; ФВ – фильтр воздухоочистки; СПД – свободно-поршневой двигатель; УЗ – устройство запуска; УТ – устройство топливopодачи; ГМ – гидромотор; Г – генератор переменного тока; УРН – узел регулирования напряжения; УК – 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 $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$, что обеспечивает запуск агрегата в жестких условиях эксплуатации изделия. Важным эксплуатационным параметром является также не критичность к виду применяемого топлива.

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 диапазоне температур и имеют малое внутреннее сопротивление, которое в зависимости от степени разряда и объема составляет от 0,1 до 10 Ом. При увеличении тока разряда емкость уменьшается, а с повышением температуры электролита емкость сначала увеличивается, а затем уменьшается.

Таблица 1.6. Сравнительные показатели силовых установок

Показатель	Тип силовой установки					
	Карбюраторный	Дизельный	Газотурбинный	СПД с газовой турбиной	СПД с гидромотором	КЭИТ
Эффективный КПД	0,25–0,33	0,35–0,4	0,2–0,28	0,38–0,45	0,45–0,55	0,5–0,55
Часовой расход топлива при мощности 100 кВт, кг/ч	30–32,5	21,7–21,8	35–45	19–22,5	15–19	55
Удельная масса, кг/кВт	1,1–2,3	3–7	0,35–0,8	3,7	0,3–0,8	6–8
Долговечность, тыс. ч	2–3	3–6	2–3	8–12	8–12	8–12
Минимальная температура пуска без подогрева, °С	–15	–12	–50	–50	–50	–50
Применяемое топливо	Бензин, природный газ, пропан-бутан	Дизельное топливо, природный газ, пропан-бутан	Керосин	Дизельное топливо, керосин, бензин, природный газ, пропан-бутан, этанол	Бензин, дизельное топливо, природный газ, пропан-бутан, керосин, этанол, водород	Вода, $AlNaH_4$

Ртутно-цинковые элементы имеют герметичную конструкцию в форме диска. Они отличаются высокой стабильностью электродвижущей силы, которая в течение года изменяется на 0,2 %. Их внутреннее сопротивление значительно выше по сравнению с марганцево-цинковыми элементами. Ртутно-цинковые элементы отличаются от других химических источников тока наибольшей удельной емкостью на единицу объема. К их недостаткам 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. Для электропитания ЭА применение находят следующие типы аккумуляторов и составленных из них батарей: свинцово-кислотные (СК), никель-кадмиевые (НК), никель-железные (НЖ), серебряно-цинковые (СЦ), никель-цинковые (НЦ), никель-водородные (НВ). Они имеют герметичное исполнение, за исключением никель-железных, для которых необходима вентилируемая конструкция. Параметры некоторых типов аккумуляторов приведены в табл. 1.7.

Таблица 1.7. Параметры аккумуляторов

Тип аккумулятора	Напряжение разомкнутой цепи, В	Рабочее напряжение, В	Наработка, цикл	Срок службы, год	Саморазряд, % в месяц	Относительная стоимость, усл. ед.
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

Из данных табл. 1.7 можно сделать вывод о технико-экономической целесообразности применения никель-кадмиевых аккумуляторов и батарей. По сравнению с марганцово-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 никель-цинковых аккумуляторов в 100–200 раз меньше, чем у марганцово-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 никель-кадмиевых аккумуляторов при нормальных условиях окружающей среды приведены в табл. 1.8.

Во многих видах ЭА находят применение солнечные батареи, которые 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 темное время суток. Поэтому автономная система электроснабжения должна содержать кроме солнечной также аккумуляторную батарею, которая разряжается на нагрузку в темное время суток и в случае пиковых нагрузок.

На рис. 1.5 приведена типовая схема включения солнечной (СБ) и аккумуляторной (АБ) батарей. В схеме предусмотрен развязывающий диод VD1 для предотвращения разрядки батареи аккумуляторов через солнечную батарею. Вольт-амперная характеристика солнечного элемента показана на рис. 1.6.

Таблица 1.8. Основные параметры герметичных никель-кадмиевых аккумуляторов

Тип аккумулятора	Номинальная емкость, А · ч	Режим разряда		Режим заряда		Интервал рабочих температур, °С	Гарантийные сроки		Габаритные размеры, мм, не более	Масса, г, не более
		Номинальный ток, мА	Продолжительность, ч	Номинальный ток, мА	Продолжительность, ч		службы, циклы	хранения, мес.		
Д-0,25Д	0,025	2,5	10	2,5	15	—	—	18	Ø 11,6 × 5,5	2,0
Д-0,06	0,06	12	5	6	15	-20...+35	392	12	Ø 15,7 × 6,6	4,0
Д-0,06Д	0,06	6	10	6	15	-20...+35	392	18	Ø 15,6 × 6,1	3,6
Д-0,1	0,1	20	5	10	15	-30...+50	392	15	Ø 20,1 × 7,1	7,0
Д-0,115Д	0,115	11,5	10	12	15	-30...+50	392	18	Ø 20,0 × 6,6	7,0
Д-0,25	0,25	50	5	25	15	-30...+50	392	6	Ø 27,2 × 10,3	14,0
Д-0,26Д	0,26	26	10	26	15	-30...+50	—	18	Ø 25,2 × 9,3	13,5
Д-0,26С	0,26	52	5	26	15	-30...+50	—	18	Ø 25,2 × 9,3	13,5
Д-0,55С	0,55	110	5	55	15	-30...+50	—	18	Ø 34,6 × 9,8	28,0
КНГ-0,35Д	0,35	80	6	35	15	-15...+35	100	12	15 × 10 × 41	21,0
КНГ-0,7Д	0,7	150	6	70	15	-15...+35	250	12	25 × 12 × 41	40,0
КНГ-1,5	1,5	200	7,5	150	15	-40...+50	100	12	35 × 14 × 71	98
КНГ-1Д	1,0	200	6	100	15	-15...+35	100	12	35 × 14 × 41	61
КНГ-10Д	10	1000	10	1000	15	0...+45	800	36	45,5 × 30 × 162	580
КНГК-10Д	10	1000	10	1000	15	0...+45	800	36	49,3 × 33,3 × 120	440
КНГЦ-1Д	1,0	100	10	100	17	-40...+50	150	36	Ø 20 × 60	55
КНГЦ-3Д	3,0	300	10	300	17	-40...+50	150	36	Ø 34 × 61,5	174
ЦНК-0,2	0,2	20	10	20	15	+5...+45	50	12	Ø 16 × 24,5	15
ЦНК-0,45	0,45	45	10	45	15	+5...+45	50	12	Ø 14 × 50	23
ЦНК-0,85	0,85	85	10	85	15	+5...+45	50	12	Ø 14 × 96	41
7Д-0,1	0,1	20	5	10	15	-30...+50	392	15	Ø 24,1 × 62,2	60
2Д-0,25	0,25	50	5	25	15	-30...+50	392	6	Ø 27 × 22,5	29
3КНГЦ-0,2	0,2	20	10	20	15	-40...+50	150	36	Ø 18 × 75	50
10КНГ-1Д	1,0	100	10	100	17	-40...+50	150	36	111 × 45 × 64,5	680

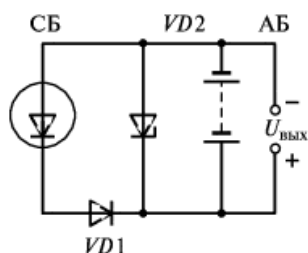


Рис. 1.5. Типовая схема включения солнечной и аккумуляторной батарей

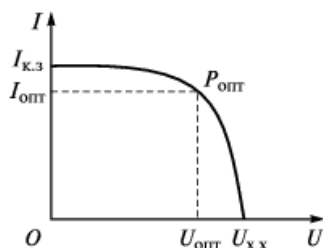


Рис. 1.6. Вольт-амперная характеристика солнечного элемента:

$I_{к.з}$ – ток короткого замыкания; $U_{х.х}$ – напряжение холостого хода; $I_{опт}$, $U_{опт}$ и $P_{опт}$ – оптимальные ток, напряжение и мощность соответственно

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 обычно составляет 10...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.

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 показатели.

Использование некондиционных полированных пластин при изготовлении микросхем для получения солнечных элементов по-

звolyет отказаться от применения вакуумных установок для создания контактной системы и просветляющего слоя Ta_2O_5 , что уменьшает стоимость изготовления пластин.

Выпуск солнечных элементов методом трафаретной печати позволяет создавать контактную систему на передней поверхности элемента, металлизацию заднего контакта и антиотражающее покрытие.

Для снижения стоимости производства полупроводниковых фотопреобразователей проводятся работы по созданию солнечных элементов на основе тонких пленок. Их преимуществом является высокое оптическое поглощение видимого света и возможность изготовления тонких пленок большой площади. Исследования показали, что выбор барьерного металла и введение туннельно-тонкого диэлектрического слоя Nb_2O_5 позволяет создать солнечные элементы на основе МДП-структур с гидрогенизированным аморфным кремнием с КПД до 10 %.

С целью уменьшения доли отраженного света на лицевую поверхность кремниевой пластины наносят оптически просветляющий слой, например двуокиси кремния, или рельефный полимерный слой для обеспечения эффективного поглощения света в полупроводнике при больших углах падения. Другим способом решения этой проблемы является рельефное травление кремния или придание 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 помещают в предварительно протравленные канавки (рис. 1.7). Кремниевые пластины выполняются либо круглой формы, либо с обрезанными краями (в виде псевдоквадрата) для увеличения плотности заполнения при компоновке панели.

Современные серийные пластины на основе $p-i-n$ -структуры площадью 100×100 мм при освещенности 100 мВт/см^2 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. 1.8). Герметизация, как правило, осуществляется климатоустойчивыми полимерными термосплавами. Во всех вариантах конструкции герметиком заполняется также и про-

межуют между кремниевыми пластинами и стеклом. Конкретные материалы панели (металл, стекло, герметик) и технологические режимы ее изготовления выбирают с учетом конкретных требований по условиям эксплуатации.

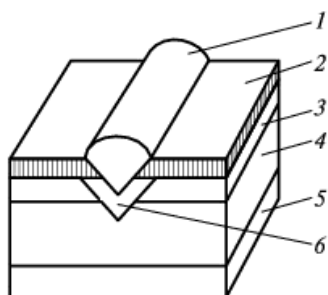


Рис. 1.7. Структура углубленных токосъемных шин:

1, 5 – токосъемные шины; 2 – диоксид кремния; 3 – *p*-диффузионный слой; 4 – *p*-кремний; 6 – *n*⁺-слой

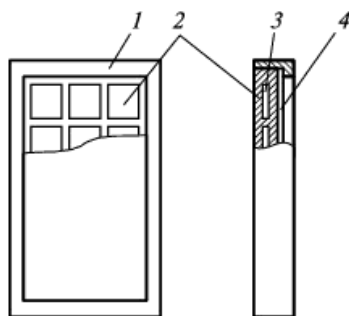


Рис. 1.8. Конструкция панели с металлической рамкой:

1 – металлическая рамка; 2 – кремниевая пластина; 3 – герметик; 4 – стекло

Если для стационарной ЭА необходима система электроснабжения мощностью 50 Вт постоянного тока, то для получения такой мощности необходима активная площадь панели около $0,5 \text{ м}^2$. Основной конструкции может быть рамка из алюминиевого сплава стандартного профиля. В качестве основы для размещения кремниевых пластин используется листовое кварцевое (выщелоченное) стекло толщиной 2...3 мм. В качестве герметика целесообразно применить полиметилбутеральную пленку.

В качестве аккумуляторов используются свинцовые или никель-кадмиевые батареи. Как правило, напряжение и род тока на выходе солнечной батареи не соответствуют требуемым значениям. 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.

1.3. Агрегаты бесперебойного электроснабжения

К некоторым видам ЭА предъявляется требование сохранять работоспособность в течение заданного времени в условиях возможных отключений внешних источников энергии. Для обеспечения их работоспособности используют *агрегаты бесперебойного электроснабжения* (АБЭ), различающиеся по параметрам мощности и времени непрерывной работы. За рубежом такие агрегаты называются Uninterruptable Power Supply (UPS). В зависимости от рода выходного тока различают АБЭ переменного или постоянного тока.

Требования по согласованию АБЭ с нагрузкой определяют параметры качества электроэнергии на выходе агрегата. К этим требованиям относятся: значение, нестабильность и пульсации выходного напряжения; диапазон изменения выходного тока; значение и нестабильность частоты выходного тока. Нагрузкой АБЭ является ЭА, на входе которой устанавливаются ИЭП. В случае наличия сети переменного тока источники в большинстве случаев содержат во входной цепи нерегулируемый выпрямитель с емкостным фильтром, поэтому форма потребляемого ими тока значительно отличается от синусоидальной. Сохранение заданного значения коэффициента гармоник выходного напряжения для линейной и нелинейной нагрузок – одно из основных требований, предъявляемых к АБЭ.

В состав АБЭ входят инверторы, которые обеспечивают преобразование постоянного тока в переменный; выпрямители, преобразующие переменный ток в постоянный, и коммутационные устройства, осуществляющие включение и отключение выпрямителей, инверторов, основных и резервных источников электропитания. В зависимости от состава АБЭ и схемы соединения его составных частей образуются различные структуры АБЭ. Использование той или иной структуры определяется исходя из требований надежности, стоимости и других технико-экономических показателей.

Различают два вида АБЭ: off-line и on-line. У агрегата on-line осуществляется прямая подача электроэнергии сети потребителю в нормальном режиме и подключение генератора синусоидального напряжения при аварии в электросети за время 2...10 мс. У агрегатов off-line при любых режимах функционирования сети электроэнергия поступает на нагрузку от генератора синусоидального напряжения со стабильными значениями напряжения, частоты, синусоидальности. К

сетевому выпрямителю подключается АБ. Если в АБЭ вида on-line инвертор подключается только при снижении напряжения сети ниже заданного уровня, то в АБЭ вида off-line инвертор работает постоянно, благодаря чему обеспечивается гальваническая развязка от сети, защита от перенапряжений и провалов сетевого напряжения, ограничивается утечка информации по цепям электропитания.

На рис. 1.9 приведены примеры структурных схем АБЭ переменного тока. На рис. 1.9, а резервная цепь содержит аккумуляторную батарею АБ и инвертор И. Если напряжение сети находится в заданных пределах, то нагрузка Н получает электроэнергию через коммутатор К от сети переменного тока. Инвертор в данном случае работает в режиме выпрямителя, подзаряжая АБ. При снижении напряжения сети ниже заданного уровня коммутатор К отключает сеть от нагрузки. Последняя обеспечивается напряжением переменного тока инвертора И, получающего электроэнергию от АБ.

В агрегате, приведенном на схеме 1.9, б, при нормальном электропитании нагрузка Н получает электроэнергию от сети через последовательно соединенные управляемый выпрямитель УВ и инвертор И. В этом случае коммутатор К находится в отключенном состоянии и аккумуляторная батарея АБ подзарядается от сети через выпрямитель В. При снижении напряжения сети ниже заданного уровня коммутатор К подключает АБ к инвертору И.

В схеме, представленной на рис. 1.9, в, подзаряд аккумуляторной батареи АБ осуществляется от управляемого выпрямителя УВ. При электропитании нагрузки от сети коммутатор К1 включен, а коммутатор К2 выключен. При переходе на электропитание от АБ коммутатор К1 выключается, а коммутатор К2 включается.

В схеме, изображенной на рис. 1.9, г, предусмотрены две входные сети: основная и резервная. При нормальном электропитании коммутатор К1 включен, коммутатор К2 выключен и напряжение на нагрузку Н поступает от основной сети. При снижении напряжения основной сети ниже заданного уровня происходит переключение коммутаторов и соединение нагрузки с резервной сетью.

Схема АБЭ, приведенная на рис. 1.9, д, применяется при повышенной мощности нагрузки. Инверторы И1 и И2 имеют одинаковые параметры выходных синфазных напряжений и включаются на параллельную работу коммутаторами К3 и К4. При нормальном электропитании коммутаторы К1 и К2 находятся в выключенном состоянии, аккумуляторная батарея АБ подзарядается от сети через выпрямитель В2, а нагрузка Н получает электроэнергию от выпрямителей В1 и В3 через инверторы И1 и И2. При снижении напряже-

ния сети ниже установленного уровня включаются коммутаторы К1 и К2 и электроснабжение нагрузки осуществляется от аккумуляторной батареи АБ, которая подключается к входам инверторов И1 и И2. Если выходит из строя один из инверторов, например И1, то коммутатор К3 отключает аварийную цепь и напряжение поступает на нагрузку от другого инвертора И2.

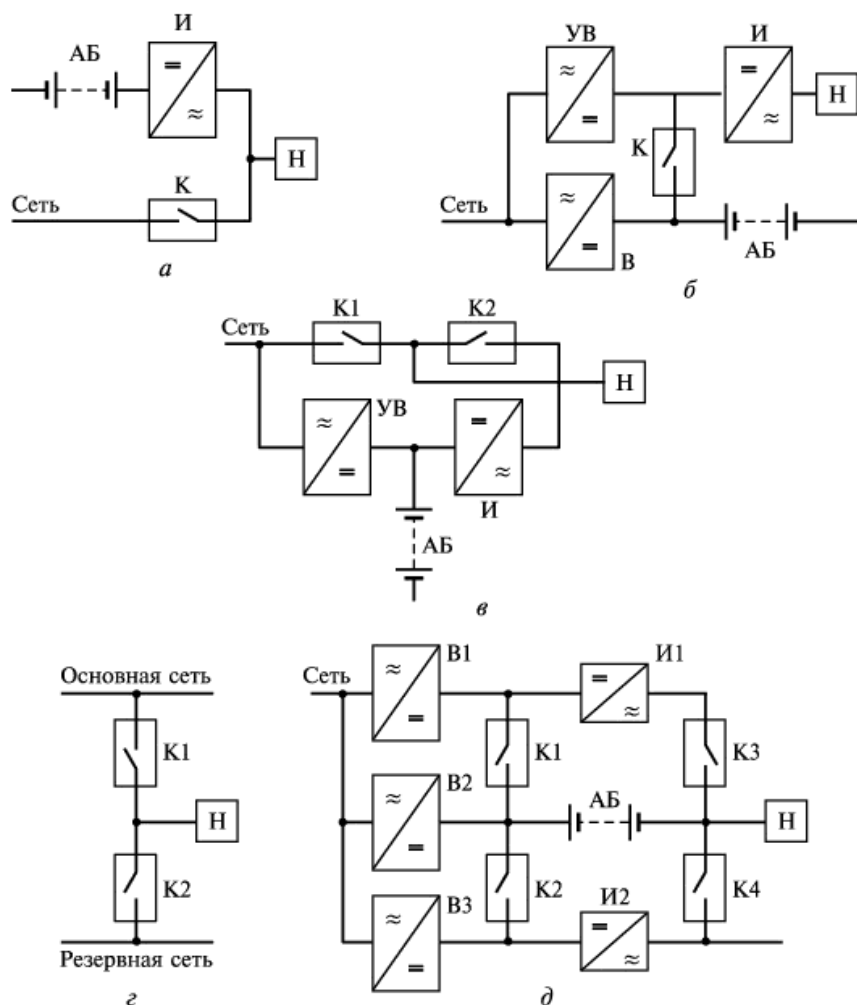


Рис. 1.9. Структурные схемы АБЭ переменного тока:

а – с обратимым инвертором; *б, в* – с управляемым выпрямителем; *г* – с резервной сетью; *д* – для повышенной мощности нагрузки; И – инвертор; АБ – аккумуляторная батарея; К – коммутатор; В – выпрямитель; УВ – управляемый выпрямитель

На рис. 1.10 приведены структурные схемы АБЭ с выходным напряжением постоянного тока. В схеме, представленной на рис. 1.10, а, при нормальном электроснабжении нагрузка Н отключена от аккумуляторной батареи АБ (коммутатор К1 выключен) и получает электроэнергию от сети через выпрямитель В1. Аккумуляторная батарея в это время подзаряжается от сети через выпрямитель В2. При аварийном режиме в сети коммутатор подключает нагрузку к аккумуляторной батарее.

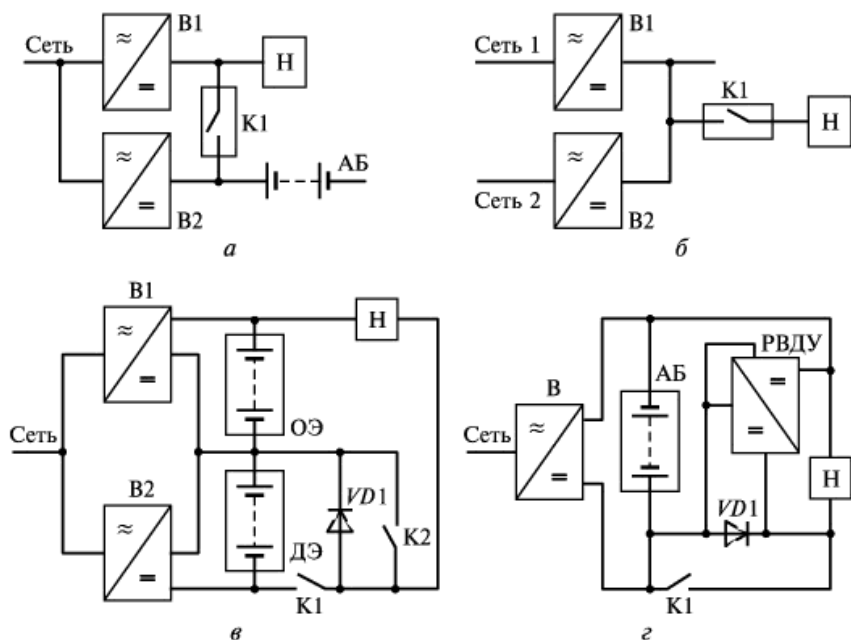


Рис. 1.10. Структурные АБЭ с выходным напряжением постоянного тока:

а – с подзарядкой АБ от дополнительного выпрямителя; б – с двумя входными сетями; в – с секционированной АБ; г – с РВДУ; Н – нагрузка; АБ – аккумуляторная батарея; К – коммутатор; В – выпрямитель; РВДУ – регулирующее вольтодобавочное устройство; ОЭ – основной, ДЭ – дополнительный элемент аккумуляторной батареи; VD – диод

При наличии двух независимых сетей переменного тока (рис. 1.10, б) АБЭ содержит два выпрямителя В1 и В2 и коммутатор К. Последний выполняет защитные функции при аварийной ситуации.

В составе АБЭ аккумуляторная батарея может выполняться секционированной, т. е. состоящей из основных ОЭ и дополнительных ДЭ элементов (рис. 1.10, в). В нормальном режиме работы

основные элементы подзаряжаются от сети через выпрямитель В1, дополнительные элементы – через выпрямитель В2. При этом коммутатор К1 выключен, а коммутатор К2 включен. Нагрузка Н получает электроэнергию от сети через выпрямитель В1. В случае снижения напряжения сети ниже заданного уровня коммутатор К2 выключается, коммутатор К1 включается и нагрузка получает напряжение от последовательно включенных основных и дополнительных элементов.

Для стабилизации выходного напряжения АБЭ в переходных режимах используется регулирующее вольтодобавочное устройство РВДУ (рис. 1.10, з), которое преобразует напряжение аккумуляторной батареи АБ в регулируемое напряжение постоянного тока. В нормальном режиме выпрямитель В через включенный коммутатор К1 подает напряжение на нагрузку Н и одновременно подзаряжает аккумуляторную батарею АБ. При отключении внешнего электропитания коммутатор выключается и одновременно включается РВДУ. Последнее обеспечивает стабильность напряжения на нагрузке при работе от аккумуляторной батареи АБ, напряжение которой снижается в процессе разряда. Диод VD1 служит для безразрывной коммутации и закрывается напряжением РВДУ. При появлении внешнего электропитания выпрямитель В включается в режим стабилизации тока и обеспечивает электроэнергией нагрузку и АБ. После окончания заряда АБ выпрямитель переходит в режим стабилизации напряжения, и АБЭ возвращается в исходное состояние. Применение РВДУ позволяет плавно компенсировать изменения выходного напряжения АБ.

Время работы АБЭ после перехода от сети на аккумуляторную батарею существенно зависит от его загрузки. В табл. 1.9 приведены характеристики АБЭ Back-UPS и Smart-UPS фирмы APC в зависимости от мощности нагрузки.

В качестве примера рассмотрим работу АБЭ типа УГПИ-66/18, предназначенного для обеспечения электроэнергией аналого-цифровых устройств. В состав агрегата входит АБ, содержащая 30 кислотных аккумуляторов. Электропитание агрегата обеспечивается входным напряжением 220 В однофазного тока частоты 50 Гц или напряжением двух фаз сети 380/220 В переменного тока частоты 50 Гц. Агрегат имеет следующие выходные параметры: номинальное выходное напряжение 66 В; максимальный ток в режиме заряда батареи и работы на нагрузку 37 А, в режиме работы от батареи на нагрузку 18,5 А; пульсация выходного напряжения не более 2 мВ. Аг-

агрегат предназначен для эксплуатации при температуре окружающей среды от -5 до $+40$ °С и относительной влажности воздуха до 80 % при температуре $+25$ °С.

Таблица 1.9. Время работы АБЭ фирмы APC после пропадания сетевого напряжения

Мощность нагрузки, В · А	Время работы, мин							
	Back-UPS				Smart-UPS			
	250	400	600	900	250	400	600	900
200	8	19	41	65	8	22	38	58
250	5	13	31	47	6	15	26	44
300	–	9	22	40	–	11	20	36
400	–	5	13	29	–	5	14	24
500	–	–	7	20	–	–	9	18
600	–	–	5	15	–	–	6	13
700	–	–	–	13	–	–	–	11
800	–	–	–	11	–	–	–	9
900	–	–	–	10	–	–	–	7

Структурная схема агрегата УГПИ 66/18 приведена на рис. 1.11. Работает агрегат следующим образом. Когда входное напряжение находится в допустимых пределах, то выходное напряжение 69 В подается одновременно на нагрузку и на заряд АБ. При этом зарядный ток регулируется в пределах 0,5...2 А с точностью $\pm 0,5$ А. При снижении зарядного тока до заданного значения заряд АБ прекращается и агрегат начинает работать в режиме содержания с одновременным обеспечением нагрузки напряжением 66 В. При отсутствии АБ на нагрузку подается напряжение 60 В от выпрямителей ВО и ВР.

При выходе из строя рабочего выпрямителя ВО автоматически включается резервный выпрямитель ВР. Выходное напряжение агрегата при отсутствии батареи может снизиться до 48 В на время не более 0,4 с. Уменьшение входного напряжения ниже 176 В приводит к выключению выпрямителей ВО и ВР. При пропадании выходного напряжения нагрузка обеспечивается электроэнергией от АБ. В случае длительного отсутствия входного напряжения и снижения входного напряжения до 53...58 В АБ отключает

ется от нагрузки. При восстановлении входного напряжения агрегат переходит в нормальный режим работы.

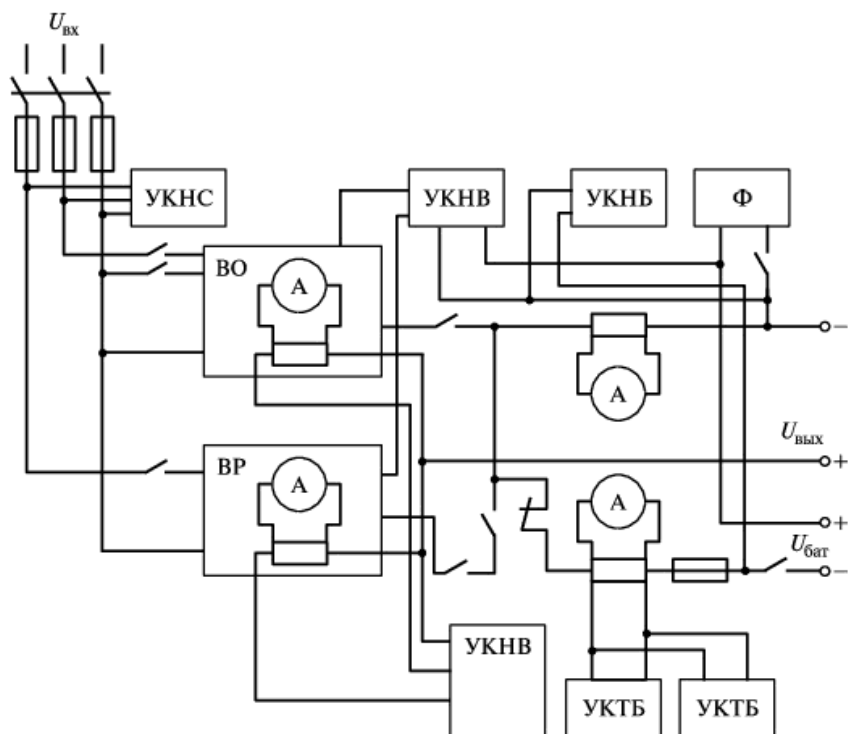


Рис. 1.11. Структурная схема АБЭ УГПИ-66/18:

ВО – выпрямитель основной; ВР – выпрямитель резервный; УКНС – устройство контроля напряжения сети; УКНВ – устройство контроля напряжения выпрямителя; УКНБ – устройство контроля напряжения батареи; УКТБ – устройство контроля тока батареи; Ф – фильтр емкостный

Для проведения профилактических работ устройства коммутации, защиты, контроля и сигнализации обеспечивают возможность выключения вручную выпрямителей из схемы агрегата (со стороны сети и со стороны нагрузки). Предусмотрена также возможность включения вручную в схему агрегата внешних резисторов для контрольного разряда аккумуляторной батареи и включения ее вручную на заряд до интенсивного газообразования от резервного выпрямителя ВР. В составе агрегата имеется устройство защиты от превышения выходного напряжения, местная и дистанционная сигнализация состояний выпрямителей, аккумуляторной батареи и агрегата в целом.

1.4. Способы регулирования выходного напряжения источников электропитания

Выходное напряжение ИЭП изменяется в процессе его работы под воздействием изменений тока нагрузки, входного напряжения, температуры окружающей среды, ионизирующих излучений, влажности окружающего воздуха, механических воздействий. Поэтому в процессе эксплуатации ИЭП необходимо поддерживать значение выходного напряжения в определенном диапазоне изменений, т. е. осуществлять процесс регулирования, который может выполняться вручную (оператором) или автоматически. Источник электропитания называют *стабилизирующим*, если в нем поддерживается уровень напряжения или тока с заданной степенью точности.

В зависимости от вида регулирования различают *параметрические* и *компенсационные* стабилизирующие источники.

Для параметрической стабилизации при постоянном токе применяют стабилизаторы и транзисторные переходы с нелинейной характеристикой, а при переменном токе – электромагнитные компоненты, например дроссели.

Компенсационные стабилизирующие ИЭП представляют собой устройства автоматического регулирования с отрицательной обратной связью. Сигнал обратной связи с выхода таких ИЭП воздействует на имеющийся в его составе регулирующий узел. В компенсационных стабилизаторах напряжения сигнал обратной связи определяется уровнем выходного напряжения, в стабилизаторах тока – уровнем выходного тока.

В зависимости от принципа регулирования различают компенсационные ИЭП *непрерывного* и *импульсного* действия. Регулирующий узел в ИЭП непрерывного действия включается параллельно или последовательно нагрузке. В источниках электропитания импульсного действия для регулирования выходного напряжения применяются различные виды *модуляции*:

а) амплитудная модуляция (АМ) – регулирование осуществляется изменением амплитуды (при гармонических колебаниях) или максимального значения (при негармонических колебаниях) напряжения;

б) частотно-импульсная модуляция (ЧИМ) – регулирование осуществляется изменением частоты следования импульсов напряжения;

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

г) широтно-импульсная модуляция (ШИМ) – регулирование выходного напряжения осуществляется изменением длительности импульсов при постоянной частоте следования;

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

е) интегрально-широотно-импульсная модуляция (ИШИМ) – длительность импульсов определяется всей совокупностью значений управляющего сигнала на тактовом промежутке времени.

Наиболее широкое распространение в ИЭП ЭА получила ШИМ. Интерес представляет также ИШИМ, обеспечивающая высокую точность разомкнутых широтно-импульсных устройств регулирования и стабилизации.

Широтно-импульсная модуляция при регулировании и стабилизации напряжения

К достоинствам ШИМ следует отнести отсутствие статических потерь (по сравнению с амплитудной модуляцией), стабильность частоты сигнала и, следовательно, параметров обратной связи (по сравнению с частотной модуляцией). При широтно-импульсной модуляции 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 преобразуют в однополярный модулирующий сигнал с помощью добавления постоянной составляющей. Длительность импульсов в однотактной ШИМ определяется дискретными значениями модулирующего сигнала. На рис. 1.12 приведена диаграмма, поясняющая действие однотактной ШИМ.

Однотактная ШИМ характеризуется следующими параметрами:

а) относительным значением постоянной составляющей d_0 длительности импульсов:

$$d_0 = h_0 \frac{\tau_{0 \max}}{T_{\text{и}}},$$

где $h_0 = (U_0 / U_{0\max}) \leq 1$ – коэффициент уровня постоянной составляющей сигнала; $\tau_{0\max}$ – наибольшее значение постоянной составляющей длительности импульсов при $h_0 = 1$; $T_{\text{и}}$ – период следования импульсов;

б) относительной амплитудой 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) коэффициентом следования импульсов μ :

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

Здесь Ω – частота следования импульсов; ω – частота модулирующего сигнала.

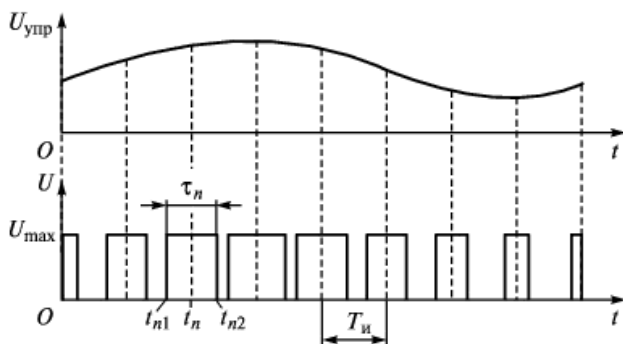


Рис. 1.12. Диаграмма напряжений при одноканальной ШИМ:

$U_{\text{упр}} = U + U_0 \sin \omega t$ – модулирующий сигнал; U_{\max} – максимальное значение импульсов; $T_{\text{и}}$ – период следования импульсов; t_n – момент прохождения тактового импульса; τ_n – длительность импульса; t_{n1} и t_{n2} – моменты начала и окончания n -го импульса соответственно

При двухтактной ШИМ (рис. 1.13) длительность каждого импульса определяется его абсолютным значением в определенные моменты времени, а полярность импульса – полярностью модулирующего сигнала $U_{\text{упр}}$.

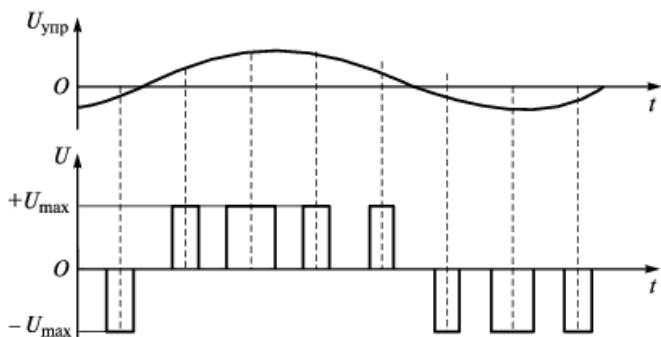


Рис. 1.13. Диаграмма напряжений при двухтактной ШИМ

Двухтактная ШИМ характеризуется следующими параметрами:

а) коэффициентом d модуляции импульсов по длительности:

$$d_0 = h_0 \frac{\tau_{0 \max}}{T_{\text{и}}};$$

б) коэффициентом μ следования импульсов:

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

В стабилизирующих ИЭП должно осуществляться подавление пульсации входного напряжения, поэтому при одноконтной или двухконтной ШИМ в последних выражениях необходимо принимать частоту модулирующего сигнала равной частоте $\omega_{\text{вх}}$ пульсации входного напряжения:

$$\omega = \omega_{\text{вх}}.$$

Как при одноконтной, так и при двухконтной ШИМ длительность импульса может изменяться за счет изменения положения фронта, спада или фронта и спада. Поэтому различают одноконтную одностороннюю (ООШИМ), двухконтную одностороннюю (ДОШИМ), одноконтную двустороннюю (ОДШИМ) и двухконтную двустороннюю (ДДШИМ) широтно-импульсные модуляции.

В зависимости от момента выборки значения сигнала, определяющего длительность импульса, одноконтные и двухконтные виды ШИМ делят на четыре вида:

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

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

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

4) при ШИМ четвертого вида (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.

Интегральная широтно-импульсная модуляция при регулировании и стабилизации напряжения

Использование ИШИМ позволяет синтезировать 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 результатами анализа входного сигнала на всем тактовом промежутке, что обеспечивает достаточно хорошую помехозащищенность. Подобную модуляцию называют *интегральной ШИМ по входу*. Однако эта модуляция не учитывает искажения формы импульсов и пульсации напряжения ИЭП, 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 одноконтной интегральной ШИМ не нашли широкого применения, так как они обладают низким коэффициентом использования длительности периода (не более $0,5T$), для повышения которого необходимо вводить изменение частоты дискретизации в зависимости от уровня сигнала управления в весьма широких пределах. Однако в ИЭП желательно иметь стабильную частоту дискретизации (преобразования).

Преобразователи с двухконтной интегральной ШИМ бывают с непрерывным и с потактовым занесением сигнала управления в интегратор. 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 метода формирования импульсов при синусоидальных сигналах сравнения, отличающихся расположением импульса в тактовом промежутке (рис. 1.14). При применении первого метода (рис. 1.14, *а*) импульс находится в начале тактового промежутка, при втором (рис. 1.14, *б*) – симметрично относительно середины тактового промежутка, при третьем (рис. 1.14, *в*) – в конце тактового промежутка.

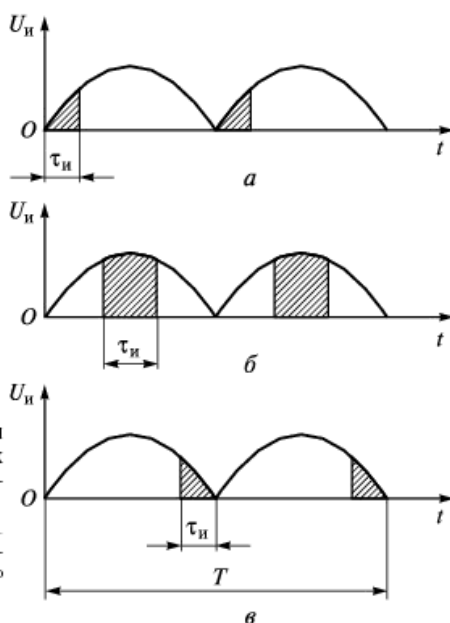


Рис. 1.14. Методы формирования импульсов при синусоидальных сигналах сравнения и расположении импульса:

а – в начале тактового промежутка; *б* – симметрично относительно середины тактового промежутка; *в* – в конце тактового промежутка

Третий метод формирования импульсов используется в основном в тиристорных регуляторах с фазовым управлением. Возникающие при этом методе 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 структурную схему ИЭП с двухтактной интегральной ШИМ и непрерывным занесением, реализующую первый метод формирования импульсов, и ее временную диаграмму работы (рис. 1.15 и 1.16).

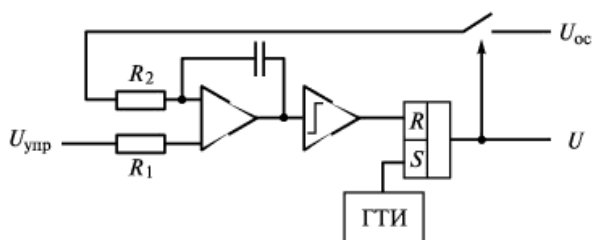


Рис. 1.15. Структурная схема ИЭП с двухтактной ИШИМ

На интервале занесения ток управления

$$I_{\text{упр}} = -U_{\text{упр}} / R_1.$$

К моменту прихода тактового импульса напряжение на выходе интегратора достигнет значения

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

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 изменяется согласно выражению

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

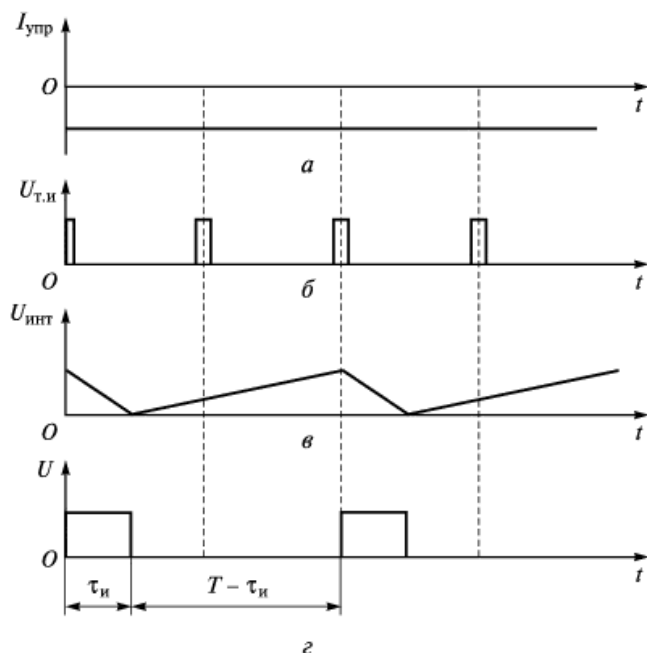


Рис. 1.16. Диаграммы работы ИЭП с двухтактной интегральной широтно-импульсной модуляцией:

a – ток управления; *б* – напряжение тактовых импульсов; *в* – напряжение на выходе интегратора; *г* – напряжение на выходе пороговой схемы

При условии постоянства U_0 выражение (1.2) можно преобразовать:

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

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

$k_2 = \frac{U_{\text{упр}} R_2}{U_0 R_1}$ – относительный уровень сигнала занесения.

Выражение (1.1) при этом может быть приведено к следующему виду:

$$k_3(t) = \sin \left(\pi - 2\pi \frac{t}{T} \right).$$

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

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

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

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 будет сформирован лишь после прихода тактового импульса, результатом чего будет ошибка в установлении длительности импульса (рис. 1.17).

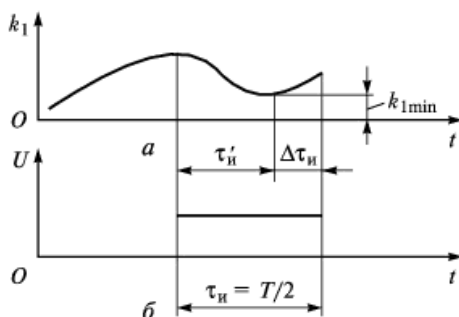


Рис. 1.17. Диаграммы процесса возникновения ошибки длительности импульса при модуляции с непрерывным занесением:

a – изменение относительного уровня выходного напряжения; b – выходной импульс модулятора

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 получаем

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

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

Из последней зависимости видно, что тактовый промежуток используется неполностью. Коэффициент его использования уменьшается примерно на 10 %.

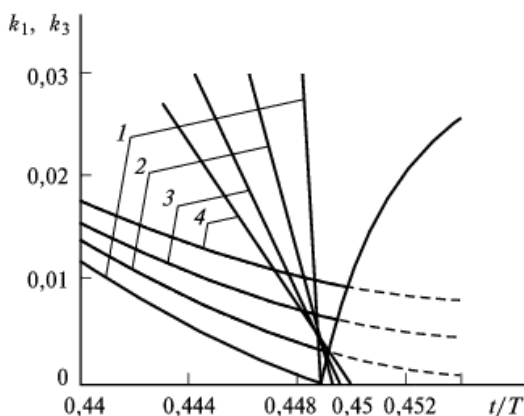


Рис. 1.18. Зависимости k_1 и k_3 от t/T для различных значений k_2 :

1 – $k_2 = 0,31$; 2 – $k_2 = 0,312$; 3 – $k_2 = 0,314$; 4 – $k_2 = 0,316$

На рис. 1.18 приведены графики зависимости коэффициентов 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

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

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 τ_{II}/T равен $k_{2кр}$, а в момент τ_{II}/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 напряже-

ния интегратора снижается и в некотором такте достигает нуля. Номер такта, при котором ошибка будет отработана полностью, определяется зависимостью

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

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

$$f = f_0 / n,$$

где $f_0 = 2\pi / T$.

При некотором значении

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

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

При втором методе 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

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

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 методе формирования импульсов коэффициент использования периода сигнала снижается примерно

на 20 %. Номер такта, в котором заканчивается обработка ошибки, определяется по формуле

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

Графики зависимости номера такта от уровня k_2 приведены на рис. 1.19. В устройстве с потактовым занесением сигнала управления перенос ошибки отсутствует, поэтому коэффициент использования периода сигнала приближается к единице.

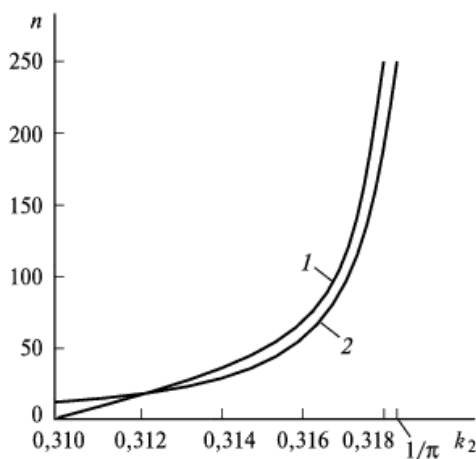


Рис. 1.19. Зависимость номера такта n от уровня k_2 :
1 – первый метод формирования импульсов; 2 – второй метод формирования импульсов

Метод фазоимпульсной модуляции используется в основном для управления тиристорами регулируемых выпрямителей и ведомых сетью инверторов, когда управляющий импульс сдвигается по фазе относительно момента изменения полярности напряжения синусоидальной формы. Регулирование методом ФИМ применяется также в автономных инверторах тока и напряжения и в мостовых схемах инверторов на полевых транзисторах путем сдвига фазы управляющих импульсов одного плеча преобразователя относительно другого плеча. Использование метода ФИМ в мощных преобразователях позволяет суммировать выходные мощности двух мостовых схем путем векторного сложения напряжений на выходных обмотках трансформатора при помощи фазового регулирования управляющих импульсов типа меандр.

1.5. Транзисторы в источниках электропитания

Широкое применение в ИЭП получили полупроводниковые транзисторы. Они используются в схемах усилителей, переключаемых схемах и в устройствах управления работой ИЭП. Наиболее популярными являются биполярные транзисторы, полевые транзисторы с изолированным затвором, биполярные транзисторы с изолированным затвором.

Биполярные транзисторы. Транзисторы в силовых узлах ИЭП импульсного действия работают в ключевом режиме, для которого характерно два основных состояния: 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* – в течение доли или единиц микросекунд, что обычно на несколько порядков меньше длительности открытого или закрытого состояния.

При выборе типа транзистора и их числа 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. 1.20). 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 структуры и конструкции транзистора. 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 сочетания токов и напряжений, не вызывающих вторичный пробой транзисторной структуры. Отрезок 4 ограничивает значение напряжения $U_{KЭ0гр}$, которое соответствует напряжению первичного лавинного пробоя при разомкнутой цепи базы (т. е. когда ток базы $I_B = 0$).

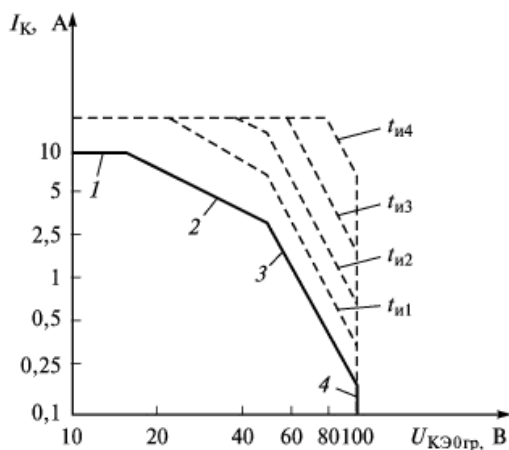


Рис. 1.20. Области безопасной работы транзистора для различных длительностей импульсов:
1–4 – отрезки, ограничивающие область безопасной работы

Положение отрезка 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* обусловлен 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, что приводит 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. 1.20 штриховыми линиями показаны смещения отрезков 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, как правило, в 2–3 раза превышает допустимый максимальный постоянный ток.

Область безопасной работы в технических условиях 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 θ_k :

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

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

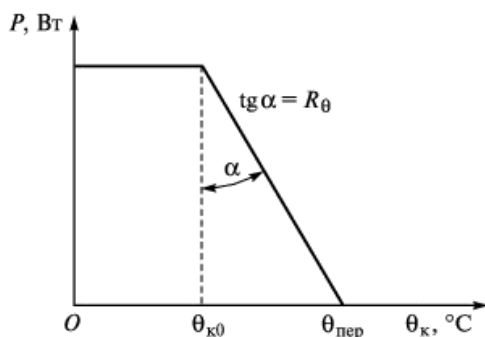


Рис. 1.21. Зависимость допустимой рассеиваемой мощности от температуры корпуса

Температура корпуса θ_{k0} , выше которой начинается снижение допустимой рассеиваемой мощности (рис. 1.21), определяется из уравнения

$$\theta_{k0} = \theta_{пер} - P_{рас,ном} R_{\theta},$$

где $P_{рас,ном}$ – номинальная длительно рассеиваемая мощность.

Положение отрезка 3 (см. рис. 1.20) незначительно зависит от температуры корпуса, особенно при токовом вторичном пробое. Отрезки 1 и 4 приводятся в технических условиях для всего интервала рабочих температур. Потери мощности в транзисторах, работающих в режиме переключения, состоят из потерь статических и динамических. *Статические потери* $P_{\text{ст}}$ определяются суммой потерь в состояниях насыщения $P_{\text{нас}}$ и отсечки $P_{\text{отс}}$:

$$P_{\text{ст}} = P_{\text{нас}} + P_{\text{отс}} = I_{\text{д}}^2 R_{\text{нас}} + I_{\text{Бср}} U_{\text{ЭБнас}} + I_{\text{КЭ}} U_{\text{КЭ}} (1 - \gamma).$$

Здесь $I_{\text{д}}$ – действующее значение тока транзистора; $I_{\text{Бср}}$ – среднее значение тока базы; $R_{\text{нас}} = U_{\text{КЭнас}} / I_{\text{Кном}}$ – сопротивление насыщения; $U_{\text{КЭнас}}$ и $U_{\text{БЭнас}}$ – остаточные напряжения в режиме насыщения в силовой и входной цепях соответственно; $I_{\text{КЭ}}$ – ток коллектора закрытого транзистора; $U_{\text{КЭ}}$ – напряжение на закрытом транзисторе; $\lambda = t_{\text{и}} / T$ – коэффициент заполнения; $t_{\text{и}}$ – длительность импульса.

Динамические потери мощности $P_{\text{дин}}$ вычисляются из уравнения

$$P_{\text{дин}} = P_{\text{и.вкл}} t_{\text{вкл}} / T + P_{\text{и.выкл}} t_{\text{выкл}} / T,$$

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

Значения $t_{\text{вкл}}$ и $t_{\text{выкл}}$ определяются после приведения импульса мощности к прямоугольной форме с амплитудой $P_{\text{и.вкл}}$ и $P_{\text{и.выкл}}$ методом равенства площадей (Вт·с). Амплитуды импульсов мощности $P_{\text{и.вкл}}$ и $P_{\text{и.выкл}}$ можно определить осциллографированием траектории рабочей точки в процессе включения и выключения. Для этого на канал Y высокочастотного осциллографа подается ток $i_{\text{К}}$, а на канал X – напряжение $u_{\text{ЭК}}$.

При выборе транзистора для работы в ключевом режиме учитываются следующие основные физические и конструктивно-технологические параметры:

- время рассасывания $t_{\text{рас}}$ – для обеспечения быстродействия ключа (должно быть минимальным);
- время включения (нарастания тока) $t_{\text{вкл}}$ и выключения (спада тока) $t_{\text{выкл}}$ – для снижения динамических потерь (минимально);
- ток загрузки $I_{\text{Ккл}}$ – классификационный ток, превышение которого технически нецелесообразно;
- потери $P_{\text{нас}}$ во включенном состоянии (минимальные);

- коэффициент передачи тока транзистора в ключевом режиме $h_{21нас}$, определяющий приведенные выше параметры и требуемую мощность предварительного усилителя;
- массу m_{min} (минимальную);
- площадь S_{min} , занимаемую корпусом транзистора на теплоотводе (минимальную);
- площадь кристалла транзистора $S_{кр}$ (минимальную).

Полное 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 $h_{21нас}$ при выборе транзистора для маломощных устройств управления или для синхронного выпрямителя. При больших рабочих токах важное значение приобретает напряжение $U_{КЭнас}$.

Параметры транзистора при работе в режиме переключения могут быть найдены при определенном значении так называемого классификационного тока загрузки транзистора $I_{Ккл}$, который является предельным при выборе рабочего тока коллектора I_K . Значение классификационного тока для конкретного типа транзистора выбирается по соображениям технической целесообразности и определяется из условия минимальных потерь мощности в транзисторе. В качестве количественного критерия насыщения при оценке классификационного тока принята мощность $P_{нас min}$.

В то же время показательной характеристикой транзистора в режиме переключения является коэффициент передачи тока. Его значение меняется при изменении тока коллектора. Ухудшение передаточных свойств транзистора с увеличением тока приводит к неравномерному изменению мощности статических потерь в транзисторе. При значении коллекторного тока, равного току $I_{Ккл}$, на графике зависимости $h(I_K)$ имеется точка перегиба (рис. 1.22). Наличие этой точки обусловлено в основном более резким увеличением потерь мощности в базовой цепи $P_{БЭнас}$ при превышении током коллектора значения $I_{Ккл}$.

На практике чаще используют зависимость $P_{БЭнас,опт} = U_{КЭ}(I_K / h)$ (рис. 1.23), точка перегиба которой определяет искомое значение классификационного тока. В табл. 1.10 приведены рекомендуемые значения классификационных токов нагрузки некоторых типов транзисторов при работе в ключевом режиме.

Таблица 1.10. Классификационные токи транзисторов

Тип транзистора	2Т836Б	286ЕПЗ	2Т866А	2Т945А
Классификационный ток, А	2	2	3,5	3,5

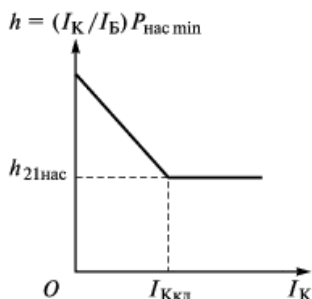


Рис. 1.22. Зависимость коэффициента передачи тока транзистора в режиме минимальных потерь от тока коллектора

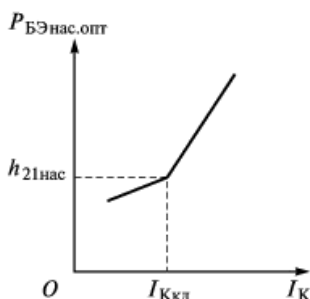


Рис. 1.23. Зависимость потерь в базовой цепи транзистора в режиме оптимального насыщения

Полевые транзисторы с изолированным затвором (МДП-транзисторы). Полевые транзисторы в настоящее время получили широкое распространение во всех областях электронной техники, в частности в ИЭП, постепенно вытесняя биполярные транзисторы. Разработано большое количество типов полевых транзисторов, однако в ИЭП нашли применение в основном мощные полевые транзисторы с изолированным затвором (МДП-транзисторы). Если в биполярном транзисторе управление осуществляется подачей тока в базу, то управление полевым транзистором осуществляется приложением напряжения к затвору, изолированному от силового $p-n$ -перехода тонким слоем оксида. Сопротивление постоянному току в цепи управления весьма велико, поэтому полевой транзистор принято считать потенциальным прибором. Эта особенность полевого транзистора позволяет упростить схему управления его работой, существенно снижая значение мощности управляющего сигнала.

Вторым отличием полевого транзистора от биполярного является отсутствие неосновных носителей, что снижает время рассасывания практически до нуля.

Важным является повышенная теплоустойчивость полевых транзисторов. Рост температуры приводит к увеличению сопротивления открытого прибора и соответственно к уменьшению тока, что

способствует нормальной работе приборов при их параллельном включении.

Однако не следует считать, что полевой транзистор является идеальным прибором при работе в режиме ключа. Его применение в электронных схемах имеет свои особенности.

На рис. 1.24 приведена структура вертикального МДП-транзистора с коротким каналом, обладающего высоким пробивным напряжением, оптимальным использованием площади кристалла и хорошим теплоотводом. Двойная имплантация с коротким каналом обеспечивает высокую скорость нарастания тока. Металлизация истока соединяет отдельные элементы структуры параллельно и создает короткое замыкание между областями n^+ и p^- истока. Вследствие этого образуется короткое замыкание между базой и эмиттером паразитного вертикального биполярного транзистора $n^+ - p - n^-$. Это необходимо, чтобы избежать включения транзистора во время динамических процессов, например вследствие высокой скорости нарастания напряжения. С другой стороны, образуется внутренний обратный диод между базой и коллектором ($p - n$ -переход), так что при отрицательном напряжении между стоком и истоком МДП-транзистор проводит обратный ток.

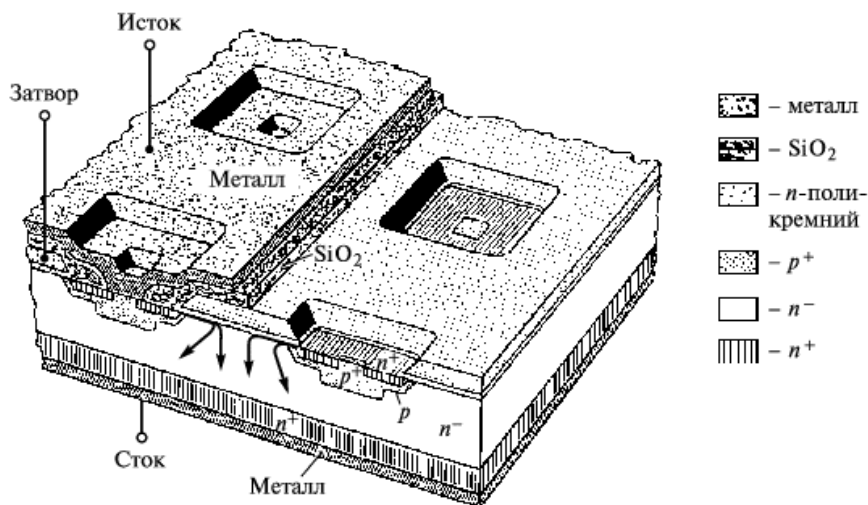


Рис. 1.24. Структура вертикального МДП-транзистора

Принцип работы МДП-транзистора поясняет рис. 1.25. В закрытом состоянии (рис. 1.25, *а*) под затвором образуется зона объемного заряда ЗОЗ, что препятствует протеканию тока стока. Электриче-

ская прочность перехода зависит, как и у диодов, от легирования и толщины n^- -области: чем ниже легирование и чем больше толщина, тем выше пробивное напряжение. Обратный ток стока незначителен и составляет несколько наноампер.

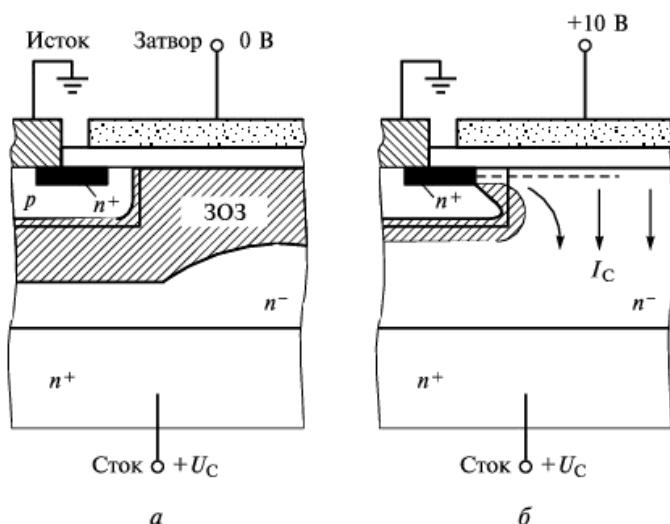


Рис. 1.25. Принцип работы МДП-транзистора:
а – закрытое состояние; *б* – открытое состояние

При положительном напряжении между затвором и истоком происходит инжекция носителей заряда, канал переходит от запертого состояния в проводящее и МДП-транзистор открывается (рис. 1.25, *б*). Ток стока течет только тогда, когда управляющее напряжение $U_{ЗИ}$ превышает пороговое напряжение затвора $U_{ЗИпор}$, которое составляет 2,1...4 В и имеет отрицательный температурный коэффициент. Этим достигается собственная термическая стабильность при высоких токах (вторичный пробой отсутствует). При повышении управляющего напряжения выше порогового напряжения затвора ток стока I_C увеличивается соответственно передаточной характеристике, представленной на рис. 1.26. При управляющем напряжении ниже порогового напряжения затвора транзистор полностью заперт. В то же время отрицательное управляющее напряжение затвора не повышает степень запирающего транзистора. Максимальное значение управляющего напряжения составляет $\pm(20...30)$ В в зависимости от типа транзистора. Превышение этого значения даже кратковременно недопустимо, иначе транзистор может выйти из строя.

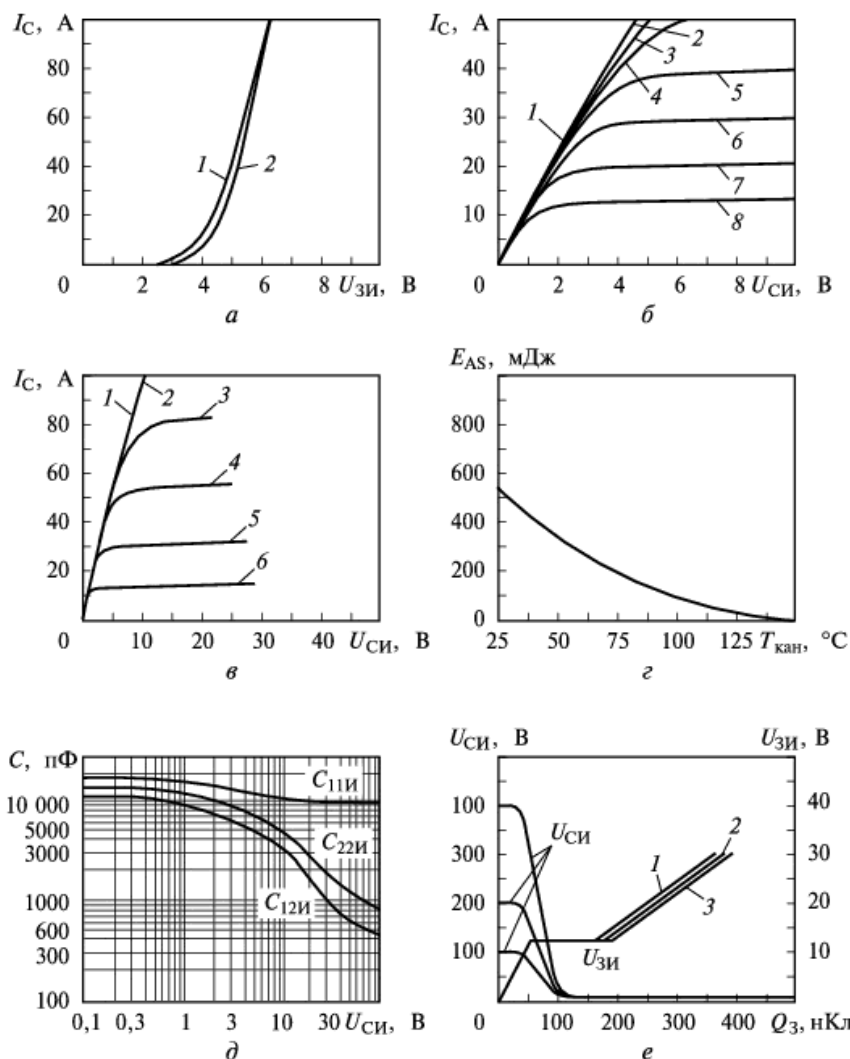


Рис. 1.26. Характеристики МДП-транзистора типа 2SK3131:

а – передаточные характеристики при $U_{СИ} = 20$ В (1 – при $T_K = 100$ °C; 2 – при $T_K = 25$ °C); *б* – выходные характеристики при $T_K = 25$ °C в координатных осях $I_C \leq 50$ А и $U_{СИ} \leq 10$ В (1 – $U_{ЗИ} = 15$ В; 2 – $U_{ЗИ} = 10$ В; 3 – $U_{ЗИ} = 6$ В; 4 – $U_{ЗИ} = 5,5$ В; 5 – $U_{ЗИ} = 5,25$ В; 6 – $U_{ЗИ} = 5$ В; 7 – $U_{ЗИ} = 4,75$ В; 8 – $U_{ЗИ} = 4,5$ В); *в* – выходные характеристики при $T_K = 25$ °C в координатных осях $I_C \leq 100$ А и $U_{СИ} \leq 50$ В (1 – $U_{ЗИ} = 15$ В; 2 – $U_{ЗИ} = 10$ В; 3 – $U_{ЗИ} = 6$ В; 4 – $U_{ЗИ} = 5,5$ В; 5 – $U_{ЗИ} = 5$ В; 6 – $U_{ЗИ} = 4,5$ В); *г* – допустимая энергия при лавинном пробое при $I_C = 50$ А, $U_{ВХ} = 90$ В, $L = 357$ мкГн; *д* – зависимости емкостей полевого транзистора от $U_{СИ}$; *е* – зависимости напряжений $U_{СИ}$ и $U_{ЗИ}$ от полного заряда затвора Q_3 (1 – $U_{СИ} = 100$ В; 2 – $U_{СИ} = 200$ В; 3 – $U_{СИ} = 400$ В) при $I_C = 50$ А, $T_K = 25$ °C

Выходные характеристики МДП-транзистора (см. рис. 1.26) содержат важную информацию о взаимосвязи между током стока I_C , напряжением сток–исток $U_{СИ}$ и управляющим напряжением $U_{ЗИ}$. В открытом состоянии транзистор можно рассматривать как омическое сопротивление, т. е. отрицательный ток стока также может протекать, но только до момента, пока не будет превышено пороговое напряжение внутреннего обратного диода. Напряжение обратного диода в открытом состоянии составляет 1...1,5 В.

Типовая область безопасной работы МДП-транзистора при постоянном токе стока и в импульсном режиме приведена на рис. 1.27. Следует отметить высокую нагрузочную способность транзистора по току. Например, допустимый ток стока в импульсном режиме в 4 раза выше номинального. Допустимый ток стока определяет кроме граничного постоянного тока стока полное термическое сопротивление R_T (кристалл – охлаждающая среда).

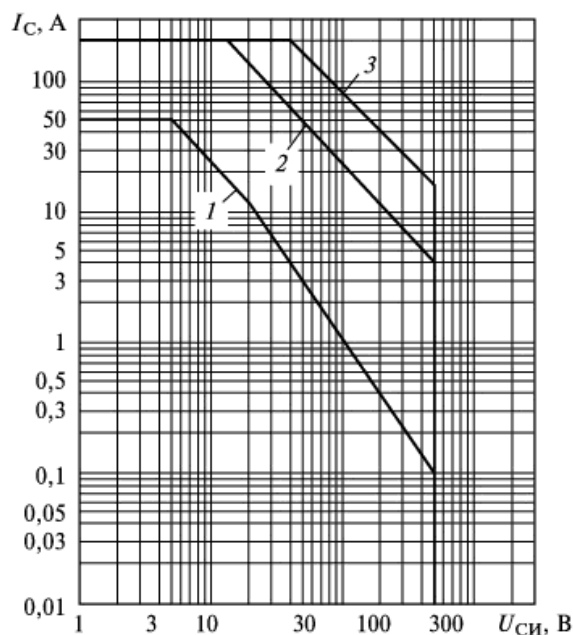


Рис. 1.27. Типовая область безопасной работы МДП-транзистора:

1 – при постоянном токе; 2 – при импульсном токе, $\tau_{и} = 1$ мс;
3 – при импульсном токе, $\tau_{и} = 100$ мкс

Вследствие коротких времен переключения больших токов появляются пиковые напряжения, которые могут превышать пробивное напряжение транзистора $U_{СИпроб}$. Как показано на рис. 1.26, z , температура канала $T_{кан}$ ограничивает допустимую энергию $E_{АС}$, которая может выделяться в транзисторе. На практике необходимо учитывать, что в транзисторе возникают потери переключения и от прямого тока.

На рис. 1.28 приведена упрощенная эквивалентная схема МДП-транзистора. Поскольку на одной подложке обычно находятся более 10 000 параллельно включенных отдельных транзисторов, эквивалентная схема дает лишь некоторое приближение к реальной конструкции. Паразитные емкости и сопротивления являются распределенными и зависят от напряжения сток–исток. Большое влияние на процесс переключения имеет так называемая емкость Миллера C_{Mi} , т. е. емкость между затвором и стоком $C_{ЗС}$. Она существенно зависит от напряжения. На рис. 1.26 показаны изменения емкостей входной $C_{11и}$, проходной $C_{12и}$ и выходной $C_{22и}$ в зависимости от напряжения $U_{СИ}$. Измерение отдельных емкостей возможно только в виде связанных величин. Основной проблемой применения МДП-транзистора является наличие сопротивления в открытом состоянии $R_{СИоткр}$, которое состоит из паразитных сопротивлений и увеличивается с повышением пробивного напряжения $U_{пр}^a$ ($a = 1,6–2,5$ – по данным разных производителей) и температуры кристалла. Параллельное включение МДП-транзисторов приводит к снижению сопротивления.

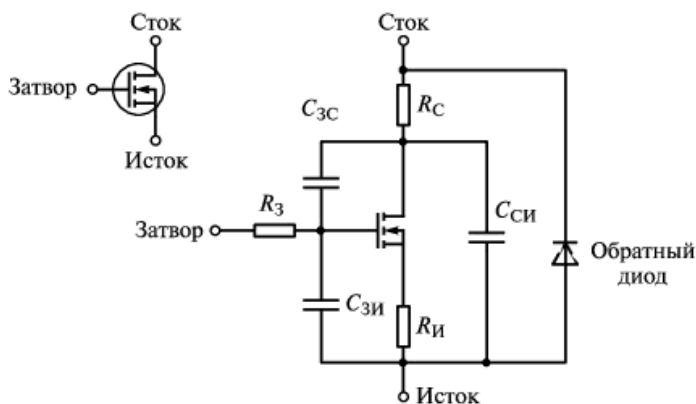


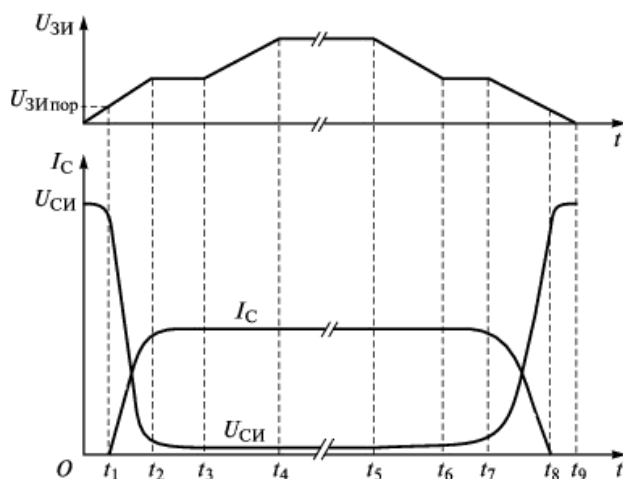
Рис. 1.28. Упрощенная эквивалентная схема МДП-транзистора

Рассмотрим более подробно процессы, происходящие при работе МДП-транзистора.

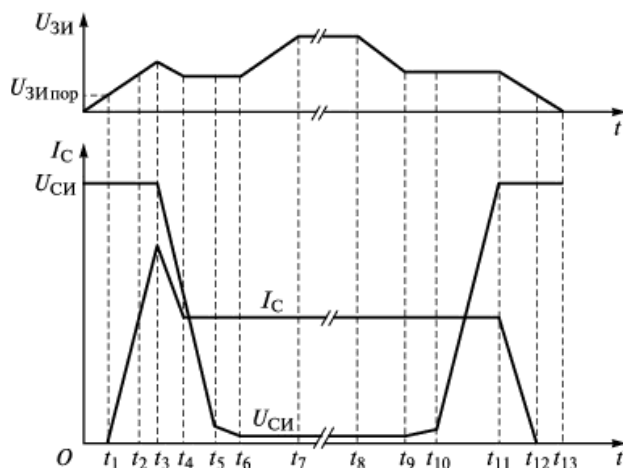
В процессе переключения управление МДП-транзистором производится напряжением. Поэтому для управления по затвору требуется незначительная мощность. Однако всякое изменение режима требует перезаряда входных емкостей $C_{11и} \approx C_{3и} + C_{3с}$. Время переключения МДП-транзистора определяется только перезарядом входных емкостей, особенно емкости Миллера, и внутренним сопротивлением транзистора. Выбор внутреннего сопротивления управляющего устройства R_i позволяет установить время переключения в широком диапазоне. На выбор этого сопротивления ограничения сверху накладывают повышенные потери переключения, а снизу – ток перезаряда входных емкостей и колебания, вызванные индуктивностью управляющего контура. На рис. 1.29 приведены типовые характеристики тока и напряжения в режимах включения и выключения МДП-транзистора при омической и индуктивной нагрузках (масштабы $U_{3и}$ и $U_{си}$ различны).

В процессе включения при подаче управляющего напряжения на МДП-транзистор в момент t_0 растет напряжение затвор–исток $U_{3и}$ соответственно заряду входных емкостей. Когда в момент t_1 напряжение достигает порогового напряжения затвора $U_{3и\text{пор}}$, ток стока I_c начинает возрастать, а напряжение $U_{си}$ при омической нагрузке – падать. В момент t_2 напряжение сток–исток $U_{си}$ равно напряжению затвор–исток $U_{3и}$ и начинает оказывать влияние повышенная емкость Миллера.

В период времени от t_2 до t_3 транзистор работает в качестве интегратора Миллера, т. е. напряжение затвор–исток остается постоянным, ток затвора течет через емкость Миллера и напряжение сток–исток еще более снижается. В течение времени от t_3 до t_4 входная емкость заряжается до уровня приложенного управляющего напряжения. При индуктивной нагрузке в период времени от t_1 до t_3 напряжение сток–исток остается постоянным, но с момента t_2 ток стока превышает нагрузочный ток стационарного режима, так как обратный ток включенного параллельно с индуктивностью диода нагружает транзистор дополнительно. После спада обратного тока диода напряжение сток–исток снижается в зависимости от перезаряда емкости Миллера. Надо иметь в виду, что высокая скорость нарастания тока стока при низкоомном управлении МДП-транзистора может вызывать перенапряжения в схеме. В течение времени от t_4 до t_6 транзистор снова работает в режиме интегратора Миллера.



а



б

Рис. 1.29. Типовые характеристики тока и напряжения в режимах включения и выключения МДП-транзистора при омической (а) и индуктивной (б) нагрузках

Напряжение затвор–исток повышается к моменту времени t_7 до уровня приложенного управляющего напряжения.

Интервал между моментом времени, когда $U_{зи}$ достигает 10 % своего конечного значения, и моментом времени, когда $U_{зи}$ уменьшается до 10 % своего начального значения, называется *временем включения* $t_{вкл}$.

Процесс выключения МДП-транзистора начинается в момент времени t_5 при омической или в момент времени t_8 при индуктивной нагрузке, когда снимается управляющее напряжение. При этом входная емкость разряжается через внутреннее сопротивление управляющего устройства. Напряжение затвор–исток падает, значение тока стока не изменяется. В течение времени от t_6 до t_7 (или от t_9 до t_{10} при индуктивной нагрузке) транзистор действует опять как интегратор Миллера: напряжение затвор–исток остается постоянным, напряжение сток–исток повышается. В момент t_7 напряжение затвор–исток сравнивается с напряжением сток–исток и емкость Миллера снижается, ток стока падает. В случае индуктивной нагрузки ток стока из-за действия индуктивности остается еще постоянным до момента t_{11} , когда ток нагрузки переходит на включенный параллельно индуктивности диод. Транзистор закроется в момент времени t_8 (или t_{12}), когда напряжение затвор–исток достигнет порогового напряжения затвора. В период времени от t_8 до t_9 (или от t_{12} до t_{13}) происходит разряд входных емкостей.

Интервал между моментом времени, когда напряжение $U_{ЗИ}$ уменьшится до 90 % своего начального значения, и моментом времени, когда напряжение $U_{СИ}$ достигнет 90 % своего конечного значения, называется *временем выключения* $t_{\text{выкл}}$.

МДП-транзистор с быстродействующим обратным диодом. Важным параметром МДП-транзистора является *время обратного восстановления*, которое увеличивается с повышением пробивного напряжения и составляет 100...1800 нс. Характеристики обратного восстановления (заряд $Q_{\text{вос}}$, время $t_{\text{вос}}$) оказываются гораздо хуже, чем у специальных диодов с малым временем обратного восстановления, которые применяются в качестве антипараллельных диодов в биполярных транзисторах. Например, у биполярного транзистора IGR4PC40D заряд обратного восстановления диода $Q_{\text{вос}} = 100$ нКл, а время обратного восстановления $t_{\text{вос}} = 50$ нс. У МДП-транзистора типа 2SK3131 заряд обратного восстановления внутреннего диода $Q_{\text{вос}} = 380$ нКл, а время обратного восстановления $t_{\text{вос}} = 105$ нс.

Большой заряд обратного восстановления внутреннего диода МДП-транзистора приводит к большим потерям включения и токовым перегрузкам в полумостовых и мостовых схемах. Для устранения этого недостатка рекомендуется заменить диод параллельно-последовательным включением двух быстрых диодов. При этом, естественно, возрастут потери проводимости.

Рассмотрим, как осуществляется управление работой МДП-транзистора. Перед приложением рабочего напряжения к переходу сток–исток необходимо, чтобы затвор был подключен к системе управления и не был открытым. В противном случае емкость затвор–исток заряжается через емкость затвор–сток и транзистор включается без управляющего сигнала. Чтобы избежать этого, нужно включить низкоомное сопротивление между затвором и истоком и обеспечить отключение управляющего напряжения перед приложением рабочего напряжения к переходу сток–исток.

Для расчета управляющего устройства целесообразно использовать заряд затвора Q_3 (рис. 1.26, *е*), состоящий из заряда затвор–исток $Q_{3И}$ и заряда затвор–сток $Q_{3С}$.

В этом случае максимальный управляющий ток определяется по выражению

$$i_3 = Q_3 / t_{\text{вкл}},$$

а управляющая мощность – по выражению

$$P_3 = Q_3 U_{3И} f,$$

где f – частота тока.

Для включения МДП-транзистора требуется энергия от управляющего устройства, причем ее значение невелико. Выключение МДП-транзистора не требует энергии, так как емкости разряжаются полностью.

Схема управления работой МДП-транзистора должна обладать следующими свойствами:

- низким динамическим внутренним сопротивлением, вследствие чего обеспечивается заряд и разряд входной емкости $C_{11И}$ транзистора. Напряжение затвора между циклами перезаряда должно оставаться постоянным, а влияние со стороны стока должно быть минимальным;
- возможностью настройки времени нарастания при сохранении низкого сопротивления. Кроме подбора RC -цепочки существуют также другие возможности изменения переключающего фронта (рис. 1.30);
- плавающим потенциалом транзисторов в мостовых схемах. Работа транзисторов в мостовых схемах, например в инверторах, требует потенциальной развязки. Чтобы избежать влияния на управляющее устройство, необходимо обеспечивать малые емкостные связи;

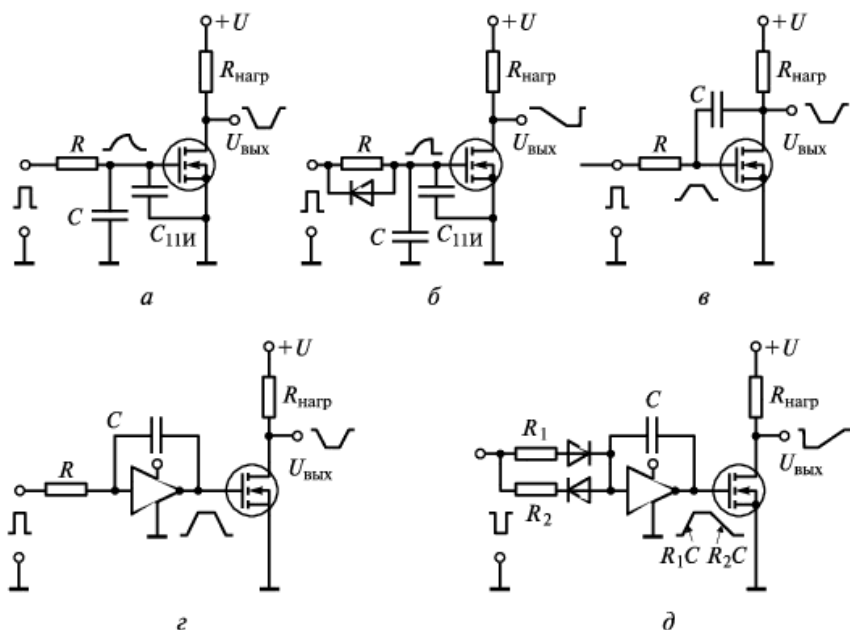


Рис. 1.30. Варианты схем управления МДП-транзистором для изменения крутизны управляющего сигнала:

а – RC-цепочка; *б* – диод; *в* – емкость обратной связи; *г, д* – интегратор

- управляющим напряжением при выключении транзисторов. Время выключения транзистора зависит от разряда емкости затвора. Чтобы ускорить время выключения, рекомендуется закоротить емкости затвора или приложить отрицательное управляющее напряжение;

- малой емкостью связи между контуром управления и контуром нагрузки для снижения влияния помех на управляющее устройство, например вследствие больших скоростей нарастания напряжения в цепи нагрузки. При этом могут иметь место значительные импульсные помехи даже при сравнительно малой емкости;

- плотной конструкцией с минимальной индуктивностью. Целесообразным является размещение усилителя управления непосредственно у контактов МДП-транзистора.

При параллельном включении МДП-транзисторов их сопротивление в открытом состоянии повышается с увеличением температуры, и нагрузка автоматически распределяется между транзисторами. Если в одном из транзисторов ток повышается, то транзистор нагревается, его сопротивление в открытом состоянии увеличи-

вается, ток стока уменьшается и устойчивое состояние восстанавливается. При параллельном соединении транзисторов необходимо соблюдать следующие правила:

- применение транзисторов одного типа; в зависимости от обстоятельств отбор транзисторов по пороговому напряжению затвора;
- симметричное расположение на стороне нагрузки;
- короткие длины проводов (низкие индуктивности);
- возможно низкие емкостные связи;
- взаимная развязка затворов при помощи сопротивлений развязки (от 10 до 100 Ом для каждого транзистора) или применение отдельных схем управления, как приведено на рис. 1.31.

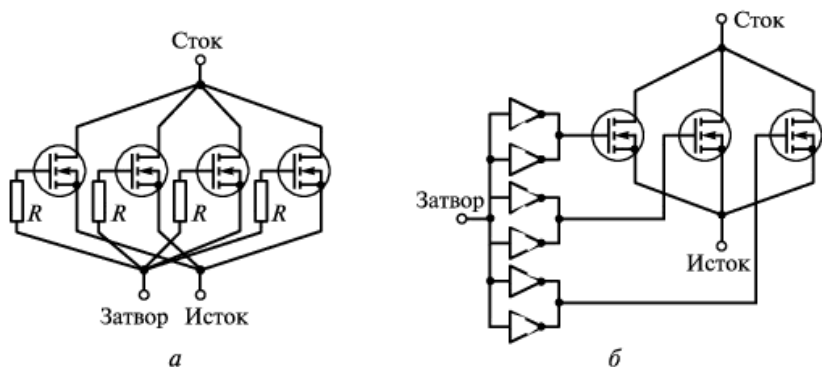


Рис. 1.31. Управление параллельно включенными МДП-транзисторами по цепям затворов с помощью:

а – резисторов; *б* – операционных усилителей

Рассмотрим особенности построения схем управления работой МДП-транзистора. Простейшая схема управления приведена на рис. 1.32, *а*. Параллельное включение нескольких таких логических схем позволяет согласовать выходной ток с необходимым управляющим током МДП-транзистора.

Другим вариантом является управление МДП-транзистором от комплементарных маломощных транзисторов с МДП-структурой или биполярных транзисторов (рис. 1.32, *б*). В усилителе на рис. 1.32, *в* используется схема с эмиттерным повторителем. Быстродействующая схема управления с усилителем по схеме Дарлингтона на комплементарных транзисторах показана на рис. 1.32, *г*.

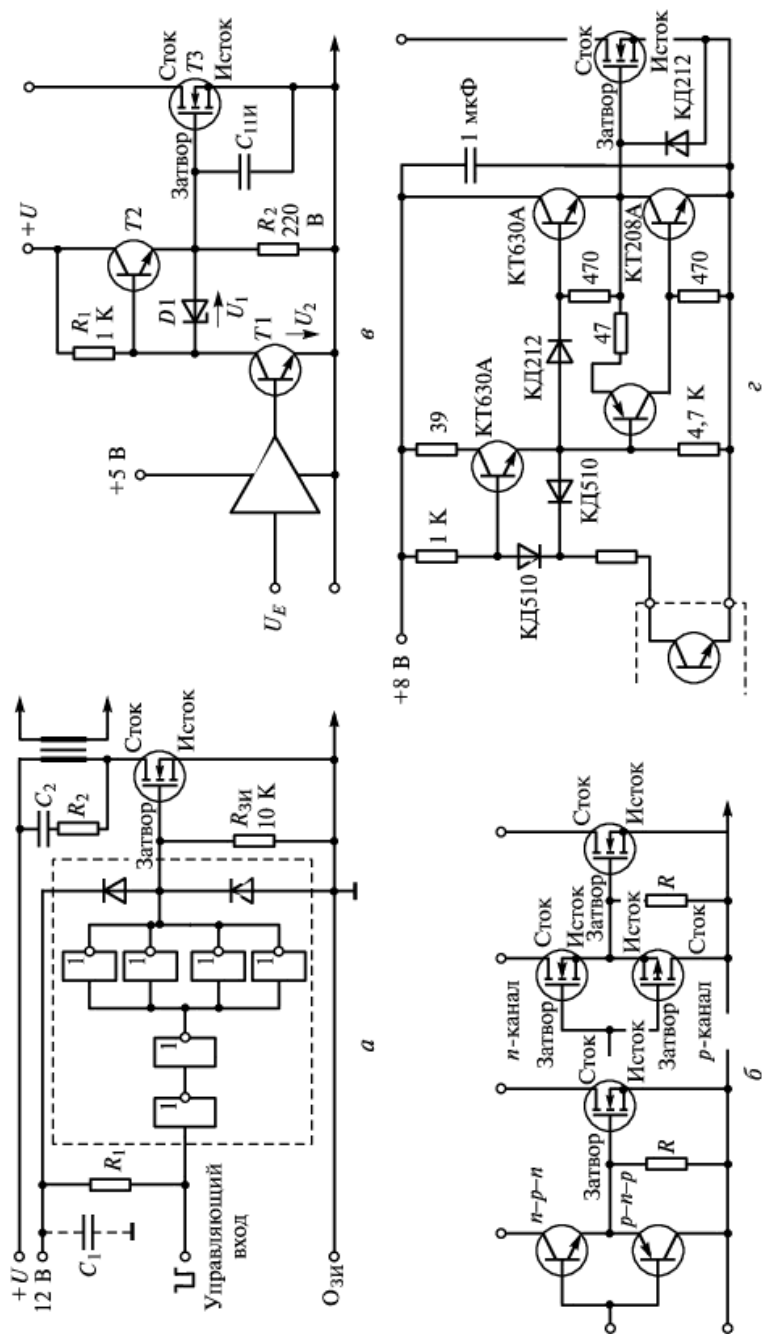


Рис. 1.32. Варианты схем управления МДП-транзисторами

Важным для работы МДП-транзистора в ИЭП является его защита от перенапряжения. Благодаря устойчивости МДП-транзистора к лавинному пробое перенапряжения являются опасными только в случае короткого замыкания, когда значения токов пробоя превышают допустимые. Эффективную защиту можно обеспечить работой по схеме с зенеровским диодом (рис. 1.33). Зенеровский диод $V3$ защищает электрод затвора от перенапряжения. Диод выбирается для конкретных значений напряжения и ударного тока. Дополнительный зенеровский диод $V1$ с соответствующим напряжением и обыкновенный диод $V2$ между стоком и затвором защищают транзистор от пробоя. Если в закрытом состоянии напряжение сток–исток превышает сумму напряжения зенеровского диода, порогового напряжения диода и порогового напряжения затвора, то транзистор включается. Открытие транзистора препятствует его разрушению из-за неконтролируемого пробоя. Различают два вида короткого замыкания: МДП-транзистор включается на короткое замыкание; короткое замыкание происходит в открытом состоянии МДП-транзистора.

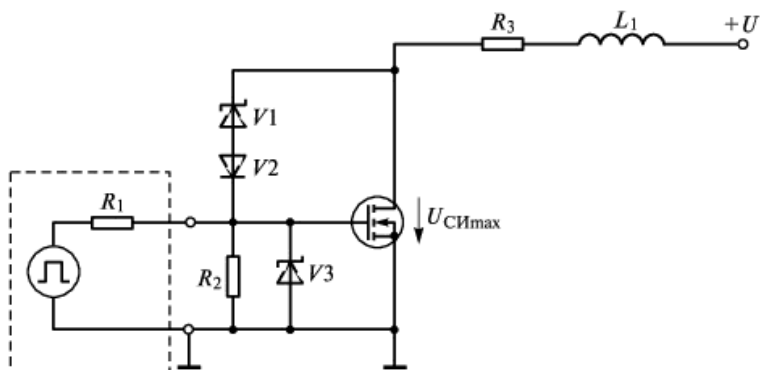


Рис. 1.33. Защита МДП-транзистора от перенапряжения в схеме с зенеровским диодом

Защита от короткого замыкания осуществляется контролем напряжения сток–исток транзистора. Контроль должен начинаться при включении транзистора после времени запаздывания в момент, когда напряжение сток–исток достигает стационарного значения. Вследствие этого короткие замыкания первого вида определяются с задержкой, а короткие замыкания второго вида – без задержки. Время запаздывания следует выбирать меньше, чем самая короткая длительность

импульса из области безопасной работы МДП-транзистора (см. рис. 1.27). При превышении допустимого значения напряжения сток–исток рекомендуется выключить транзистор за возможно короткое время.

Силовые МДП-транзисторы изготавливают в пластмассовых или металлических корпусах, а также в виде модулей. Применение полностью изолированных модулей особенно целесообразно в инверторах повышенной и высокой частоты. Модули выпускают в виде отдельных ключей или полумостовых схем с быстродействующими обратными диодами. Значения параметров некоторых импортных силовых МДП-транзисторов приведены в табл. 1.11.

Таблица 1.11. Значения параметров импортных МДП-транзисторов

Тип транзистора	Параметры					
	Тип проводимости	$U_{СИотк}$, В	I_C , А	$R_{СИ}$, Ом	P_{max} , Вт	Тип корпуса
IRFP460	<i>n</i>	500	20	0,27	–	ТО-247
MTY30N50E	<i>n</i>	500	30	0,15	300	ТО-264
2SK3131	<i>n</i>	500	50	0,085	250	ТО-3P(L)

Параметры некоторых отечественных МДП-транзисторов с горизонтальной и вертикальной структурами приведены в табл. 1.12 и 1.13 соответственно.

Таблица 1.12. Значения параметров МДП-транзисторов с горизонтальной структурой

Тип транзистора	I_{Cmax} , А	$U_{СИmax}$, В	S , мА / В	$C_{ЗИ}$, пФ	$R_{СИ}$, Ом
КП901	2	85	120	40	8
КП902	0,2	70	20	6,5	50
КП904	7,5	100	450	180	2
КП905	0,3	60	30	5	33
КП907	2,2	60	185	20	5
КП908	0,3	55	32	3,8	30

Таблица 1.13. Значения параметров МДП-транзисторов с вертикальной структурой

Тип транзистора	Тип проводимости	$U_{СИ\max}$, В	I_C , А	$R_{СИотк. Ом}$	C_{11} , пФ	$P_{рас. Вт}$	Тип корпуса
2П701А 2П701Б	<i>n</i>	500 400	9	1100	1,5 1,2	40	КТ-57
2П703А 2П703Б	<i>p</i>	150 100	12	0,85 0,7	1500	60	КТ-57
КП704А КП704Б	<i>n</i>	200	10	0,35 0,5	1350	75	КТ-28-2
КП705А КП705(Б,В)	<i>n</i>	1000 800	6 7	3,7 2,5	1500	125	КТ-9
2П706А 2П706(Б,В)	<i>n</i>	500 400	20	0,65 0,4...0,6	2500	100	КТ-61А
2П803А 2П803Б	<i>n</i>	1000 800	3 4,5	4,5 4,0	1100	60	КТ-57
КП804	<i>n</i>	60	4	0,45	150	2	КТ-27
КП805	<i>n</i>	600	8	1,6	1500	60	КТ-28
КП921	<i>n</i>	45	15	0,3	1500	60	КТ-28
2П922А 2П922Б	<i>n</i>	100	15... 20	0,2 0,4	1700	75	КТ-9
КП922(А,А1) КП922(Б,Б1)	<i>n</i>	100	15... 20	0,2 0,2	1700	60	КТ-9(А,Б) КТ-28(А1,Б1)

Биполярные транзисторы с изолированным затвором – БТИЗ (IGBT). Биполярный транзистор с изолированным затвором (рис. 1.34) является комбинацией биполярного и МДП-транзистора и отличается по структуре от МДП-транзистора $p^+ - n$ -переходом на стороне стока (коллектора). Управление транзистором осуществляется как у МДП-транзистора напряжением затвора, поэтому мощность управления сравнительно мала. Достаточно высокое напряжение затвора $U_{зз}$ вызывает инжекцию электронов в канале. Образующийся ток электронов, со своей стороны, ведет к инжекции носителей заряда (дырок) в базовую зону n^- . Из-за этого, по сравнению с МДП-транзистором, снижается сопротивление в открытом состоянии и БТИЗ работает как биполярный транзистор. Максимальное запирающее напряжение коллектор–эмиттер возможно использовать без временного ограничения в стационарном закрытом состоянии и высокой скорости как в начале, так и в конце процессов переключения. Для обеспечения низкого напряжения в открытом состоянии и высокой скорости переключения в

схемах с БТИЗ отказываются от запираания в обратном направлении. Поэтому в БТИЗ-модулях параллельно транзистору включают быстродействующий диод.

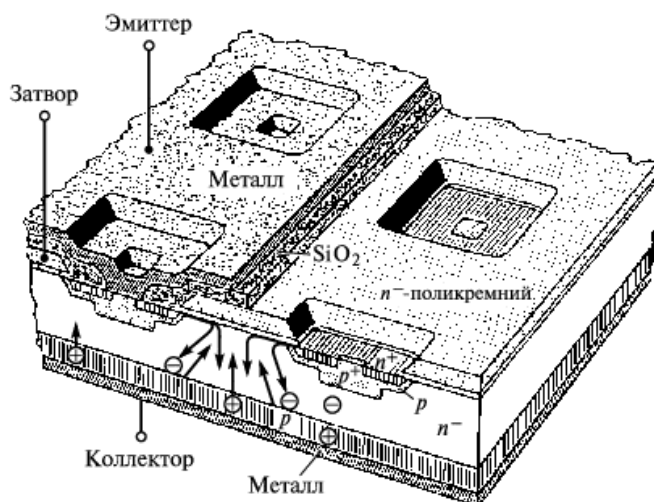


Рис. 1.34. Структура n -канального БТИЗ

Поскольку БТИЗ, как и МДП-транзисторы, управляются не током, а напряжением, то БТИЗ одного типоминнала можно соединять параллельно без выравнивающих резисторов в цепях эмиттеров.

Как видно по выходным характеристикам БТИЗ типа BSM300GA120DN2, приведенным на рис. 1.35, при определенном значении тока I_K напряжение коллектор–эмиттер $U_{КЭ}$ уменьшается с повышением напряжения затвора $U_{ЗЭ}$ до значения насыщения $U_{КЭнас}$. Максимальное напряжение между затвором и эмиттером составляет ± 20 В. При более высоких значениях напряжения затвора параметры транзистора могут измениться.

Область безопасной работы БТИЗ при постоянном токе и в импульсном режиме показана на рис. 1.36, а. Как следует из характера изменения области безопасной работы, при выключении БТИЗ обеспечивается его высокая перегрузочная способность. В случае короткого замыкания первого вида напряжение затвора +15 В ограничивает коллекторный ток до значения, лежащего в допустимой области.

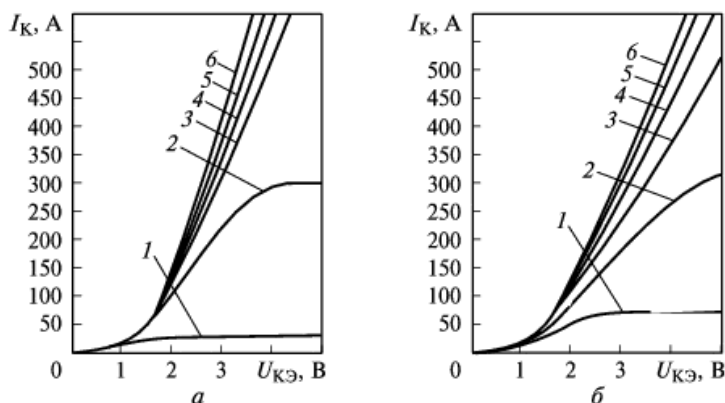


Рис. 1.35. Выходные характеристики БТИЗ (BSM300GA120DN2):
 $a - t_{и} = 80 \text{ мкс}$; $T_K = 25 \text{ }^\circ\text{C}$; $b - t_{и} = 80 \text{ мкс}$; $T_K = 125 \text{ }^\circ\text{C}$; $1 - U_{ЗЭ} = 7 \text{ В}$; $2 - U_{ЗЭ} = 9 \text{ В}$; $3 - U_{ЗЭ} = 11 \text{ В}$; $4 - U_{ЗЭ} = 13 \text{ В}$; $5 - U_{ЗЭ} = 15 \text{ В}$; $6 - U_{ЗЭ} = 17 \text{ В}$

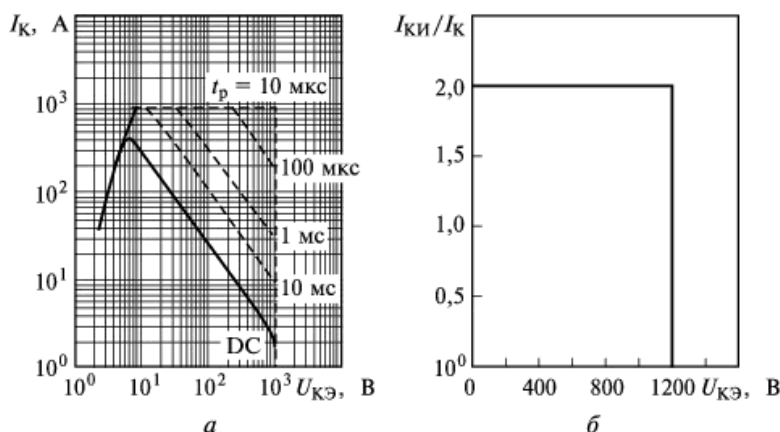


Рис. 1.36. Область безопасной работы БТИЗ (BSM300GA120DN2):
 $a -$ для постоянного тока и импульсного режима; $b -$ для выключения

В течение времени короткого замыкания из-за нагревания прибора падает коллекторный ток. Режим короткого замыкания при уже открытом транзисторе (короткое замыкание второго вида) является опасным. Растущий ток приводит к высокой скорости нарастания напряжения коллектор–эмиттер и вследствие наличия емкости Миллера к повышению напряжения затвора. При спаде результирующего тока до стационарного значения из-за паразитных индуктивностей возникают перенапряжения. Чтобы их избежать, рекомендуется ограничивать напряжение затвора, например зене-

ровским диодом. Биполярные транзисторы с изолированным затвором устойчивы при коротком замыкании до полного предельного напряжения коллектор–эмиттер.

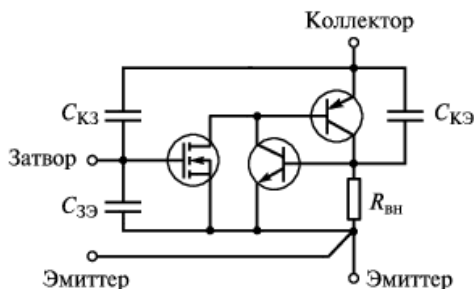


Рис. 1.37. Эквивалентная схема БТИЗ

Эквивалентная схема БТИЗ приведена на рис. 1.37. Как и у МДП-транзистора, у БТИЗ паразитные емкости влияют на процесс переключения. Внутренний $p-n-p$ -транзистор и паразитный $n-p-n$ -транзистор БТИЗ образуют *тиристорную* структуру. При большом токе и высокой скорости выключения (di/dt) этот тиристор может включиться (Latch-up-эффект) и БТИЗ нельзя будет управлять. Проводимость в обратном направлении, как и у МДП-транзистора, не существует из-за дополнительного коллекторного $p-n$ -перехода.

Рассмотрим процессы, происходящие в транзисторе БТИЗ при его работе. Свойства униполярного и биполярного транзисторов определяют процессы переключения, характеризующиеся изменениями напряжения и тока (рис. 1.38). Если затвор и эмиттер короткозамкнуты, БТИЗ находится в закрытом состоянии. Объемный заряд, как и у МДП-транзистора, блокирует протекание коллекторного тока.

В процессе включения БТИЗ при подаче на затвор напряжения выше порогового напряжения затвора $U_{зэпор}$ включается МДП-транзистор, так что коллекторный ток I_K почти скачкообразно растет (см. рис. 1.38). После этого коллекторный ток повышается из-за инжекции дырок из p^+ -области эмиттера, причем снижается внутреннее сопротивление $R_{вн}$, и дополнительные дырки проходят к эмиттеру через $p-n-p$ -транзистор. Нарастание коллекторного тока последнего определяет время включения БТИЗ. В полумостовых и мостовых схемах через открывающийся транзистор текут ток нагрузки (ограниченный параметрами нагрузки) и ток через обратный диод противоположного транзистора (в зарубежной литературе

противоположный транзистор и соответствующий ему обратный диод называют оппозитными), ограниченный только характеристиками проводимости. На рис. 1.39 приведены осциллограммы изменения тока и напряжения коллектора транзистора, включающегося на индуктивную нагрузку в полумостовой схеме при использовании быстрого (рис. 1.39, а) или идеального (рис. 1.39, б) оппозитного диода. Разница между осциллограммами показывает вклад процесса обратного восстановления диода в энергию включения. Этот вклад, как правило, учитывается в значении энергии включения $E_{\text{вкл}}$. Параметр $I_{L\text{max}}$ (максимальный ток при индуктивной нагрузке) гарантирует, что транзистор способен коммутировать ток индуктивной нагрузки и при этом обеспечивать прямоугольную область безопасной работы (ОБР) в режиме тяжелого переключения, т. е. при большом токе и высоком напряжении одновременно.

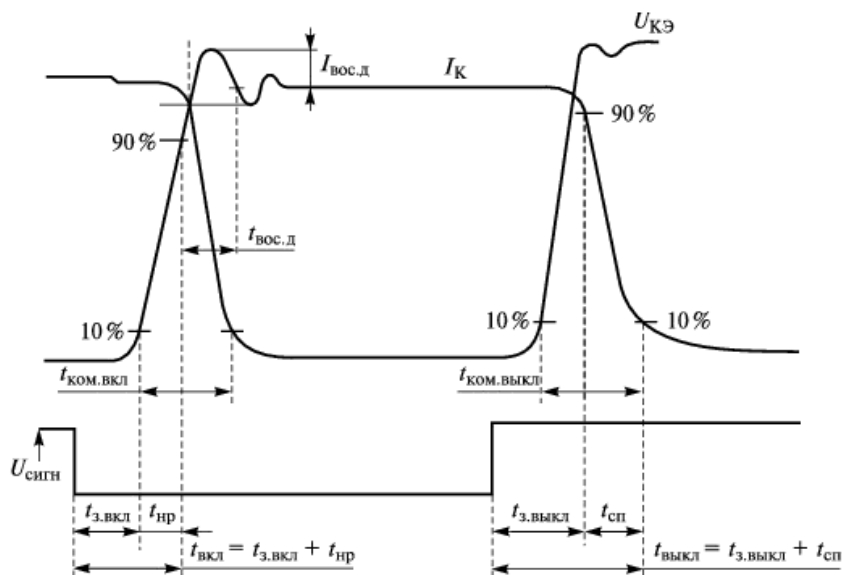


Рис. 1.38. Характеристики тока и напряжения при включении и выключении БТИЗ:

$t_{\text{вкл}}$ — время включения; $t_{\text{выкл}}$ — время выключения; $t_{\text{з.вкл}}$ — время задержки включения; $t_{\text{з.выкл}}$ — время задержки выключения; $t_{\text{нр}}$ — время нарастания; $t_{\text{сп}}$ — время спада; $t_{\text{вос.д}}$ — время обратного восстановления диода; $t_{\text{ком.вкл}}$ — время коммутации при включении; $t_{\text{ком.выкл}}$ — время коммутации при выключении

Для **выключения** БТИЗ отрицательное управляющее напряжение не требуется. Достаточно замкнуть накоротко затвор с эмиттером, при этом емкость между затвором и эмиттером разряжается.

Когда напряжение затвора становится ниже порогового значения, исчезает канал и электропитание n^- -зоны с электронами прерывается. Нужные для поддержки коллекторного тока электроны поступают с эмиттерного края n -базы. Вследствие этого возникает зона объемного заряда, которая определяет напряжение коллектор–эмиттер. Коллекторный ток остается практически постоянным до момента, когда напряжение достигает уровня напряжения электропитания. После этого коллекторный ток резко падает. Типичные значения времени рассасывания накопленного заряда и спада тока при выключении БТИЗ составляют 0,2...0,4 и 0,2...1,5 мкс соответственно.

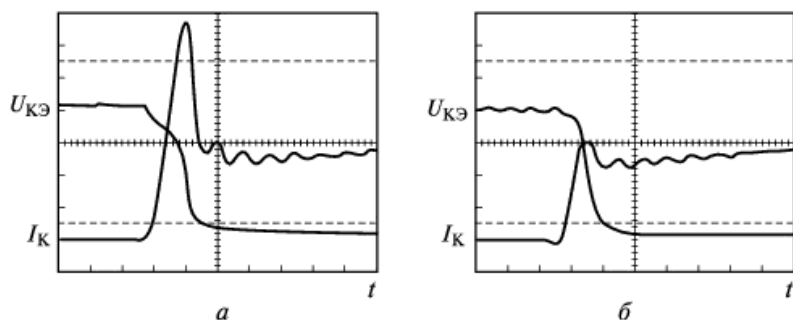


Рис. 1.39. Осциллограммы изменения тока и напряжения коллектора транзистора, включенного на индуктивную нагрузку в полумостовой схеме с быстрым диодом (а) и идеальным диодом (б)

Рекомбинация остальных накопленных носителей заряда в n^- -области поддерживает остаточный ток, который почти не зависит от температуры кристалла. На рис. 1.40 приведены осциллограммы выключения БТИЗ, на которых виден процесс затягивания тока во время, когда напряжение $U_{КЭ}$ достигло максимального значения.

Остаточный ток можно снизить различными способами, однако полностью избавиться от него не удастся, поэтому энергия выключения всегда остается больше энергии включения (рис. 1.41). Значение энергии выключения $E_{\text{выкл}}$ с учетом остаточного тока для ряда транзисторов приводится в справочных данных производителей, что упрощает расчет потерь. Достижение высоких динамических характеристик и сокращение потерь при переключении обуславливает рост потерь проводимости. В свою очередь, снижение статических потерь за счет увеличения коэффициента передачи $p-n-p$ -транзистора и уменьшения напряжения насыщения приводит к росту потерь переключения. Поэтому для использования при разных частотах переключения выпускаются БТИЗ с различным

быстродействием. Например, существует классификация БТИЗ по следующим категориям: категория W (warp speed) для частот 75...150 кГц; категория U (ultra fast speed) для частот 10...75 кГц; категория F (fast speed) для частот 3...10 кГц и категория S (standart speed) для частот 1...3 кГц.

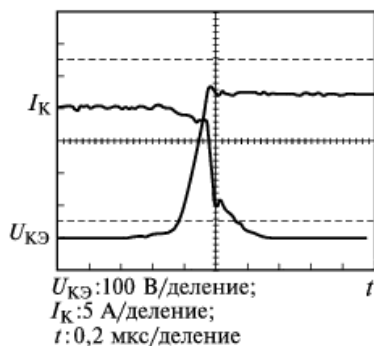


Рис. 1.40. Осциллограммы выключения БТИЗ

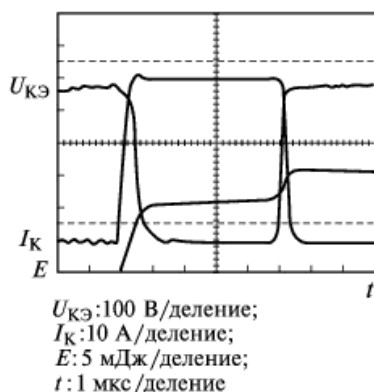


Рис. 1.41. Осциллограммы переключения БТИЗ и энергии потерь

Время включения или выключения транзистора возможно установить при помощи сопротивлений R_1 или R_2 (рис. 1.42). При омическо-индуктивной нагрузке необходимо учитывать совместно процесс включения БТИЗ и процесс выключения обратного диода. При повышении сопротивления включения R_1 имеют место: повышение потерь включения БТИЗ, снижение потерь выключения в обратном диоде, увеличение времени задержки включения, уменьшение скорости нарастания напряжения du/dt , снижение максимального значения обратного тока диода.

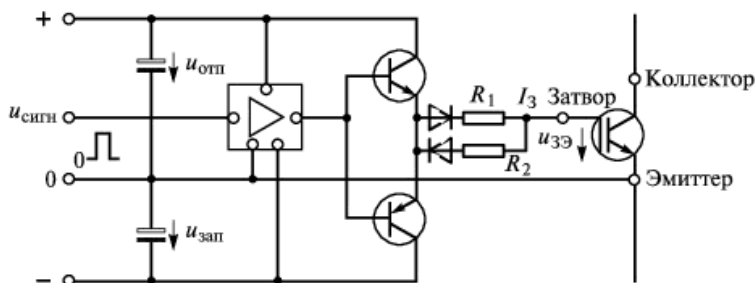


Рис. 1.42. Схема управления переключением БТИЗ

Суммарные потери включения БТИЗ и потери выключения диода, а также время задержки включения определяют максимальный коллекторный ток и максимальную частоту переключения. На практике выбирают $R_1 \leq 50$ Ом.

При увеличении сопротивления выключения R_2 повышаются потери выключения, увеличивается время задержки выключения, снижается скорость спада тока (di/dt), в результате чего время спада увеличивается и повышается чувствительность БТИЗ к скорости изменения напряжения du/dt .

Допустимые потери выключения и время задержки выключения определяют максимальный коллекторный ток и рабочую частоту. Максимальный пик перенапряжения и чувствительность к скорости изменения напряжения du/dt зависят от выбора сопротивления включения R_1 . Чтобы избежать повторного включения БТИЗ вследствие наличия емкости между коллектором и затвором, рекомендуется выбирать значение сопротивления выключения R_2 из соотношения

$$R_2 \leq R_1 + 18 \text{ Ом.}$$

Транзисторы БТИЗ выпускаются в виде отдельных приборов в пластмассовом корпусе и в виде модулей по различным схемам с внутренним быстродействующим диодом. В табл. 1.14 приведены сравнительные характеристики некоторых типов БТИЗ в корпусе ТО-247 при $U_{КЭ} = 600$ В.

Таблица 1.14. Характеристики различных типов БТИЗ

Тип транзистора	I_K при 25 °С, А	$U_{КЭнас}$, В	P_D при 25 °С, Вт	$R_{\theta п-к}$, °С/Вт	$Q_{гс}$, нКл	$E_{вкл}$, мДж	$E_{выкл}$, мДж
IRG4PC50W	80	2,3	200	0,64	180	0,8	0,4
IRG4PS71K	85	1,8	350	0,36	340	0,8	2
BUP604	80	2,2	300	0,4	160	4	8
IXGK50N60	75	2,7	300	0,75	200	3	9,6
APT30GT60BR	55	2,0	200	0,63	95	1	0,7
2E802A, A1	23	2,7	100	1,25	—	—	—

Современные силовые полностью управляемые полупроводниковые приборы – МДП-транзисторы или БТИЗ – предназначены для коммутации напряжений до 4500 В и токов до 2400 А. Со стороны управляющего входа приборы с полевым управлением представляют собой емкостный элемент. Входная емкость затвор–исток,

обозначаемая $C_{\text{вх}}$, для отдельных МДП-транзисторов составляет 650...11000 пФ.

Емкость затвор–эмиттер у БТИЗ составляет 1350...3600 пФ, у БТИЗ-модулей – 20...50 нФ. При параллельном включении дискретных приборов и чипов суммарные входные емкости достигают 100 нФ. Задачей управления затвором является заряд входной емкости за короткое время до напряжения, обеспечивающего насыщение вентильного элемента.

Поскольку управление БТИЗ осуществляется чаще всего от микро-ЭВМ или от специальной интегральной микросхемы, рекомендуется потенциальную развязку располагать между микро-ЭВМ и конечным усилителем. Это снижает влияние напряжения помех от БТИЗ-ключей на управляющее устройство. Для согласования схемы управления с входными цепями силовых ключей применяют устройства, называемые *драйверами*.

Драйвера – как правило, полностью законченные функциональные устройства, содержащие все необходимые элементы для управления затворами мощных транзисторов. Они обеспечивают необходимые уровни согласования токовых и потенциальных сигналов, длительностей фронтов задержек, а также необходимые уровни защиты управляемых транзисторов. Встроенные DC/DC-преобразователи и транзисторные выходные каскады должны обладать необходимыми мощностями для обеспечения переключения транзисторов любой мощности с достаточной скоростью, обеспечивая минимальные потери коммутации до 100 кГц.

Преобразователи DC/DC и оптронные устройства должны иметь достаточные уровни гальванической развязки для применения в высоковольтных системах. Одни из основных функций драйверов – гарантия надежной защиты управляемых силовых транзисторов от короткого замыкания и перегрузки и формирование необходимых статусных сигналов, характеризующих режимы работы транзисторов. Ток силового транзистора можно измерять с помощью токоизмерительного шунта, трансформатора тока или посредством измерения напряжения насыщения коллектор–эмиттер $U_{\text{КЭнас}}$. Драйверы также можно использовать для управления силовыми транзисторами с «кельвиновскими» выходами. В этом случае дополнительный токоизмерительный эмиттер в IGBT формирует «токовое зеркало», позволяющее измерять ток с помощью маломощных резисторов.

Измерение напряжения насыщения требует минимального количества внешних компонентов и не создает потерь мощности. К сожалению, зависимость $U_{\text{КЭнас}} = f(I_{\text{К}})$ для IGBT-транзисторов не являет-

ся линейной в отличие от MOSFET (полевых), что затрудняет применение данного метода для измерения тока. Для мониторинга напряжения насыщения приходится использовать быстрый высоковольтный диод в цепи коллектора, что вносит некоторые искажения, обусловленные прямым падением напряжения на диоде. Кроме того, напряжение насыщения имеет отрицательный температурный коэффициент и зависит от напряжения на затворе. Однако данная зависимость достаточно четко определяется и всегда приводится в технических характеристиках. Для расчета напряжения насыщения с учетом температурной зависимости используют следующие формулы

$$U_{CTsat(t)} = U_{CE(TO)}(T_i) + r_{CE}(T_i) I_{C(t)};$$

$$U_{CE(TO)}(T_i) \leq 1,2 - 0,001(T_i - 25);$$

$$r_{CE}(T_i) = 0,009 + 0,00004(T_i - 25),$$

где $U_{CTsat(t)}$ – напряжение насыщения при температуре t ; T_i – температура кристалла; r_{CE} – объемное сопротивление эмиттера; $U_{CE(TO)}$ – пороговое напряжение коллектор–эмиттер (статическое значение).

Измеренное напряжение насыщения открытого транзистора сравнивают с опорным напряжением с помощью компаратора. Если U_{CTsat} превышает пороговое значение, начинает работать схема защиты. Для надежного включения транзистора необходимо отключить схему защиты на время его открывания. Дело в том, что после подачи отпирающего напряжения на затвор напряжение коллектор–эмиттер спадает с некоторой задержкой. Чтобы схема защиты не восприняла это состояние как перегрузку, а также для исключения ложных срабатываний, время анализа состояния неисправности обычно устанавливается в диапазоне 1...10 мкс. Эта концепция защиты широко используется для надежной защиты IGBT-транзисторов.

Иногда контроль за током через транзистор осуществляется с помощью внешнего токоизмерительного резистора – шунта. Такие резисторы, обладающие сопротивлением от 0,1 до нескольких миллиом и мощностями в десятки и сотни ватт, выполнены на керамических основаниях в виде полос никрома или манганина точной геометрии с подгонкой номинала. Драйверы обеспечивают контроль напряжений и защиту затворов транзисторов в случае недостаточного или избыточного напряжения для них, формируя сигнал с оптронной развязкой, сигнализирующий об этом.

Модули драйверов изготавливают в различном исполнении – одноканальные и двухканальные. Входы драйверов имеют гальваническую развязку от силовой части с напряжением изоляции до 4000 В.

Управление цепями затворов БТИЗ можно осуществлять через разделительный импульсный трансформатор (рис. 1.43). Этот способ обычно применяют при работе на повышенной фиксированной частоте преобразования с половинным коэффициентом заполнения. Ему свойственны недостатки схем с импульсными трансформаторами, в том числе наличие паразитных связей, порождающих высокочастотные колебания в цепи затвора за счет больших скоростей изменения тока и напряжения в обмотках.

Тенденция наращивания единичной мощности БТИЗ-модулей ужесточает требования к драйверам по электрической прочности, двустороннему обмену данными, системе защиты и диагностики модуля. Таким образом, драйвер превращается в функционально законченный процессор, сочетающий в себе перечисленные функции. Примером такого драйвера может служить устройство типа HSPCL-3120, предназначенное для управления модулями БТИЗ с током 150 А и напряжением 1200 В.

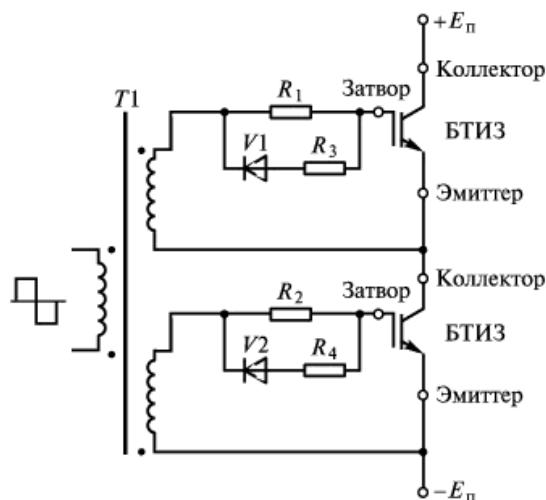


Рис. 1.43. Управление затворами БТИЗ через разделительный импульсный трансформатор

Функциональная схема драйвера HSPCL-3120 приведена на рис. 1.44. В устройстве предусмотрены система защиты от недостаточного насыщения ключа, блокировка выключения при выходе напряжения электропитания за допустимые пределы, режим «мягкого» выключения БТИЗ (Soft Turn-Off) и канал обратной связи с оптической развязкой для выставления флага останова. Драйвер имеет

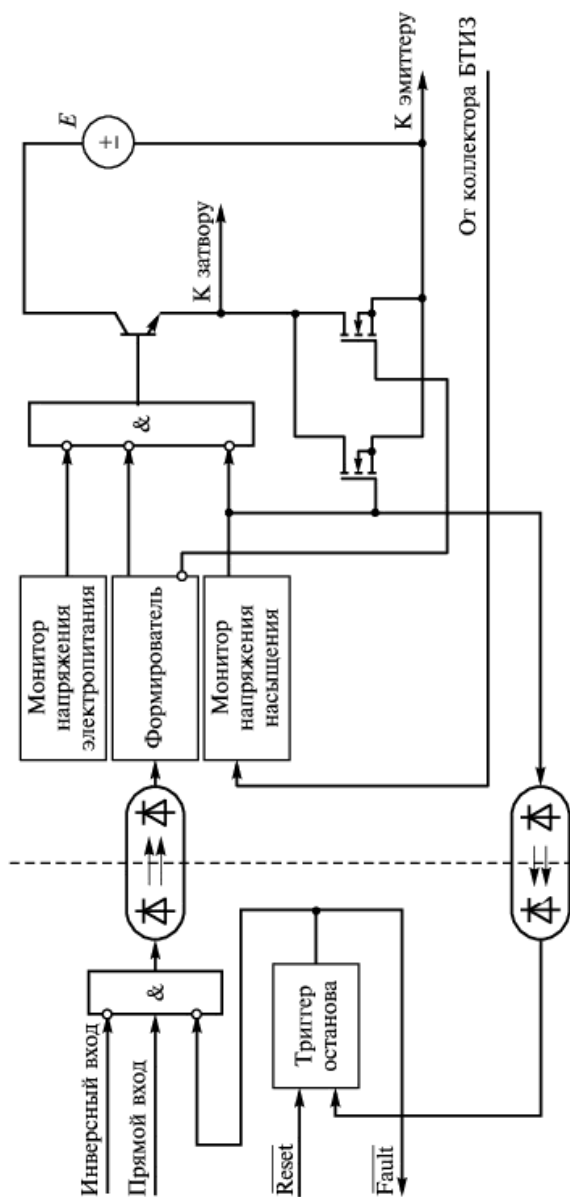


Рис. 1.44. Функциональная схема драйвера НСРЛ-3120

двухступенчатую структуру: первая ступень является сигнальной, вторая – силовой и предназначена для управления затвором и считывания сигнала защиты (недостаточного насыщения и снижения напряжения электропитания) силового ключа.

Триггер останова осуществляет запрет прохождения импульсов управления во вторую ступень драйвера. Наличие двух входов – прямого и инверсного, а также дополнительного вывода для электропитания непосредственно излучателя первой ступени позволяет управлять как логическими ТТЛ-уровнями, так и сигналом излучателя, минуя триггер останова. Сигнал с выхода фотоприемника поступает на вход парафазной схемы управления выходным двухтактным каскадом, имеющим биполярно-полевую конфигурацию, причем верхним плечом является тройной составной транзистор (схема Дарлингтона), а нижним – два параллельных МДП-транзистора. При такой схеме построения выходного каскада достигается высокий коэффициент передачи по току при отпирании и обеспечивается режим Soft Turn-off при запираании. За счет одновременного срабатывания МДП-транзисторов их суммарное сопротивление $R_{СИ}$ неодинаково, что дает возможность изменения постоянной времени разряда входной емкости МДП-транзистора.

Схема контроля напряжения электропитания осуществляет перевод цепи затвора в состояние низкого уровня выходного напряжения при снижении напряжения электропитания менее 12,6 В без выдачи сигнала отключения в первую ступень. Схема контроля напряжения насыщения силового ключа дает команду на «мягкое» выключение путем одновременного отпирания МДП-транзисторов выходного каскада и передает через оптопару сигнал останова (в первую ступень) и во внешние устройства (каскад с открытым коллектором). В рабочее состояние драйвер переводится подачей сигнала начальной установки по входу Reset.

1.6. Диоды в источниках электропитания

В источниках электропитания диоды используются для выпрямления переменного напряжения, обеспечения проводимости и блокировки транзисторных ключей в обратном направлении. Основными характеристиками диодов являются *обратное напряжение*, *время восстановления обратного напряжения* и *допустимый 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 $P_{\text{пр.ст}}$ в диоде при прямом включении в статическом режиме работы определяются по формуле

$$P_{\text{пр.ст}} = \Delta U_{\text{пр}} I_{\text{пр.ср}},$$

где $\Delta U_{\text{пр}}$ – падение напряжения на диоде при среднем значении тока $I_{\text{пр.ср}}$.

При частоте коммутации, равной десяткам и сотням 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} см^{-3} . При работе в составе инвертора время восстановления обратного сопротивления диодов $t_{\text{вос.обр}}$ должно быть в несколько раз меньше времени включения $t_{\text{вкл}}$ транзисторов. Если время $t_{\text{вкл}}$ составляет примерно 1 мкс, то время $t_{\text{вос.обр}}$ не должно превышать 0,25...0,3 мкс. При этом время восстановления обратно пропорционально концентрации золота в кремнии. Увеличение концентрации золота приводит к улучшению частотных свойств, но в то же время повышается прямое напряжение диодов. Когда концентрация золота N_z становится соизмеримой с концентрацией доноров N_d , удельное сопротивление кремния резко возрастает. Для исходного кремния с сопротивлением $\rho = 40 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ и удельными концентрациями золота и доноров $N_z = N_d = 10^{14} \text{ см}^{-3}$ минимальное значение времени восстановления $t_{\text{вос.обр min}}$ определяется зависимостью

$$t_{\text{вос.обр min}} = 2,5 \cdot 10^7 / N_z = 0,25 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

Таким образом, время восстановления диодов с обратным напряжением $U_{\text{обр}} \geq 1000 \text{ В}$ не может быть получено менее $0,25 \cdot 10^{-6} \text{ с}$.

Характеристики выпрямительных диодов со средним значением прямого тока менее 10 А приведены в табл. 1.15, а диодов со средним значением прямого тока более 10 А – в табл. 1.16.

**Таблица 1.15. Характеристики диодов со средним значением
прямого тока не более 10 А**

Тип диода	Максимально допустимое постоянное (импульсное) обратное напряжение, В, не более	Максимально допустимый средний пря- мой ток, А, не более	Максимально допустимый импульсный прямой ток, А, не более	Предельная (рабочая) частота, кГц, не более	Время обрат- ного восста- новления, мкс, не более
2Д203А	420 (600)	10	100	1	–
2Д203Б	560 (800)				
2Д203В	560 (800)				
2Д203Г	700 (1000)				
2Д203Д	700 (1000)				
2Д204А	400 (400)	0,4	0,8	50	1,5
2Д204Б	200 (200)	0,6	1,2		
2Д204В	50 (50)	1	2		
2Д206А	400	5	100	(1)	10
2Д206Б	500				
2Д206В	600				
2Д210А	800	10	50	(1)	–
2Д210Б	800				
2Д210В	1000				
2Д210Г	1000				
2Д212А	200 (200)	1	50	100	0,3
2Д212Б	100 (100)				
2Д213А	200 (200)	10	100	100	0,3
2Д213Б	200 (200)				0,17
2Д213В	100 (100)				0,3
2Д213Г	100 (100)				0,17
2Д219А	15 (15)	10	250	(200)	–
2Д219Б	20 (20)				
2Д220А	400 (400)	3	60	(20)	1
2Д220Б	600 (600)				
2Д220В	800 (800)				
2Д220Г	1000(1000)				
2Д220Д	400 (400)				
2Д220Е	600 (600)				
2Д220Ж	800 (800)				
2Д220И	1000(1000)				

Тип диода	Максимально допустимое постоянное (импульсное) обратное напряжение, В, не более	Максимально допустимый средний прямой ток, А, не более	Максимально допустимый импульсный прямой ток, А, не более	Предельная (рабочая) частота, кГц, не более	Время обратного восстановления, мкс, не более
2Д222АС	20 (20)	3	—	(200)	—
2Д222БС	30 (30)				
2Д222ВС	40 (40)				
2Д222ГС	20 (20)				
2Д222ДС	30 (30)				
2Д222ЕС	40 (40)				
2Д230А	400 (400)	3	60	(500)	0,5
2Д230Б	600 (600)				
2Д230В	800 (800)				
2Д230Г	1000(1000)				
2Д230Д	400 (400)	3	60	20	1
2Д230Е	600 (600)				
2Д230Ж	800 (800)				
2Д230И	1000(1000)				
2Д230К	200 (200)			50	0,05
2Д120Л	100 (100)				0,5
2Д231А	150(150)	10	15 $I_{пр.ср}$	(200)	0,05
2Д231Б	200(200)				0,05
2Д231В	150(150)				0,1
2Д231Г	200(200)				0,1
2Д234А	100(100)	3	30	—	0,04
2Д234Б	200(200)				
2Д234В	(400)				
2Д236А	600(600)	1	30	(100)	0,115
2Д236Б	800(800)				0,15
2Д237А	100(100)	1	3	(300)	0,05
2Д237Б	200(200)				
2Д238АС	25 (25)	7,5	15	(200)	—
2Д238БС	35 (35)				
2Д238ВС	45 (45)				
2Д245А	400(400)	10	100	(200)	0,07
2Д245Б	200(200)				

Тип диода	Максимально допустимое постоянное (импульсное) обратное напряжение, В, не более	Максимально допустимый средний прямой ток, А, не более	Максимально допустимый импульсный прямой ток, А, не более	Предельная (рабочая) частота, кГц, не более	Время обратного восстановления, мкс, не более
2Д251А	(50)	10	$15 I_{пр.ср}$	(200)	0,05
2Д251Б	(70)				
2Д251В	(100)				
2Д251Г	(50)				0,1
2Д251Д	(70)				
2Д251Е	(100)				
2Д253А	800(800)	3	10	100	0,22
2Д253Б	800(800)	1	3		
2Д253В	600(600)	3	10		
2Д253Г	600(600)	1	3		
2Д253Д	400(400)	3	10		
2Д253Е	400(400)	1	10		
2Д254А	1000(1000)	1	3	150	0,5–0,2
2Д254Б	800 (800)				
2Д254В	600 (600)				
2Д254Г	400 (400)				
2Д510А	50 (70)	0,2	1,5	–	0,004
2Д522Б	50 (75)	0,1	1,5	–	0,004
2Д255А-5	60 (60)	3	6	(1000)	–
2Д255Б-5	80 (80)				
2Д255В-5	100 (100)				

По мере увеличения рабочей частоты преобразователей повышаются требования к частотным свойствам диодов выпрямителей. Этим требованиям наиболее полно удовлетворяют *диоды Шоттки*. При выпрямлении токов до 30 А в цепях электропитания с напряжением 5 В широкое применение находят диоды типа 2Д2998 (см. табл. 1.16). Они отличаются малым падением напряжения при прямом токе ($U_{пр} \leq 0,68$ 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.

Таблица 1.16. Характеристики диодов со средним значением прямого тока более 10 А

Тип диода	Максимально допустимое постоянное (импульсное) обратное напряжение, В, не более	Максимально допустимый средний прямой ток, А, не более	Максимально допустимый импульсный прямой ток, А, не более	Предельная (рабочая) частота, кГц, не более	Время обратного восстановления, мкс, не более
2Д239А	100(100)	15	80	500	0,05
2Д239Б	150(150)				
2Д239В	200(200)				
2Д2990А	600(600)	20	100	(200)	0,15
2Д2990Б	400(400)				
2Д2990В	200(200)				
2Д2997А	200(250)	30	100	(100)	0,2
2Д2997Б	100(200)				
2Д2997В	50 (100)				
2Д2999А	200(250)	20	100	(100)	0,2
2Д2999Б	100(200)				
2Д2999В	50 (100)				
2Д252А	80 (80)	30	60	(10–200)	–
2Д252Б	100(100)	30	60		
2Д252В	120(120)	20	40		
2Д299А	50 (50)	25	–	(20–200)	0,05
2Д2995Б	70 (70)				
2Д299В	100 (100)				
2Д2995Г	150 (150)				
2Д299Д	200 (200)				
2Д2995Е	100 (100)			(10–200)	0,1
2Д288Ж	150 (150)				
2Д299И	200 (200)				

Тип диода	Максимально допустимое постоянное (импульсное) обратное напряжение, В, не более	Максимально допустимый средний прямой ток, А, не более	Максимально допустимый импульсный прямой ток, А, не более	Предельная (рабочая) частота, кГц, не более	Время обратного восстановления, мкс, не более
2Д299А	15	30	600	(200)	—
2Д2998Б	25				
2Д299В	35				
2ДЧ103-100	(20...150)	100	—	—	0,05
2ДЧ103-125		125			0,1
2ДШ11-32Х	(20; 30; 40)	40	—	—	0,032
2ДШ11-40Х		40			
2ДШ11-50Х		50			
2ДШ11-63Х		63			

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 можно использовать в схемах выходных выпрямителей при рабочей частоте инвертора до 100 кГц.

В табл. 1.16 приведены также характеристики диодов типа 2ДЧ103. 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 ИЭП на базе инверторов часто применяется электрическое объединение диодов со стороны катодов, поэтому в качестве выходных выпрямителей используются диодные сборки.

Последовательно соединенные диоды конструктивно и электрически образуют *высоковольтные столбы*, особенностью которых является различное время жизни неосновных носителей. Этим определяется различие времени восстановления обратного сопротивления $t_{\text{вос.обр}}$ при изменении полярности напряжения с прямой на обратную. Напряжение на диодах, имеющих меньшее время восстановления, достигает пробивного значения $U_{\text{проб}}$ в первую очередь. Восстановившиеся диоды переходят в режим лавинного пробоя и находятся в этом режиме до восстановления остальных диодов. Та-

ким образом, время, в течение которого в диодах выделяется повышенная мощность, определяется разностью промежутков времени восстановления $\Delta t_{\text{вос.обр}}$ в отдельных образцах. В реальных образцах высоковольтных диодов (например, 2Д226, 2Д230) эта разность может быть значительной.

Мощность тепловых потерь в диоде определяется выражением

$$P = iU_{\text{л}},$$

где i – ток через p - n -переход; $U_{\text{л}}$ – напряжение лавинного пробоя.

Изменение тока через диод зависит от длительности фронта импульса обратного напряжения:

$$i(t) = I_{\text{пр.и}}(t / t_{\text{ф}}),$$

где $I_{\text{пр.и}}$ – значение импульса прямого тока, проходящего через диод в момент подачи на него обратного напряжения.

Средняя мощность $P_{\text{ср}}$ тепловых потерь за промежуток времени $\Delta t_{\text{вос.обр}}$ определяется из уравнения

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} I_{\text{пр.и}} U_{\text{л}} \int_{t_{\text{в min}}}^{t_{\text{в max}}} (t / t_{\text{ф}}) dt = I_{\text{пр.и}} U_{\text{л}} f \frac{t_{\text{вос.обр max}}^2 - t_{\text{вос.обр min}}^2}{2t_{\text{ф}}},$$

где T – период следования импульсов тока через диод.

Число диодов, перешедших в режим лавинного пробоя, определяется напряжением U , приложенным к высоковольтному столбу. При $U = U_{\text{л}}$ мощность тепловых потерь последовательно соединенных диодов

$$P_{\text{ср}} = I_{\text{пр.и}} U f \frac{t_{\text{вос.обр max}}^2 - t_{\text{вос.обр min}}^2}{2t_{\text{ф}}}.$$

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

$$P_{\text{ср}} = I_{\text{пр.и}} U f \frac{t_{\text{вос.обр.ср}} \Delta t_{\text{вос.обр}}}{t_{\text{ф}}}. \quad (1.3)$$

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:

$$t_{\text{вос.обр1}} = [0,5 - 0,33 \exp(-t_{\text{ф.д}} / \tau_{\text{эф}})] \tau_{\text{эф}}, \quad (1.4)$$

где $t_{\text{ф.д}}$ – длительность фронта, отнесенная к одному диоду; $\tau_{\text{эф}}$ – эффективное значение времени жизни неосновных носителей.

С учетом уравнения (1.4) зависимость (1.3) принимает вид

$$P_{\text{ср}} = \frac{I_{\text{пр.и}} U_f}{t_{\text{ф}}} [0,5 - 0,33 \exp(-t_{\text{ф.д}} / \tau_{\text{эф max}}) \tau_{\text{эф max}}] \times \\ \times \{0,5 \Delta \tau_{\text{эф}} - 0,33 [-\tau_{\text{эф max}} \exp(-t_{\text{ф.д}} / \tau_{\text{эф max}}) - \\ - \tau_{\text{эф min}} \exp(-t_{\text{ф.д}} / \tau_{\text{эф min}})]\}.$$

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

$$P_{\text{ср}} \approx 5 \cdot 10^{-3} I_{\text{пр.и}} U_f \Delta t_{\text{вос.обр}}. \quad (1.5)$$

Таким образом, по известной разности промежутков времени восстановления можно определить мощность тепловых потерь. Выражение (1.5) позволяет также решить обратную задачу: по заданному значению $P_{\text{ср}}$ определить $\Delta t_{\text{вос.обр}}$ и выбрать тип диодов.

1.7. Трансформаторы в источниках электропитания

Трансформатором называют статический преобразователь электрической энергии переменного тока, преобразующий электрическую энергию без изменения частоты. Основными конструктивными элементами любого трансформатора являются первичная (первичные) и вторичная (вторичные) *обмотки* и *магнитопровод*, по которому электромагнитная энергия передается от первичных к вторичным цепям. Преобразование электрической энергии трансформатором обычно осуществляется одновременно с передачей энергии в другую электрическую цепь, не связанную непосредственно с той цепью, откуда эта энергия подводится. Однако передача энергии в трансформаторе возможна не только электромагнитным, но и комбинированным, электромагнитно-электрическим путем. Такой тип трансформатора называют *автотрансформатором*.

Если для функционирования ЭА требуется электроэнергия переменного тока, трансформаторы применяются как самостоятельные ИЭП. Однако в большинстве случаев трансформаторы входят в состав более сложных по электрической схеме и конструкции ИЭП.

Параметры электрической энергии, преобразуемой трансформаторами в составе современной ЭА, могут изменяться в широких пределах:

- по мощности от 1 до 1 000 000 В · А;
- по напряжению от 1 до 50 000 В;
- по току от 1 мкА до 500 А;
- по частоте от 50 до 1 000 000 Гц.

Трансформаторы электропитания обычно подразделяют:

а) по напряжению – *низковольтные* (напряжение каждой обмотки $U_i \leq 1000$ В), *высоковольтные* (напряжение хотя бы одной обмотки $U_i > 1000$ В) и *высокопотенциальные* (потенциал хотя бы одной обмотки относительно корпуса или другой обмотки $U > 1000$ В);

б) по числу фаз – *однофазные, трехфазные, шестифазные* и т. д.;

в) по частоте питающей сети – *промышленной частоты* (50 Гц), *повышенной частоты* (400...16 000 Гц), *высокой частоты* (более 16 000 Гц);

г) по коэффициенту трансформации напряжения (K_T) – *повышающие* ($K_T > 1$), *понижающие* ($K_T < 1$), *изолирующие* ($K_T = 1$), где K_T – отношение напряжения вторичной обмотки к напряжению первичной обмотки в режиме холостого хода;

д) по числу обмоток – *двухобмоточные* и *многообмоточные*;

е) по виду связи между обмотками – с *электромагнитной связью* (с изолированными обмотками) и с *электромагнитной и электрической связями*;

ж) по конструкции магнитопровода – *стержневые, броневые и кольцевые (тороидальные)*.

Одним из наиболее важных параметров трансформатора электропитания является его *мощность*. Различают электромагнитную, выходную (отдаваемую), расчетную и габаритную (типовую) мощности трансформатора.

Электромагнитной мощностью $P_{эм}$ (В·А) трансформатора называется мощность, передаваемая из первичной обмотки во вторичные электромагнитным путем. Она равна сумме произведений электродвижущих сил E_i и соответствующих токов вторичных обмоток I_i :

$$P_{эм} = \sum_{i=2}^n E_i I_i,$$

где $i = 2, \dots, n$ – номера обмоток.

Выходной (отдаваемой) мощностью $P_{\text{вых}}$ трансформатора называется сумма произведений действующих напряжений U_i на зажимах вторичных обмоток и выходных (нагрузочных) токов I_i :

$$P_{\text{вых}} = \sum_{i=2}^n U_i I_i.$$

Расчетной мощностью P_i обмотки трансформатора называется произведение действующих значений тока, протекающего по обмотке, и напряжения на ее зажимах. Эта мощность характеризует габаритные размеры обмотки, так как число витков обмотки определяется напряжением на ее зажимах, а сечение провода – действующим током:

$$P_i = U_i I_i.$$

Габаритной (типовой) мощностью P_r трансформатора называется мощность, определяющая размеры трансформатора:

$$P_r = 1/2 \sum_{i=1}^n P_i.$$

В процессе работы трансформатора в его магнитопроводе и в обмотках затрачивается некоторая часть подводимой к нему энергии, поэтому мощность, потребляемая трансформатором из сети, всегда больше мощности, отдаваемой нагрузке. Разность между поступающей к трансформатору энергией и отдаваемой им во вторичную сеть называется *потерями*.

Потери в магнитопроводе P_c можно определить по формуле:

$$P_c = P_{\text{уд}} G_c = P_0 (f / f_0)^\alpha (B / B_0)^\beta G_c,$$

где $f_0 = 1$ кГц и $B_0 = 1$ Тл – базовые значения соответственно частоты и индукции для всех материалов; P_0 , α и β – постоянные величины, характерные для конкретного материала магнитопровода, G_c – масса магнитопровода.

Потери в обмотках P_m обусловлены активным сопротивлением проводов и могут быть определены по выражению

$$P_m = \sum_{i=1}^n I_i^2 R_i.$$

Здесь R_i – активное электрическое сопротивление i -й обмотки.

Коэффициент полезного действия (КПД) η трансформатора определяется отношением мощности, отдаваемой в нагрузку, к активной мощности, потребляемой трансформатором из сети, т. е.

$$\eta = P_{\text{вых}} / (P_{\text{вых}} + P_{\text{с}} + P_{\text{м}}).$$

Важными параметрами трансформаторов являются падение напряжения в обмотках и ток холостого хода.

Падение напряжения в обмотках трансформатора складывается из падений напряжения в активном и реактивном сопротивлениях первичной и вторичной обмоток. В большинстве случаев для трансформаторов электропитания ЭА при инженерных расчетах можно ограничиться учетом падения напряжений на активных сопротивлениях обмоток:

$$\sum \Delta u_i = \Delta u_1 + \Delta u_i = I_1 R_1 + I_i R_i, \quad i=2...n.$$

Ток холостого хода I_0 трансформатора складывается из двух составляющих – активной I_{0a} и реактивной I_{0p} :

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0p}^2}.$$

Активная составляющая тока холостого хода (A) определяется выражением

$$I_{0a} = P_{\text{с}} / U_1.$$

Реактивную составляющую тока холостого хода, A , рассчитывают по формуле

$$I_{0p} = H l_{\text{с}} / W_1,$$

где H – напряженность переменного магнитного поля; $l_{\text{с}}$ – длина пути магнитного потока в магнитопроводе; W_1 – число витков первичной обмотки.

Коэффициент мощности $\cos \varphi_{\text{тр}}$ трансформатора равен отношению активной мощности к полной мощности, потребляемой трансформатором из сети P_1 :

$$\cos \varphi_{\text{тр}} = (P_{\text{вых}} + P_{\text{с}} + P_{\text{м}}) / P_1.$$

В некоторых случаях при анализе работы трансформатора используют понятие *энергетического коэффициента* ($\eta \cos \varphi_{\text{тр}}$), представляющего собой отношение мощности, отдаваемой в нагрузку $P_{\text{вых}}$, к полной мощности, потребляемой из сети P_1 :

$$\eta \cos \varphi_{\text{тр}} = P_{\text{вых}} / P_1.$$

Тепловые свойства трансформатора характеризует *перегрев трансформатора* θ , определяемый разностью между температурой t_{\max} наиболее нагретой части трансформатора и температурой $t_{\text{окр}}$ окружающей среды:

$$\theta = t_{\max} - t_{\text{окр}}.$$

Основным требованием при проектировании трансформаторов следует считать способность трансформатора электропитания выполнять свои функции как компонента общей электрической схемы изделия. Можно выделить три основных критерия проектирования: допустимый перегрев θ , допустимое падение напряжения ΔU , допустимый ток холостого хода I_0 . В каждом конкретном случае проектирования один из критериев становится определяющим. Наиболее часто в качестве определяющего критерия выбирают перегрев θ .

Заданные в технической документации срок службы и надежность трансформатора могут быть обеспечены, если выдержан определенный тепловой режим и значение перегрева θ не превышает допустимое. *Допустимый перегрев* определяется условиями эксплуатации, а также конструкцией трансформатора и может задаваться в широких пределах: от 15 °С до нескольких сотен градусов. Наиболее распространено значение $\theta = 50$ °С.

Перегрев жестко связан с *электромагнитными нагрузками* трансформатора, причем как магнитопровода (плотность магнитного потока B), так и обмоток (плотность электрического тока j).

Падение напряжения, в отличие от перегрева, зависит в первую очередь от нагрузки обмоток. Чем больше плотность тока j , тем больше падение напряжения ΔU . Значение допустимого падения напряжения различно в зависимости от назначения и условий работы трансформатора электропитания. Обычно ΔU лежит в пределах 1...20 % от номинального напряжения обмотки.

Ток холостого хода определяется в основном нагрузкой магнитопровода. Он может изменяться в весьма широких пределах и для маломощных трансформаторов может быть сравнимым с током первичной обмотки трансформатора под нагрузкой.

Конструкцию трансформатора образуют магнитопровод, катушка, состоящая из обмоток с изоляцией, крепежная арматура, выводы, корпус (у закрытых конструкций).

В трансформаторах электропитания применяются четыре основных вида **магнитопроводов**: *броневой, стержневой, кольцевой*

(тороидальный) для однофазных конструкций и *стержневой трехфазный*. Перечисленные магнитопроводы представлены на рис. 1.45 (фронтальные проекции находятся в плоскости линий магнитного потока).

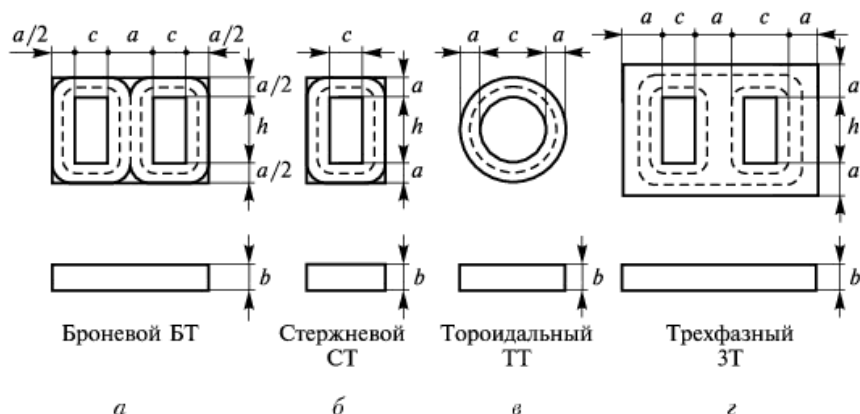


Рис. 1.45. Виды магнитопроводов трансформаторов:

а – броневой; *б* – стержневой однофазный; *в* – кольцевой (тороидальный); *г* – стержневой трехфазный

Магнитопроводы трансформаторов изготавливаются из магнитомягких материалов, которые по электропроводности можно разделить на проводящие (электротехнические стали, пермаллой, аморфные сплавы); полупроводящие (ферриты) и диэлектрические (магнитодиэлектрики).

В зависимости от конкретных условий работы трансформатора требования к магнитному материалу, из которого изготовлен магнитопровод, различны. Тем не менее можно выделить общие требования, характерные для всех типов трансформаторов электропитания:

- магнитный материал должен обладать большой *индукцией насыщения*, т. е. обеспечивать прохождение максимального магнитного потока через заданную площадь поперечного сечения магнитопровода. Плотность магнитного потока во многом определяет габаритные размеры и массу трансформатора. Среди перечисленных выше магнитных материалов наибольшей индукцией насыщения обладают электротехнические стали;
- магнитный материал должен легко намагничиваться и размагничиваться, обладая узкой *петлей гистерезиса*, малой *коэффициентной*

силой, большим значением магнитной проницаемости. Этим требованиям удовлетворяют пермаллои и аморфные сплавы;

- магнитный материал должен иметь возможно меньшую *мощность потерь*. Этот параметр в значительной степени зависит от рабочей частоты трансформатора. В связи с этим электротехнические стали, несмотря на большое значение индукции насыщения, целесообразно применять только до частоты около 10 000 Гц. Свыше 10 000 Гц применяют ферриты и магнитодиэлектрики. Оптимальный диапазон частот для пермаллоев от 5 до 100 кГц. Аморфные сплавы могут конкурировать с перечисленными магнитными материалами во всем диапазоне частот.

В табл. 1.17 приведены значения основных параметров магнитомягких материалов, широко применяемых в магнитопроводах трансформаторов электропитания (δ – толщина материала). Эти параметры характеризуют магнитные материалы до их технологической переработки при изготовлении трансформаторов. В процессе изготовления некоторые параметры, особенно мощность потерь и магнитная проницаемость, могут значительно изменяться. В частности, мощность потерь в магнитопроводе типа ШЛ, изготовленном из электротехнической стали, возрастает на 30...70 %, а пермаллоя – в 1,7–3 раза.

Таблица 1.17. Значения параметров магнитомягких материалов

Материал (толщина, мм)	Индукция насыщения B_s , Тл	Удельная мощность потерь $P_{0,2/20}^*$, мВт/см ³	Магнитная проницаемость μ		Точка Кюри, °С
			начальная	максимальная	
Сталь 3423, $\delta = 0,08$	1,82	515	600	35 000	720
Пермаллой 79НМ, $\delta = 0,05$	0,75	158	7000	150 000	430
Пермаллой 50Н $\delta = 0,08$	1,5	521	2000	30 000	500
Феррит 2000НМ1	0,38	109	2000	3500	200
Феррит 2500НМС2	0,41	125	2500	–	200
Аморфный сплав ГМ14ДС	0,80	70	20 000	50 000	600
Аморфный сплав ГМ412В	1,12	3	30 000	45 000	610
Магнитодиэлектрик МП140	0,73	988	140	140	–

* $P_{0,2/20}$ – удельная мощность потерь при магнитной индукции $B = 0,2$ Тл и частоте $f = 20$ кГц.

Обмотки в трансформаторах выполняют обычно цельными многослойными, расположенными вдоль всей или части длины стержня магнитопровода, отведенной для обмотки. Цельные многослойные обмотки могут быть секционированными, разделенными на ряд секций (рис. 1.46). Каждая секция занимает часть длины стержня, но все вместе они составляют единое конструктивное целое. Секционирование применяется обычно для высоковольтных обмоток.

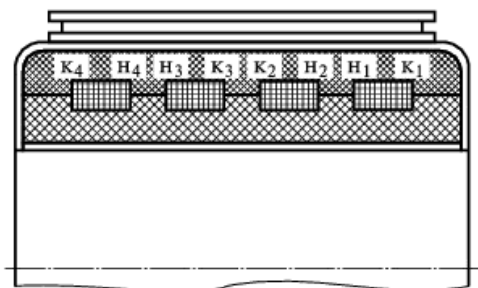


Рис. 1.46. Секционированная обмотка высоковольтного трансформатора

Взаимное расположение обмоток может быть различным. Как правило, применяются концентрические обмотки, располагаемые одна внутри другой. Реже используют чередующиеся обмотки, размещенные таким образом, что части разных обмоток следуют вдоль стержня одна за другой, непрерывно чередуясь. Чередующиеся обмотки конструктивно сложнее по сравнению с другими обмотками, но обладают меньшим *рассеянием*. В некоторых случаях используют вариант разделенных обмоток. Их располагают рядом вдоль сердечника, но они не чередуются, что удобно для высоковольтных трансформаторов электропитания при большом числе обмоток.

Обмотки изготавливаются из проводящих материалов (проводов). Чаще всего для проводов обмоток трансформаторов электропитания используется медь, значительно реже – алюминий. Обмоточные провода обычно берутся круглого сечения, при больших размерах сечения применяют провода (или ленты) прямоугольного сечения.

Для обмоток, имеющих класс нагревостойкости 130 °С, широкое распространение получил провод марки ПЭТВ-2. Его свойства обеспечивают выполнение требований к трансформаторам при эксплуа-

тации в жестких условиях внешней среды. Значения основных параметров провода ПЭТВ-2 приведены в табл. 1.18.

Таблица 1.18. Значения параметров провода марки ПЭТВ-2

Диаметр провода по меди, мм	Площадь поперечного сечения провода по меди, мм ²	Диаметр провода по изоляции, мм	Диаметр провода по меди, мм	Площадь поперечного сечения провода по меди, мм ²	Диаметр провода по изоляции, мм
0,1	0,00785	0,128	0,85	0,56716	0,937
0,112	0,00985	0,14	0,9	0,63617	0,99
0,125	0,01227	0,154	0,95	0,70846	1,04
0,14	0,01539	0,17	1,0	0,7854	1,09
0,16	0,02011	0,198	1,06	0,88203	1,15
0,18	0,02545	0,22	1,12	0,9852	1,21
0,2	0,03142	0,24	1,18	1,09303	1,27
0,224	0,03939	0,264	1,25	1,2272	1,35
0,25	0,04909	0,3	1,32	1,36778	1,42
0,28	0,06154	0,33	1,4	1,5394	1,5
0,315	0,07789	0,364	1,5	1,7671	1,6
0,355	0,09893	0,414	1,6	2,0096	1,71
0,4	0,1256	0,46	1,7	2,26865	1,81
0,45	0,15896	0,51	1,8	2,5434	1,91
0,5	0,19625	0,56	1,9	2,83385	2,01
0,56	0,24618	0,63	2,0	3,14	2,12
0,63	0,31157	0,7	2,12	3,5281	2,24
0,71	0,39572	0,79	2,24	3,93882	2,36
0,75	0,44156	0,83	2,36	4,37214	2,48
0,8	0,50265	0,88	2,5	4,90625	2,63

При необходимости получения нагревостойкости обмоток более 130 °С применяются провода марок ПЭТ-155 (155 °С), ПСДК (180 °С), ПЭТ-200 (200 °С), ПНЭТ-имид (220 °С).

Для соединения концов обмотки с собственно выводами используют монтажные провода. Широко распространены монтажные провода марок МПО23-11 (120 °С), МЛТП (155 °С), МГТФ (220 °С).

В высоковольтных и высокопотенциальных конструкциях применяют провод марки ПВМК (155 °С).

В перспективе проводящими материалами для трансформаторов и других электромагнитных компонентов могут стать сверхпроводящие материалы. Уже в настоящее время эти материалы используются для создания уникальных сверхпроводящих магнитных систем в исследовательских целях, а также в опытных образцах трансформаторов. Неоспоримыми преимуществами сверхпроводящих материалов являются отсутствие потерь мощности и отсутствие активного падения напряжения в сверхпроводящей обмотке при прохождении через нее тока нагрузки.

Отдельные провода в обмотках разделяются с помощью *изоляции*. Различают *межвитковую, межслоевую, межобмоточную и внешнюю* изоляцию. Если обмотки выполняются стандартным проводом, то межвитковой является изоляция провода. При использовании для намотки ленты или фольги изоляцию витков осуществляют специальными изоляционными материалами. Такие же материалы применяют для межслоевой и межобмоточной изоляции. Внешняя изоляция между обмоткой и стержнем магнитопровода, на который эта обмотка помещается, обеспечивается *каркасом* или *гильзой* из изолирующего материала. Соответственно катушки называют *каркасными* или *бескаркасными*. Внешняя изоляция обмотки с наружной стороны катушки может существенно различаться в зависимости от рабочего напряжения обмотки. Для низковольтных трансформаторов часто оказывается достаточным два-три слоя кабельной бумаги, а для высоковольтных иногда применяют заливочный компаунд толщиной до 20 мм.

В качестве межслоевой, межобмоточной, а при выполнении обмотки медной лентой и межвитковой изоляции широко распространены следующие марки *бумаги*: кабельная К, намоточная ЭН, пропиточная ЭИП, конденсаторная КОН. Для тороидальных трансформаторов, как правило, используется бумага марки БДХ.

Из тканевых материалов используют *лакоткани* как на хлопчатобумажной (ЛХ, ЛХЧ), так и на шелковой основе (ЛШ, ЛШС). В качестве термостойкой изоляции применяют стеклоткань, стеклоленту, стеклолакоткань.

В конструкциях трансформаторов, где требуется высокая электрическая прочность в сочетании с малой толщиной изолирующего слоя, нашли применение *пленочные материалы*. Среди них наиболее

известны полиэтилентерефталатная пленка марки ПЭТ-Э и фторопластовая пленка марки Ф-4ЭО.

В качестве теплостойких электроизоляционных материалов используют слюдиниты ГСКН (300 °С) и ГСКВ (600 °С).

Внешняя изоляция низковольтных трансформаторов обеспечивается теми же электротехническими материалами, что и межобмоточная. Дополнительно снаружи обмотку низковольтного трансформатора стержневой или броневой конструкции обычно покрывают слоем электроизоляционного картона марки ЭВ, который не только усиливает внешнюю электрическую изоляцию, но и защищает обмотку от механических повреждений.

Для анализа режимов работы электрической цепи, в состав которой входит трансформатор, применяют *эквивалентную электрическую схему*. Иногда эквивалентную схему называют *моделирующей схемой*, или схемой *замещения*. Эквивалентная схема двухобмоточного трансформатора с учетом параметров источника и нагрузки приведена на рис. 1.47.

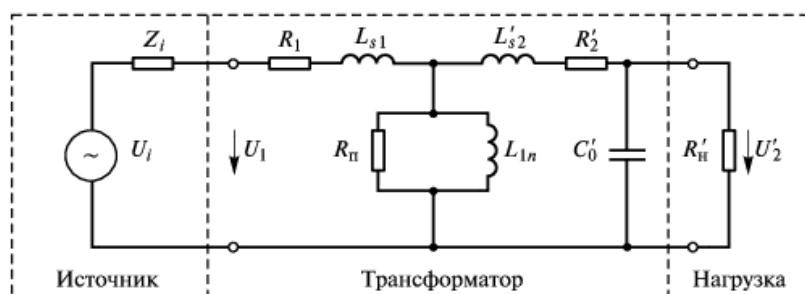


Рис. 1.47. Эквивалентная электрическая схема двухобмоточного трансформатора

Эквивалентная электрическая схема трансформатора содержит следующие элементы:

R_1 – активное сопротивление первичной обмотки трансформатора;

U_1 – напряжение на зажимах первичной обмотки трансформатора;

L_{s1} – индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора;

$L_{s1} = L_1 - nM$, где L_1 – индуктивность первичной обмотки трансформатора; n – отношение витков обмоток ($n = W_1 / W_2$); M – коэффициент взаимной индукции обмоток трансформатора;

L_{1n} – индуктивность первичной обмотки, обусловленная основным магнитным потоком, $L_{1n} = L_1 - L_{s1}$;

R_n – сопротивление потерь в магнитопроводе, $R_n = U_1^2 / P_c$, где P_c – потери мощности в магнитопроводе;

L'_{s2} – индуктивность рассеяния вторичной обмотки, приведенная к первичным виткам; $L'_{s2} = L'_2 - nM$, где $L'_2 = L_2 n^2$ – индуктивность вторичной обмотки, приведенная к первичным виткам;

$R'_2 = R_2 n^2$ – активное сопротивление вторичной обмотки, приведенное к первичным виткам;

C'_0 – эквивалентная емкость трансформатора, приведенная к первичным виткам. Она определяется конструкцией и взаимным расположением обмоток трансформатора, а также взаимным расположением магнитопровода и ближайшей к нему обмотки;

$R'_n = R_n n^2$ – приведенное к первичным виткам сопротивление нагрузки;

$U'_2 = U_2 n$ – приведенное к первичным виткам напряжение вторичной обмотки.

Важными параметрами трансформаторов являются их габаритные размеры и масса, что имеет особенное значение для транспортируемой аппаратуры, входящей в состав бортовых и наземных мобильных систем. Если учесть, что электромагнитные компоненты, в частности трансформаторы, во многом определяют габаритные размеры ЭА, то становится очевидной необходимость постоянного внимания к проблеме уменьшения габаритных размеров и массы трансформаторов, т. е. их *миниатюризации*.

Одно из решений задачи миниатюризации исходит из основной формулы электрического расчета трансформатора:

$$U = kfBSW, \quad (1.6)$$

где U – напряжение на концах обмотки трансформатора; f – рабочая частота; B – рабочая индукция; S – сечение магнитопровода; W – число витков обмотки трансформатора; k – коэффициент пропорциональности.

Из формулы (1.6) следует, что при заданном напряжении для уменьшения числа витков обмотки или сечения магнитопровода и тем самым уменьшения габаритных размеров трансформатора необходимо увеличивать либо частоту, либо индукцию, либо и то и другое вместе.

Возможности повышения рабочей индукции ограничены значением индукции насыщения магнитного материала, из которого изготовлен магнитопровод. Кроме того, для большинства магнитных материалов потери мощности в магнитопроводе резко увеличиваются при увеличении значения рабочей индукции: $P_c \sim B^\beta$, где $1,7 \leq \beta \leq 3$.

Существуют возможности увеличения рабочей частоты. Во-первых, нет принципиального ограничителя, аналогичного индукции насыщения. Во-вторых, зависимость потерь мощности от частоты менее резко выражена:

$$P_c \sim f^\alpha,$$

где $1 \leq \alpha \leq 1,6$.

В табл. 1.19 приведены типовые массогабаритные характеристики низковольтных трансформаторов мощностью $220 \text{ В} \cdot \text{А}$ на броневых магнитопроводах, рассчитанные на перегрев обмотки $\theta = 50^\circ \text{C}$ при различных частотах.

Таблица 1.19. Массогабаритные характеристики низковольтных трансформаторов при различных частотах

Частота, Гц	50	400	20000
Размеры, мм	101×104×109	66×61×71	46×36×49
Объем, см ³	1145	286	81
Масса, кг	3,6	0,65	0,17
Тип магнитопровода	ШЛ125×50 (сталь 3413)	ШЛ116×25 (сталь 3423)	Ш12×15 (феррит 2000НМ1)

Современные трансформаторы, входящие в состав ИЭП импульсного действия, работают обычно на частотах 20...100 кГц. Работа на частоте 100...1000 кГц сталкивается с определенными трудностями. В этой области частот существенную роль в работе трансформатора начинают играть паразитные параметры – индуктивность рассеяния L_s и эквивалентная емкость C'_0 . Паразитные параметры заметно снижают коэффициент передачи трансформатора, причем чем выше частота, тем больше при прочих равных условиях снижение коэффициента передачи. Это явление приводит к необходимости более сложного электрического расчета трансформатора, накладывает ограничения на конструкцию, предъявляет более жесткие требования к технологии производства. Следует отметить, что увеличение рабочей частоты выше 100 кГц осложняет работу не

только трансформаторов, но и других компонентов ИЭП, таких как транзисторы, конденсаторы, диоды и т. п. В связи с этим при проектировании ИЭП и входящего в его состав трансформатора вопрос возможности и необходимости повышения рабочей частоты выше определенного уровня в каждом конкретном случае должен решаться комплексно, исходя из технической и экономической целесообразности.

Расчет трансформаторов. Исходными данными для расчета трансформатора являются напряжение и частота входной сети, токи и напряжения вторичных обмоток, а также диапазон температур окружающей среды. В результате расчета должны быть определены геометрические размеры магнитопровода, данные обмоток (т. е. числа витков, марки и диаметры проводов или геометрические размеры обмоточной ленты, если обмотки выполняются лентой), электрические и эксплуатационные параметры. Важнейшими из этих параметров являются КПД трансформатора, ток холостого хода, падение напряжения и превышение температуры обмоток над температурой окружающей среды.

Расчет трансформатора по указанным выше исходным данным представляет собой математически неопределенную задачу, имеющую большое количество различных решений. Последнее объясняется тем, что число параметров трансформатора, подлежащих определению, больше числа уравнений, связывающих указанные параметры с исходными величинами. В связи с этим в процессе расчета трансформаторов приходится предварительно задаваться рядом значений электрических, электромагнитных и конструктивных величин, основываясь при этом главным образом на экспериментальных данных, полученных в результате испытания ряда трансформаторов, подобных рассчитываемому. Приведем примеры расчета трансформаторов различных типов.

Пример 1.1. Выполнить конструктивный и электрический расчет низковольтного высокочастотного трансформатора на базе стандартного магнитопровода. **И с х о д н ы е д а н н ы е.** Входное напряжение подается от двухтактного инвертора и имеет форму меандра. Трансформатор, работающий на частоте $f = 50$ кГц, выполнен с одной первичной и двумя вторичными обмотками (рис. 1.48). Напряжение на первичной обмотке определяется входным напряжением ИЭП и схемой инвертора. При входном напряжении 220 В с выхода трехфазного моста с емкостным фильтром на полумостовой инвертор и далее на первичную обмотку подается напряжение, которое с учетом допустимого отклонения в меньшую сторону принимаем равным $U_1 = 132$ В.

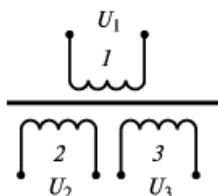


Рис. 1.48. Электрическая схема низковольтного высокочастотного трансформатора:

1–3 – обмотки

Напряжения на обмотках 2 и 3 заданы с учетом падения напряжения на диодах выходных выпрямителей: $U_2 = 4$ В; $U_3 = 10$ В. Токи обмоток 2 и 3 определяются нагрузками и принимаются равными: $I_2 = 60$ А; $I_3 = 0,5$ А.

Диапазон изменения температуры окружающей среды задан с учетом размещения трансформатора в составе аппаратуры от -50 до $+65$ °С.

Расчет трансформатора.

1. Выходная мощность трансформатора

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

2. Принимаем КПД трансформатора $\eta = 0,99$.

Тогда для активной нагрузки входная мощность трансформатора

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

3. Входной ток трансформатора

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

Округляем значение входного тока в большую сторону: $I_1 = 2$ А.

4. По значению входной мощности $P_1 = 247,5 \text{ В} \cdot \text{А}$ для частоты $f = 50$ кГц выбираем из табл. 1.20 типоразмер магнитопровода Ш12×15 марки М2000НМ1-14*.

5. Площадь эквивалентного поперечного сечения выбранного магнитопровода $A_e = 1,8 \text{ см}^2$ (см. табл. 1.20).

6. Площадь поперечного сечения провода обмотки определяется допустимой плотностью тока j : $q = I / j$. Для выбранного магнитопровода из табл. 1.20 определяем допустимую плотность тока $j \leq 4,4 \text{ А/мм}^2$.

6.1. Учитывая значительный запас по мощности ($247,5 \text{ В} \cdot \text{А} < 400 \text{ В} \cdot \text{А}$), для первичной обмотки принимаем $j_1 = 2 \text{ А/мм}^2$. Тогда сечение провода первичной обмотки $q_1 = I_1 / j_1 = 2 / 2 = 1 \text{ мм}^2$. В качестве обмоточного выбираем провод марки ПЭТВ-2 с параметрами, приведенными в табл. 1.18.

Для увеличения коэффициента заполнения окна магнитопровода и снижения потерь мощности возьмем два провода с диаметрами по меди $d_{\text{м1}} = 0,8 \text{ мм}$ (сечение $0,5 \text{ мм}^2$) и по изоляции $d_{\text{из1}} = 0,88 \text{ мм}$.

6.2. Для второй обмотки принимаем $j_2 = 2,4 \text{ А/мм}^2$. Тогда сечение провода второй обмотки $q_2 = 60 / 2,4 = 25 \text{ мм}^2$. Для второй обмотки выбираем ленту медную ГОСТ 1173 с поперечными размерами $25 \times 1 \text{ мм}$.

6.3. Для третьей обмотки принимаем $j_3 = 2,55 \text{ А/мм}^2$. Тогда сечение провода третьей обмотки $q_3 = 0,5 / 2,55 = 0,196 \text{ мм}^2$. Этому сечению соответствует провод с диаметром по меди $d_{\text{м3}} = 0,5 \text{ мм}$ и диаметром по изоляции $d_{\text{из3}} = 0,56 \text{ мм}$.

* В технической документации записывается: «сердечник замкнутый М2000НМ1-14. Ш12×15...ТУ».

7. Число витков первичной обмотки $W_1 = U_1 \cdot 10^4 / 4k_\Phi fBA_e$, где k_Φ – коэффициент формы трансформируемого напряжения (для синусоиды $k_\Phi = 1,11$, для меандра $k_\Phi = 1$). По данным табл. 1.20 индукция в выбранном магнитопроводе при частоте $5 \cdot 10^4$ Гц не должна превышать значение 0,16 Тл. Принимаем значение индукции меньше допустимого приблизительно на 30 % (учитывая запас по мощности): $B = 0,115$ Тл. Тогда число витков первичной обмотки

$$W_1 = 132 \cdot 10^4 / (4 \cdot 1 \cdot 5 \cdot 10^4 \cdot 0,115 \cdot 1,8) = 31,99.$$

Для удобства расположения выводов первичной обмотки принимаем $W_1 = 32,5$ витка.

8. Значение электродвижущей силы, приходящейся на один виток первичной обмотки

$$e = U_1 / n_1 = 132 / 32,5 = 4,06 \text{ В/виток.}$$

9. Число витков обмотки 2

$$W_2 = U_2 m_2 / e,$$

где m_2 – коэффициент, учитывающий падение напряжения на обмотке 2. По данным табл. 1.20 для выбранного магнитопровода падение напряжения $\Delta U_2 \leq 3\%$. Принимаем $\Delta U_2 = 0,5\%$. Для этого значения падения напряжения коэффициент $m_2 = 1,005$. Тогда число витков

$$W_2 = 4 \cdot 1,005 / 4,06 = 0,98 \text{ витка.}$$

Округляем полученное значение: $W_2 = 1$ виток.

10. Число витков обмотки 3

$$W_3 = U_3 m_3 / e_1.$$

Для обмотки 3 принимаем $\Delta U_3 = 0,4\%$ и $m_3 = 1,004$. Тогда число витков

$$W_3 = 10 \cdot 1,004 / 4,06 = 2,47.$$

Округляем полученное значение: $W_3 = 2,5$ витка.

11. Определяем число витков в одном слое. Обмотки размещаются на изолирующем каркасе.

11.1. В первичной обмотке

$$W_{1\text{сл}} = L_n k_{y1} / d_{\text{изл}},$$

где L_n – размер обмотки (рис. 1.49) выбирается из табл. 1.20; k_{y1} – коэффициент укладки провода первичной обмотки. Принимаем $k_{y1} = 0,95$ по табл. 1.21. Для выбранного магнитопровода $L_n = 27$ мм. Тогда

$$W_{1\text{сл}} = 27 \cdot 0,95 / 0,88 = 29,148 \text{ витка.}$$

Число витков округляем в меньшую сторону и принимаем $W_{1\text{сл}} = 29$ витков.

11.2. В обмотке 2 в соответствии с п. 9 имеем

**Таблица 1.20. Значения параметров трансформаторов
и частоты при**

$A_e S_o, \text{ см}^4$	$P, \text{ Вт, при } f, \text{ кГц}$			Типоразмер магнитопровода	Параметры конструкции трансформаторов, мм				
	10	20	50		a	b	L_n	h_o	h_s
0,008	0,4	0,6	1	Ш2,5×2,5	—	—	—	—	—
0,015	0,8	1,2	2	Ш3×3	—	—	—	—	—
0,053	2	3	5	Ш4×4	—	—	—	—	—
0,13	4	6	8	Ш5×5	—	—	—	—	—
0,29	8	12	20	Ш6×6	6,6	6,8	13	5	4
0,56	15	20	35	Ш7×7	7,7	7,9	16	6	4,9
1,06	30	45	80	Ш8×8	8,8	9	20	7,5	6,3
2,08	60	90	120	Ш10×10	10,8	11	23	8	6,8
4,9	140	210	400	Ш12×15	12,8	16	27	9	7,8
13,4	380	570	900	Ш16×20	16,8	21	35	11	9,6
30,0	840	1000	1500	Ш20×28	20,8	29	41	12	10,5

Примечание.

$A_e S_o$ – произведение эквивалентного сечения и площади окна магнитопровода, см^4 ;

P – мощность при частоте тока f , кГц;

A_e – эквивалентное сечение магнитопровода, см^2 ;

$L_{\text{срс}}$ – длина средней линии магнитопровода, см;

M_c – масса магнитопровода, г;

$$W_{2\text{сл}} = 1 \text{ виток.}$$

11.3. В обмотке 3

$$W_{3\text{сл}} = L_n k_{y3} / d_{\text{из3}},$$

где k_{y3} – коэффициент укладки провода обмотки 3. Принимаем $k_{y3} = 0,93$. Тогда число витков в одном слое обмотки 3

$$W_{3\text{сл}} = 27 \cdot 0,93 / 0,56 = 44,84.$$

Принимаем $W_{3\text{сл}} = 44$ (округляем в сторону меньших значений).

12. Рассчитываем число слоев в обмотках.

12.1. В первичной обмотке число слоев

$$N_1 = W_1 k_{\text{пар}} / W_{1\text{сл}},$$

где $k_{\text{пар}}$ – коэффициент, учитывающий количество параллельных проводов, используемых при изготовлении обмотки. Согласно п. 6.1, имеем $k_{\text{пар}} = 2$. Тогда

$$N_1 = 32,5 \cdot 2 / 29 = 2,24.$$

**для различных значений мощности
напряжения до 300 В**

$A_e, \text{см}^2$	$L_{\text{ср.с}}, \text{см}$	$M_c, \text{г}$	μ_z	$\xi, ^\circ\text{C}/\text{Вт}$	Рекомендуемые параметры				
					$j, \text{А}/\text{мм}^2$	$B, \text{Тл}, \text{при } f, \text{кГц}$			$\Delta U, \%$
						10	20	50	
0,075	2,15	0,47×2	1027	—	8,0	0,2	0,2	0,2	9,0
0,105	2,64	0,79×2	1130	—	7,0	0,2	0,2	0,2	8,5
0,193	3,45	1,91×2	1260	—	6,5	0,2	0,2	0,2	8,0
0,3	4,31	3,70×2	1345	—	6,0	0,2	0,2	0,2	7,5
0,424	5,28	6,22×2	1445	25,4	6,0	0,2	0,2	0,2	7,0
0,62	6,29	11,75×2	1520	19,1	5,5	0,2	0,2	0,19	6,0
0,692	7,51	13,6×2	1575	16,0	5,0	0,2	0,2	0,18	5,0
1,0	8,38	22,2×2	1615	11,6	4,7	0,2	0,2	0,17	4,0
1,8	9,67	46,0×2	1655	9,17	4,4	0,2	0,19	0,16	3,0
3,2	12,30	104,0×2	1720	5,72	4,0	0,2	0,18	0,15	2,0
5,77	14,40	223,0×2	1755	3,63	3,2	0,2	0,17	0,14	1,0

μ_z – эквивалентная магнитная проницаемость;

ξ – температурный коэффициент мощности, $^\circ\text{C}/\text{Вт}$;

j – допустимая плотность тока в обмотках, $\text{А}/\text{мм}^2$;

B – допустимая индукция при частоте тока f , кГц;

ΔU – допустимое падение напряжения, %.

Число слоев округляем в сторону больших значений и принимаем $N_1 = 3$.

12.2. В обмотке 2, согласно п. 9, число слоев

$$N_1 = 1.$$

12.3. В обмотке 3 число слоев

$$N_3 = W_3 / W_{3\text{сл}} = 2,5 / 44 = 0,057.$$

Обмотку 3 размещаем в незаполненном слое первичной обмотки на расстоянии 5 мм от крайнего витка первичной обмотки.

13. Определяем размеры обмоток по высоте намотки. Высота i -й обмотки (см. рис. 1.49)

$$h_i = [N_i d_{\text{из}} + (N_i - 1) \delta] k_p, \quad i = 1, 2, 3,$$

где k_p – коэффициент разбухания обмотки; δ – толщина межслоевой изоляции (табл. 1.21).

Число слоев округляем в сторону больших значений и принимаем $N_1 = 3$.

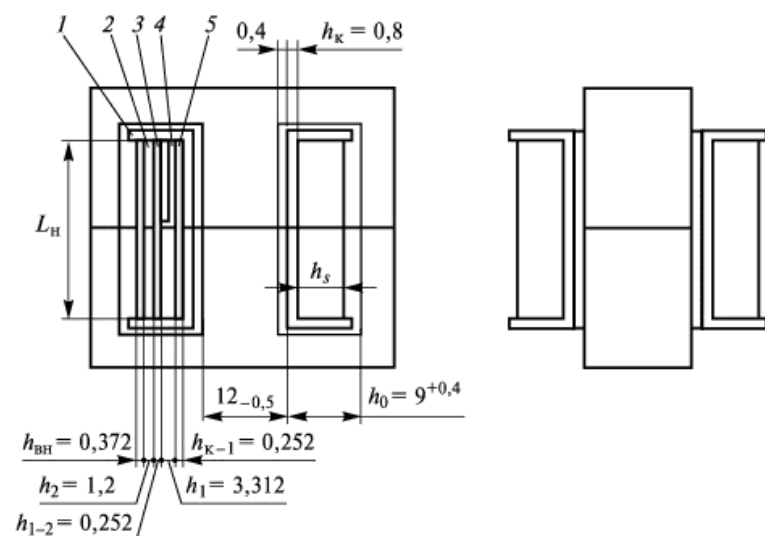


Рис. 1.49. Эскиз трансформатора с III-образным магнитопроводом:
1 – каркас; 2 – обмотка 2; 3 – межобмоточная изоляция; 4 – обмотка 3; 5 – первичная обмотка (обмотка 1)

Таблица 1.21. Значения коэффициентов k_y и k_p и толщины изоляции для расчета размеров обмоток

Диаметр провода по изоляции $d_{из}$, мм	Коэффициент укладки провода k_y	Коэффициент разбухания обмотки k_p	Наименование межслоевой изоляции	Толщина межслоевой изоляции, мм
0,07...0,20	0,83	1,1	Бумага конденсаторная марки КОН2 ГОСТ 1908	0,022
0,21...0,28	0,86	1,1		0,022
0,30...0,38	0,92	1,1	Бумага изоляционная намоточная ЭИ-50 ГОСТ 1931	0,050
0,41...0,64	0,93	1,1		0,050
0,66...0,99	0,95	1,15	Бумага кабельная марки К-120 ГОСТ 23436	0,12
Более 0,99	0,87	1,15		0,12

13.1. Обмотка 1

$$h_1 = [N_1 d_{из1} + (N_1 - 1) \delta_1] k_{p1},$$

где δ – толщина межслоевой изоляции (см. табл. 1.20), $\delta_1 = 0,12$ мм – толщина слоя изолирующей бумаги марки К-120. Принимаем коэффициент разбухания $k_{p1} = 1,15$. Таким образом

$$h_1 = [3 \cdot 0,88 + (3 - 1) \cdot 0,12] \cdot 1,15 = 3,312 \text{ мм.}$$

13.2. Обмотка 2

$$h_2 = [N_2 d_{из2} + (N_2 - 1) \delta_2] k_{p2},$$

где $\delta_2 = 0,12$ мм.

Коэффициент разбухания принимаем $k_{p2} = 1,2$ мм. Таким образом,

$$h_2 = [1 \cdot 1 + (1 - 1) \cdot 0,12] \cdot 1,2 = 1,2 \text{ мм.}$$

13.3. Обмотка 3

$$h_3 = [N_3 d_{из3} + (N_3 - 1) \delta_3] k_{p3},$$

где $\delta_3 = 0,12$ мм.

Коэффициент разбухания принимаем $k_{p3} = 1,1$. Тогда

$$h_3 = [1 \cdot 0,56 + (1 - 1) \cdot 0,12] \cdot 1,1 = 0,616 \text{ мм.}$$

14. Определяем изолирующие зазоры в конструкции катушки. Для обеспечения конструктивного сопряжения выбираем значение воздушного зазора между магнитопроводом и каркасом по размеру $a = 0,4$ мм, а по размеру $b = 0,5$ мм. Толщина каркаса h_k определяется размерами магнитопровода и значением испытательного напряжения. Для приведенных выше условий принимаем $h_k = 0,8$ мм.

Межслоевая и межобмоточная изоляция выбирается в соответствии с рекомендациями, приведенными в табл. 1.21. Между каркасом и первичной обмоткой размещаются два слоя изоляционной бумаги марки К-120 (толщина $0,012 \times 2 = 0,24$ мм) и один слой пленки марки ПЭТ-Э толщиной 0,012 мм. Таким же образом выполнены изоляционный промежуток между 1 и 2 обмотками и внешняя изоляция. Кроме того, дополнительно снаружи помещается слой бумаги К-120 (толщина слоя 0,12 мм).

Таким образом, суммарная толщина изоляции h_{k-1} между каркасом и первичной обмоткой равна 0,252 мм. Такая же толщина изоляции $h_{1-2} = 0,252$ мм между первичной и второй обмотками. Толщина внешней изоляции $h_{вн} = 0,252 + 0,12 = 0,372$ мм.

15. Толщина катушки, определяемая размерами обмоток, каркаса и электроизоляционных зазоров, равна

$$h_{\Sigma} = 0,4 + 0,8 + 0,24 + 0,012 + 3,312 + 0,24 + 0,012 + \\ + 1,2 + 0,24 + 0,012 + 0,12 = 6,588 \text{ мм.}$$

Полученное значение h_{Σ} меньше минимального размера окна магнитопровода $h_0 = 9$ мм, что обеспечивает размещение катушки в окне. Вместе с тем оставшийся зазор около 2,4 мм позволяет в случае необходимости увеличить диаметр провода какой-либо обмотки.

16. Рассчитываем длину средних витков обмоток.

16.1. Средний виток обмотки 1

$$L_{ср1} = 2a + 2b + 2\pi (r_k + h_{k-1} + h_{1/2}) = \\ = 2 \cdot 12,8 + 2 \cdot 16 + 2\pi (0,4 + 0,8 + 0,252 + 3,312/2) = 77,1 \text{ мм.}$$

Значения a и b выбираются из табл. 1.20.

16.2. Средний виток обмотки 2

$$L_{cp2} = 2a + 2b + 2\pi (r_k + h_{k-1} + h_1 + h_{1-2} + h_2/2) = \\ = 2 \cdot 12,8 + 2 \cdot 16 + 2\pi (1,2 + 0,252 + 3,312 + 0,252 + 1,2/2) = 92,87 \text{ мм.}$$

16.3. Средний виток обмотки 3

$$L_{cp3} \approx L_{cp1} = 77,1 \text{ мм.}$$

17. Определяем сопротивление обмоток постоянному току при температуре окружающей среды $\theta_{o.c} = +20^\circ \text{C}$.

17.1. Сопротивление первичной обмотки

$$R_1 = \rho L_{cp1} W_1 / q_1,$$

где ρ – удельное электрическое сопротивление медного провода, равное $0,0175 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2 / \text{м}$; q_1 – сечение провода первичной обмотки из п. 6.1 (два провода по $0,5 \text{ мм}^2$);

$$R_1 = 0,0175 \cdot 77,1 \cdot 10^{-3} \cdot 32,5 / 1 = 0,077 \text{ Ом.}$$

17.2. Сопротивление обмотки 2

$$R_2 = \rho L_{cp2} W_2 / q_2 = 0,0175 \cdot 92,87 \cdot 10^{-3} \cdot 1/25 = 6,49 \cdot 10^{-5} \text{ Ом.}$$

17.3. Сопротивление обмотки 3

$$R_3 = \rho L_{cp3} W_3 / q_3 = 0,0175 \cdot 77,1 \cdot 10^{-3} \cdot 2,5 / 0,196 = 0,0171 \text{ Ом.}$$

18. Расчет сопротивления обмоток переменному току проводим по выражению $R_{-i} = k_{-i} R_i$; $i = 1; 2; 3$, где k_{-i} – коэффициент увеличения активного сопротивления в зависимости от частоты f , определяемый по графикам, приведенным на рис. 1.50.

18.1. Сопротивление обмотки 1

$$R_{-1} = k_{-1} R_1 = 1,18 \cdot 0,077 = 0,091 \text{ Ом,}$$

где k_{-1} определен по кривой 6 на рис. 1.50 для $d = 0,8 \text{ мм}$ при частоте $f = 50 \text{ кГц}$.

18.2. Сопротивление обмотки 2

$$R_{-2} = k_{-2} R_2 = 1,18 \cdot 6,49 \cdot 10^{-5} = 7,66 \cdot 10^{-5} \text{ Ом,}$$

где k_{-2} определен по кривой 6 на рис. 1.50 для $d = 1,0 \text{ мм}$ при частоте $f = 50 \text{ кГц}$.

18.3. Сопротивление обмотки 3

$$R_{-3} = k_{-3} R_3 = 1,05 \cdot 0,0171 = 0,018 \text{ Ом.}$$

19. Рассчитываем массу меди обмоток.

19.1. Масса меди обмотки 1

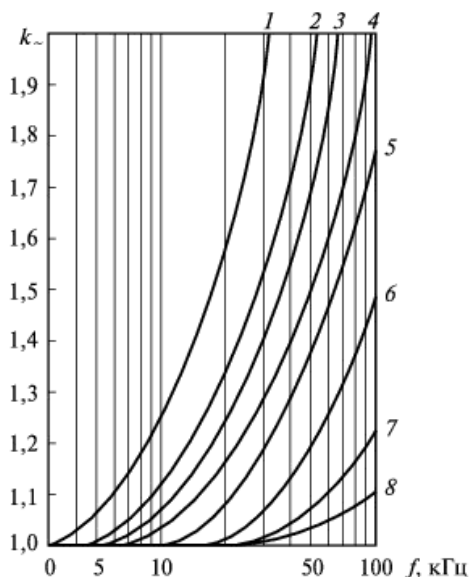
$$M_1 = L_{cp1} W_1 q_1 \gamma,$$

где γ – удельная масса медного провода, равная $8,9 \text{ г/см}^3$;

$$M_1 = 77,1 \cdot 10^{-1} \cdot (2 \cdot 32,5) \cdot 1 \cdot 10^{-2} \cdot 8,9 = 44,6 \text{ г.}$$

Рис. 1.50. Зависимость коэффициента увеличения активного сопротивления k_{\sim} от частоты f при различных диаметрах медных проводов d :

1 – $d = 2,1 \dots 2,5$ мм; 2 – $d = 1,81 \dots 2,02$ мм;
3 – $d = 1,56 \dots 1,74$ мм; 4 – $d = 1,3 \dots 1,5$ мм;
5 – $d = 1,04 \dots 1,25$ мм; 6 – $d = 0,8 \dots 1,0$ мм;
7 – $d = 0,64 \dots 0,77$ мм; 8 – $d = 0,06 \dots 0,62$ мм



19.2. Масса меди обмотки 2

$$M_2 = L_{\text{ср}2} W_2 q_2 \gamma = 92,87 \cdot 10^{-1} \cdot 1 \cdot 25 \cdot 10^{-2} \cdot 8,9 = 20,66 \text{ г.}$$

19.3. Масса меди обмотки 3

$$M_3 = L_{\text{ср}3} W_3 q_3 \gamma = 77,1 \cdot 10^{-1} \cdot 1 \cdot 2,5 \cdot 0,196 \cdot 10^{-2} \cdot 8,9 = 0,336 \text{ г.}$$

Суммарная масса меди обмоток $M = M_1 + M_2 + M_3 = 44,6 + 20,66 + 0,336 = 65,6 \text{ г.}$

20. Определяем потери в меди обмоток по выражению

$$P_{\text{м}i} = k_{\theta} I_{i2}^2 R_{-i}; \quad i = 1; 2; 3,$$

где k_{θ} – температурный коэффициент сопротивления, учитывающий температуру перегрева обмотки θ относительно температуры окружающей среды $t_{\text{окр}} = 65^\circ \text{C}$; $k_{\theta} = 1 + v\theta$. Для меди коэффициент $v = 0,004 \text{ 1/град}$. Ограничим допустимый перегрев обмоток $\theta_{\text{доп}}$ относительно температуры окружающей среды значением 70°C . Тогда температурный коэффициент $k_{\theta} = 1 + 0,004 \cdot 70 = 1,28$.

Потери в обмотках составят:

$$P_{\text{м}1} = k_{\theta} I_1^2 R_{-1} = 1,28 \cdot 2^2 \cdot 0,091 = 0,466 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{м}2} = k_{\theta} I_2^2 R_{-2} = 1,28 \cdot 60^2 \cdot 7,66 \cdot 10^{-5} = 0,353 \text{ Вт};$$

$$P_{\text{м}3} = k_{\theta} I_3^2 R_{-3} = 1,28 \cdot 0,5^2 \cdot 0,018 = 0,006 \text{ Вт.}$$

Суммарные потери в меди обмоток

$$P_{\text{м}} = P_{\text{м}1} + P_{\text{м}2} + P_{\text{м}3} = 0,466 + 0,353 + 0,006 = 0,825 \text{ Вт.}$$

21. Рассчитываем потери в феррите магнитопровода по выражению

$$P_c = P_{уд} M_c,$$

где $P_{уд}$ – удельные потери в магнитопроводе, $P_{уд} = \rho_0 (f / f^*)^\alpha (B_m / B_m^*)^\beta$, где $f^* = 1$ кГц – базовое значение частоты; $B_m^* = 1$ Тл – базовое значение индукции; ρ_0 , α и β – коэффициенты, полученные из экспериментальных данных (табл. 1.22); M_c – масса магнитопровода, равная суммарной массе двух Ш-образных деталей: $M_c = 0,046 \cdot 2 = 0,092$ кг.

Таблица 1.22. Значения коэффициентов для расчета удельных потерь в магнитопроводах

Марка феррита	Коэффициент удельных потерь		
	ρ_0 , Вт/кг	α	β
1500НМ3	23,2	1,2	2,2
2000НМ1	68,0	1,2	2,8
2000НМ3	44,6	1,3	2,7
2500НМС1	7,3	1,4	1,9
2500НМС2	11,5	1,2	1,7

Из табл. 1.22 находим для феррита марки 2000НМ1: $\rho_0 = 68$ Вт/кг; $\alpha = 1,2$; $\beta = 2,8$. Значение рабочей частоты $f = 50$ кГц берем из исходных данных, значение индукции $B_m = 0,115$ Тл – согласно п. 7. Тогда получим:

$$P_{уд} = 68(50/1)^{1,2} \cdot (0,115/1)^{2,8} = 17,427 \text{ Вт/кг}; \quad P_c = 17,427 \cdot 0,092 = 1,603 \text{ Вт}.$$

22. Потери в трансформаторе

$$P_{тр} = P_m + P_c = 0,825 + 1,603 = 2,43 \text{ Вт}.$$

23. Проверяем значение КПД на основании полученных расчетных значений мощностей

$$\eta = P_{вых} / (P_{вых} + P_{тр}) = 245 / (245 + 2,43) = 0,9902.$$

Таким образом, значение КПД, принятое в п. 2, практически совпадает с рассчитанным значением и изменять его не требуется.

24. Уточняем значение входного тока трансформатора. Активная составляющая тока холостого хода

$$I_{0a} = P_c / U_1 = 1,603 / 132 = 0,0121 \text{ А}.$$

Реактивная составляющая тока холостого хода

$$I_{0p} = H L_{ср.с} / W_1,$$

где $H = B / \mu_0 \mu_s$; $B = 0,115$ Тл – берется из п. 7; $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ Гн/м; $\mu_s = 1655$ – эквивалентная магнитная проницаемость (определяем из табл. 1.19 для магни-

топровода Ш12 × 15; $L_{\text{ср.с}} = 9,67$ см – длина средней линии магнитопровода Ш12 × 15 из табл. 1.20.

Вычисляем значения H и I_{0p}

$$H = 0,115 / 4\pi 10^{-7} \cdot 1655 = 55,13 \text{ А/м} = 0,5513 \text{ А/см},$$

$$I_{0p} = 0,5513 \cdot 9,67 / 32,5 = 0,164 \text{ А}.$$

Ток холостого хода трансформатора

$$I_0 = \sqrt{(I_{0a})^2 + (I_{0p})^2} = \sqrt{(0,0121)^2 + (0,164)^2} \approx 0,164 \text{ А}.$$

Уточненное значение входного тока:

$$I_{1\text{ут}} = \sqrt{I_0^2 + I_1^2} = \sqrt{(0,164)^2 + (1,875)^2} = 1,882 \text{ А}.$$

Учитывая, что $\cos\phi$ в цепи первичной обмотки при нагруженном трансформаторе равен примерно 0,9, окончательно уточненное значение входного тока

$$I_{1\text{ут.о}} = I_{1\text{ут}} / \cos\phi = 1,882 / 0,9 = 2,1 \text{ А}.$$

25. Определяем падение напряжения на обмотках трансформатора.

Падение на обмотке 1

$$\Delta U_1 = k_8 I_{1\text{ут.о}} R_{-1} = 1,28 \cdot 2,1 \cdot 0,091 = 0,245 \text{ В}.$$

Падение на обмотке 2

$$\Delta U_2 = k_8 I_2 R_{-2} = 1,28 \cdot 60 \cdot 7,66 \cdot 10^{-5} = 0,0059 \text{ В}.$$

Падение на обмотке 3

$$\Delta U_3 = k_8 I_3 R_{-3} = 1,28 \cdot 0,5 \cdot 0,018 = 0,0115 \text{ В}.$$

В процентном выражении:

$$\Delta U_1 \% = \Delta U_1 / U_1 \cdot 100 \% = 0,186 \%;$$

$$\Delta U_2 \% = \Delta U_2 / U_2 \cdot 100 \% = 0,148 \%;$$

$$\Delta U_3 \% = \Delta U_3 / U_3 \cdot 100 \% = 0,115 \%.$$

Проверяем принятые в пп. 9 и 10 значения падений напряжения. 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):

$$\Delta U_{1-2} \% = \Delta U_1 \% + \Delta U_2 \% = 0,186 + 0,148 = 0,334 \%;$$

$$\Delta U_{1-3} \% = \Delta U_1 \% + \Delta U_3 \% = 0,186 + 0,115 = 0,301 \%.$$

Полученное значение $\Delta U_{1-2} \%$ близко к значению 0,5 %, принятому в п. 9, а значение $\Delta U_{1-3} \%$ близко к значению 0,4 %, принятому в п. 10. Таким образом, принятые значения падений напряжения и, следовательно, количество витков не требуют уточнения.

26. Определяем перегрев обмоток трансформатора по выражению

$$\theta = P_{\text{тр}} \xi,$$

где $\xi = 9,17 \text{ }^{\circ}\text{C/Вт}$ – температурный коэффициент мощности из табл. 1.20; $\theta = 2,43 \cdot 9,17 = 22,3 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Таким образом, перегрев обмоток значительно ниже предполагаемого значения $70 \text{ }^{\circ}\text{C}$ (см. п. 20).

Для уточнения значения КПД и падения напряжения следует повторить часть расчета, начиная с п. 20, учитывая $k_{\theta} = 1 + 0,004 \cdot 22,3 \approx 1,09$.

Пример 1.2. Выполнить электрический и конструктивный расчет высокопотенциального двухобмоточного трансформатора, работающего на повышенной частоте.

Исходные данные. Частота тока $f = 400 \text{ Гц}$ (синусоида). Напряжение $U_1 = 115 \text{ В}$. Напряжение вторичной обмотки $U_2 = 12,6 \text{ В}$. Ток вторичной обмотки $I_2 = 6 \text{ А}$. Потенциал, приложенный к вторичной обмотке, $U = 30 \text{ кВ}$. Допустимое падение напряжения $\Delta U = 10 \text{ \%}$. Температура окружающей среды $t_{\text{окр}} = +85 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Срок службы 5000 ч. Режим работы – непрерывный. Специальные требования: а) обеспечить регулировку $U_2 \pm 3 \text{ \%}$ при $I_2 = \text{const}$; б) в качестве материала магнитопровода использовать электротехническую сталь марки 3421.

Расчет трансформатора

1. Электрическая схема рассчитываемого трансформатора приведена на рис. 1.51.

2. Расчетная мощность вторичной обмотки трансформатора

$$P_{\text{II}} = U_2 \cdot I_2 = 12,6 \cdot 6 = 75,6 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

3. Габаритная мощность трансформатора

$$P_r = 1/2(P_1 + P_{\text{II}}) \approx P_{\text{II}} = 75,6 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

4. Максимальное рабочее напряжение, воздействующее на изоляцию

$$U_p = U_2 (1 + \xi \cdot 10^{-2}) + U / \sqrt{2} =$$

$$= 12,6 \cdot 1,03 + 30\,000 / \sqrt{2} \approx 21,3 \cdot 10^3 \text{ В} = 21,3 \text{ кВ}.$$

5. Допустимый перегрев обмоток для срока службы 5000 ч при $t_{\text{max}} = 120 \text{ }^{\circ}\text{C}$:

$$\theta' = t_{\text{max}} - t_{\text{окр}} = 120 - 85 = 35 \text{ }^{\circ}\text{C}.$$

6. Коэффициент заполнения окна медью определяем по графикам, приведенным на рис. 1.52. При $U_p = 21,3 \text{ кВ}$: $K_m = 0,07$ для ПЛВ12,5 \times 12,5. Коэффициент заполнения окна медью K_m определяют по наименьшему типоразмеру магнитопровода, соответствующему значению $U = 21,3 \text{ кВ}$.

Рис. 1.51. Электрическая схема высокопотенциального трансформатора повышенной частоты:

1–6 – обмотки

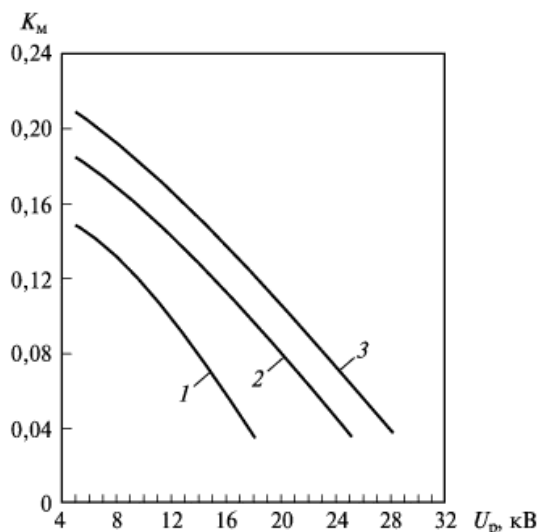


Рис. 1.52. Зависимости коэффициента заполнения окна медью K_m от рабочего напряжения U_p :
1 – ПЛВ10; 2 – ПЛВ12,5; 3 – ПЛВ16

7. Типоразмер магнитопровода определяем по графикам, приведенным на рис. 1.53. С учетом табл. 1.23 при $\theta = 35^\circ\text{C}$, $K_m = 0,07$, для ПЛВ12,5 \times 12,5-62,5 допустимая мощность $P_T \approx 76 \text{ В} \cdot \text{А}$.

8. Проверяем неравенство $P_T \leq P_T : 75,6 \leq 76$. Неравенство выполняется. Принимаем магнитопровод типа ПЛВ12,5 \times 12,5-62,5.

9. Плотность тока (предварительное значение) определяем по графикам, представленным на рис. 1.54. Для $K_m = 0,07$ при $\theta = 35^\circ\text{C}$ магнитопроводу ПЛВ12,5 \times 12,5 соответствует $j_0 = 4,5 \text{ А/мм}^2$.

10. Значение рабочей индукции определяется по графикам, приведенным на рис. 1.55. Для $K_m = 0,07$ при $\theta = 35^\circ\text{C}$ магнитопроводу ПЛВ12,5 \times 12,5 соответствует $B = 1,4 \text{ Тл}$.

11. Электродвижущая сила, индуцированная в одном витке,

$$e = 4,44 B f S_c K_c 10^{-6} = 4,44 \cdot 1,4 \cdot 400 \cdot 156 \cdot 0,85 \cdot 10^{-6} = 0,33 \text{ В/вит},$$

где $S_c = 156$ (см. табл. 1.23), $K_c = 0,85$, $f = 400 \text{ Гц}$.

12. Относительное падение напряжения (предварительное значение)

$$\Delta U_0 = 2,1 \cdot 10^{-2} j_0 I_{\text{к.ср}} / e = 2,1 \cdot 10^{-2} \cdot 4,5 \cdot 14,7 / 0,33 = 4,21 \text{ \%}.$$

При этом $I_{\text{к.ср}}$ – средняя длина витка катушки, определяемая по выражению

$$I_{\text{к.ср}} = 2a + 2\vartheta + \pi C_{\text{min}}.$$

Таблица 1.23. Значения основных параметров магнитопроводов типа ПЛВ и размеры гильз для них

Тип магнитопровода	Размер окна магнитопровода, мм		$S_c, \text{мм}^2$	$l_c, \text{см}$	Масса магнитопровода $G_{\text{ср}}$ г		Расчетные коэффициенты				Размеры гильзы, мм				
	C_{min}	h_{min}			при толщине стали, мм		K_1	K_2	K_3	a_r	b_r	l_r	S_r		
					0,08	0,35									
ПЛВ 8 × 8–40	20,0	40,0	64	14,5	60	–	10,00	31,70	58,10	11,1	10,6	38,5	0,8		
			80		75	9,77	28,70	53,10	12,6						
			100		95	9,50	25,70	48,00	15,1						
			128		120	9,32	22,70	43,17	18,6						
ПЛВ 10 × 10–50	20,0	50,0	100	18,1	115	–	6,67	20,50	39,10	13,5	13	48,5	1,0		
			125		140	6,51	18,55	35,80	15,5						
			160		180	6,35	16,60	32,50	19						
			200		225	6,20	14,65	29,00	23						
ПЛВ 12,5 × 12,5–62,5	31,5	62,5	156	22,6	260	285	4,50	13,30	26,50	16	15,5	61	1,0		
			200		330	4,39	12,00	24,20	19,0						
			250		415	4,28	10,70	21,90	25,0						
			312		520	4,17	9,44	19,60	28,0						
ПЛВ 16 × 16–80	40,0	80,0	256	29,0	470	510	2,91	8,30	17,30	21	20,0	78,5	1,5		
			320		580	2,84	7,50	15,80	24,0						
			400		730	2,77	6,60	14,14	29,0						
			512		940	2,70	5,85	12,84	36,0						

Примечание. S_c – сечение стержня магнитопровода; l_c – длина средней магнитной силовой линии.

13. Число витков обмоток (предварительное значение):
первичной

$$W_{01} = U_1 / e(1 - 0,8 \Delta U_o \cdot 10^{-2}) = 115 / 0,33(1 - 0,8 \cdot 4,21 \cdot 10^{-2}) = 337 \text{ витков};$$

вторичной

$$W_{02} = U_2 / e(1 + 1,2 \Delta U_o \cdot 10^{-2}) = 12,6 / 0,33(1 + 1,2 \cdot 4,21 \cdot 10^{-2}) = 40 \text{ витков}.$$

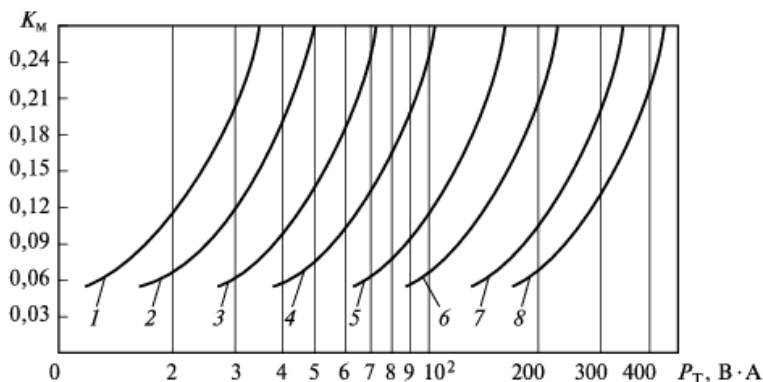


Рис. 1.53. Зависимости коэффициента заполнения окна медью K_M при $f = 400$ Гц, $\theta = 35$ °С от мощности трансформатора P_T :

1 – ПЛВ 8 × 8; 2 – ПЛВ 8 × 12,5; 3 – ПЛВ 10 × 10; 4 – ПЛВ 10 × 16; 5 – ПЛВ 12,5 × 12,5; 6 – ПЛВ 12 × 20; 7 – ПЛВ 16 × 16; 8 – ПЛВ 16 × 25

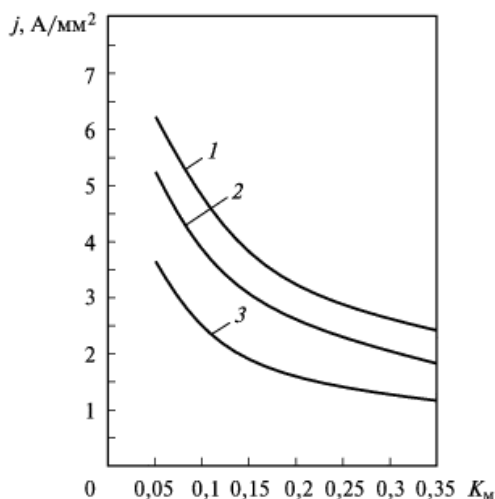


Рис. 1.54. Зависимости плотности тока j от коэффициента заполнения окна медью K_M при $f = 400$ Гц, $\theta = 35$ °С:

1 – ПЛВ 8 × 8; 2 – ПЛВ 12,5 × 12,5; 3 – ПЛВ 16 × 16

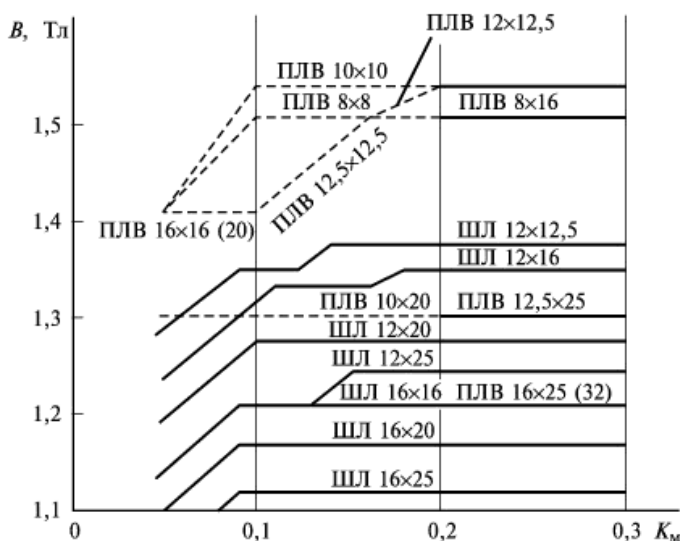


Рис. 1.55. Зависимость рабочей индукции B от коэффициента заполнения окна медью K_m при $f = 400$ Гц, $\theta = 35$ °С для магнитопроводов типов ШЛ и ПЛВ

14. Потери в магнитопроводе определяем по выражению

$$P_c = P_{уд} G_c = 22 \cdot 260 \cdot 10^{-3} = 5,7 \text{ Вт.}$$

Параметр G_c определяется по табл. 1. 23; $P_{уд}$ – по графикам, приведенным на рис. 1.56.

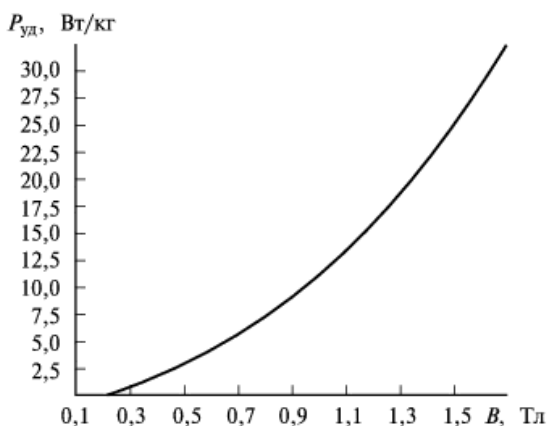


Рис. 1. 56. Зависимость удельных потерь в магнитопроводе из стали 3421 толщиной 0,08 мм $P_{уд}$ от индукции B при $f = 400$ Гц

15. Нагрузочная составляющая тока первичной обмотки

$$I_{н1} = P_{II} / U_1 (1 - 2\Delta U_o \cdot 10^{-2}) = 75,6 / 115 (1 - 2 \cdot 0,0421) = 0,72 \text{ А.}$$

16. Активная составляющая тока первичной обмотки, учитывающая потери в магнитопроводе

$$I_{a1} = P_c / U_1 (1 - \Delta U_o \cdot 10^{-2}) = 5,7 / 115 (1 - 0,0421) = 0,052 \text{ А.}$$

17. Реактивная составляющая намагничивающего тока в рабочем режиме

$$I_{op} = H l_c / W_{01} = 3,5 \cdot 22,6 / 337 = 0,235 \text{ А.}$$

Значение l_c определяется по табл. 1.23, а H – по графикам, приведенным на рис. 1.57.

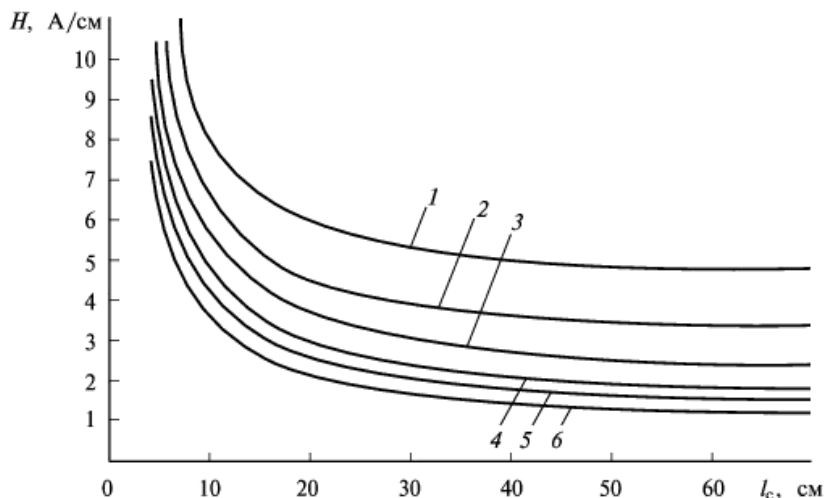


Рис. 1.57. Зависимости напряженности магнитного поля H от средней длины магнитной силовой линии l_c для стали 3421:

1 – $B = 1,6 \text{ Тл}$; 2 – $B = 1,5 \text{ Тл}$; 3 – $B = 1,4 \text{ Тл}$; 4 – $B = 1,3 \text{ Тл}$; 5 – $B = 1,2 \text{ Тл}$; 6 – $B = 1,1 \text{ Тл}$

18. Ток первичной обмотки определяем из выражения

$$I_1 = \sqrt{(I_{н1} + I_{a1})^2 + I_{op}^2} = \sqrt{(0,72 + 0,0052)^2 + 0,235^2} = 0,807 \text{ А.}$$

19. Сечение обмоточного провода (предварительное значение)

$$q_{01} = I_1 / 1,15 j_0 = 0,807 / 1,15 \cdot 4,5 = 0,156 \text{ мм}^2;$$

$$q_{02} = I_2 / 0,85 j_0 = 6 / 0,85 \cdot 4,5 = 1,57 \text{ мм}^2.$$

20. Определяем сечение, диаметр и марку провода. По табл. 1.18 для провода марки ПЭТВ-2 $q_1 = 0,159 \text{ мм}^2$; $d_1 = 0,45 \text{ мм}$; $q_2 = 1,54 \text{ мм}^2$; $d_2 = 1,40 \text{ мм}$.

21. Уточненное значение плотности тока $j_i = I_i / q_i$. Отсюда

$$j_1 = I_1 / q_1 = 0,807 / 0,159 = 5,08 \text{ А/мм}^2;$$

$$j_2 = I_2 / q_2 = 6 / 1,54 = 3,90 \text{ А/мм}^2.$$

22. Схема расположения обмоток и изоляционных промежутков катушки приведена на рис. 1.58. Проведем расчет конструктивных параметров катушки.

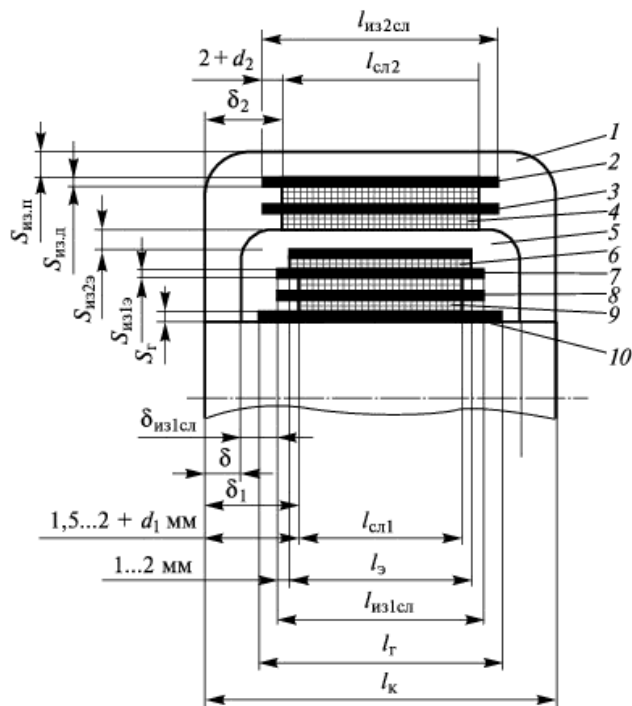


Рис. 1.58. Схема расположения обмоток и изоляционных промежутков в катушке высоковольтного (высокопотенциального) трансформатора с двойной заливкой:

1 – заливочный компаунд вторичной заливки; 2 – демферная изоляция вторичной обмотки; 3 – межслоевая изоляция вторичной обмотки; 4 – вторичная обмотка; 5 – заливочный компаунд первичной заливки; 6 – экран из медной фольги толщиной 0,06 мм; 7 – изоляция между экраном и первичной обмоткой; 8 – межслоевая изоляция первичной обмотки; 9 – первичная обмотка; 10 – гильза из материала АГ-4С

22.1. Длина слоя обмотки $l_{исл} = l_k - 2\delta$. Отсюда

$$l_{исл} = 60,5 - 2(4,5 + 0,45) = 50,6 \text{ мм};$$

$$l_{2сл} = l_k - 2\delta_2 = 60,5 - 2 \cdot 13,0 = 34,5 \text{ мм},$$

δ_i выбирается по таб. 1.24.

Таблица 1.24. Значения изоляционных промежутков

U_p , кВ	P , кВА	δ_1 , мм	δ_2 , мм	$\delta_{из1сл}$, мм	$\delta_{из2сл}$, мм	$S_{из.п}$, мм	$S_{из2э}$, мм	Число слоев К-120 или ГСКВ-0,1		Расположение катушек на стержнях
								$S_{из1э}$, мм	$S_{из.л}$, мм	
14,0	0,15	$4,5+d_1$	9,5	1,5	2,0	6,0	6,0	3	3	На одной
	0,50	$5,0+d_1$	10,5	1,5	2,0	6,5	6,5	3	3	На двух
	1,00	$8,0+d_1$	12,5	2,0	3,0	7,0	7,0	4	4	
	2,00	$9,0+d_1$	12,5	2,0	3,0	7,0	7,0	6	6	
	4,00	$10,0+d_1$	12,5	2,0	3,0	8,0	8,0	8	8	
	6,00	$11,0+d_1$	12,5	3,0	3,0	8,0	8,0	10	10	
20,0	0,15	$4,5+d_1$	13,5	1,5	2,0	9,5	9,5	3	3	На одной
	0,50	$5,0+d_1$	13,5	1,5	2,0	9,5	9,5	3	3	На двух
	1,00	$1,0+d_1$	15,0	2,5	3,5	10,0	10,0	4	4	
	2,00	$9,0+d_1$	15,0	2,5	3,5	10,0	10,0	6	6	
	4,00	$10,0+d_1$	18,0	2,5	3,5	11,0	11,0	8	8	
	5,00	$11,0+d_1$	18,0	2,5	3,5	11,0	11,0	10	10	
28,0	0,15	$4,5+d_1$	18,5	1,5	2,0	12,5	12,5	3	3	На одной
	0,50	$5,0+d_1$	18,5	1,5	2,0	12,5	12,5	3	3	На двух
	1,00	$8,0+d_1$	21,0	2,0	3,0	13,0	13,0	4	4	
	2,00	$9,0+d_1$	22,5	2,0	3,0	14,0	14,0	6	6	
	4,00	$11,0+d_1$	23,5	3,0	4,0	15,0	15,0	8	8	
	5,00	$12,0+d_1$	24,5	3,0	4,0	15,0	15,0	10	10	
35,0	0,15	$4,5+d_1$	22,5	1,5	3,0	15,5	15,5	3	3	На двух
	0,50	$5,0+d_1$	22,5	1,5	3,0	15,5	15,5	3	3	
	1,00	$1,0+d_1$	24,0	2,0	4,0	16,0	16,0	4	4	
	2,00	$9,0+d_1$	25,0	2,0	4,0	17,0	17,0	6	6	

22.2. Число витков в слое $W_{исл} = l_{исл} k_y / d_{из}$. Отсюда

$$W_{исл} = 50,6 \cdot 0,93 / 0,51 = 92 \text{ витка;}$$

$$W_{2сл} = 34,5 \cdot 0,87 / 1,5 = 20 \text{ витков.}$$

Значение k_y находим по табл. 1.21.

22.3. Определяем число слоев $m_i = W_i / W_{исл}$. Отсюда

$$m_1 = 337 / 92 = 3,66 \approx 4; \quad m_2 = 40 / 20 = 2.$$

22.4. Межслоевое напряжение вычисляем по выражению

$$U_{ci} = 2e W_{исл}$$

Отсюда

$$U_{c1} = 2 \cdot 0,33 \cdot 92 = 61 \text{ В}; \quad U_{c2} = 2 \cdot 0,33 \cdot 20 = 13,2 \text{ В}.$$

22.5. Толщину межслоевой изоляции определяем по табл. 1.25. Для первой обмотки она равна 0,05 мм (ЭН-50), для второй обмотки – 0,12 мм (К-120).

Таблица 1.25. Значения параметров межслоевой изоляции

Материал	Количество и толщина слоев изоляционного материала, мм	Максимальное допустимое межслоевое напряжение, кВ	Диаметр провода, мм
Пленка электроизоляционная ПЭТ-Э	$1 \times 0,02$	0,20	До 0,3
Намоточная бумага ЭН50, ЭН70	$2 \times 0,02$	0,40	0,3–0,6
	$1 \times 0,05$	0,22	
	$2 \times 0,05$	0,44	Свыше 0,9
	$1 \times 0,07$	0,28	0,6–0,9
	$2 \times 0,07$	0,56	Свыше 0,9
Изоляционная бумага К-120	$1 \times 0,12$	0,37	Свыше 0,9
	$2 \times 0,12$	0,74	
Конденсаторная бумага КОН	$1 \times 0,033$	0,16	До 0,3
	$2 \times 0,033$	0,32	
	$3 \times 0,033$	0,46	Свыше 0,9
Стеклолюдинит ГСКВ 0,1	$1 \times 0,1$	0,40	

22.6. Определим межобмоточную и поверхностную изоляции. По табл. 1.24 с учетом рис. 1.58: $S_{из1э} = 0,36$ мм (три слоя бумаги К-120); $S_{из2э} = 10,5$ мм (компаунд ЭЗК-10); $S_{из.д} = 0,36$ мм (три слоя бумаги К-120); $S_{из.п} = 10,5$ мм (компаунд ЭЗК-10).

22.7. Рассчитываем толщину обмотки по выражению $S_i = [m_i d_{из} + (m_i - 1) S_{из.сл}] k_p$, мм:

$$S_1 = [4 \cdot 0,51 + (4 - 1) \cdot 0,05] \cdot 1,1 = 2,41 \text{ мм};$$

$$S_2 = [21,5 + (2 - 1) \cdot 0,12] \cdot 1,15 = 3,59 \text{ мм}.$$

22.8. Толщина катушки:

$$\begin{aligned} S_k &= S_r + S_1 + S_{из1э} + S_э + S_{из2э} + S_2 + S_{из.д} + S_{из.п} = \\ &= 1,0 + 2,41 + 0,36 + 0,05 + 10,5 + 3,59 + 0,46 + 10,5 = 28,87 \text{ мм}. \end{aligned}$$

22.9. Проверяем неравенство $S_k < C_{\min}$:

$$28,87 < 31,5.$$

22.10. Средняя длина витка обмотки

$$l_{\text{ср}} = 2(a_r + a_r) + \pi S_1 = 2(16 + 15,5) = 3,14 \cdot 2,41 = 70,6 \text{ мм};$$

$$l_{2\text{ср}} = 2(a_r + a_r) + 2\pi (S_1 + S_{\text{из1э}} + S_2 + S_{\text{из2э}} + 0,5S_2) =$$

$$= 2(16 + 15,5) + 2 \cdot 3,14(2,41 + 0,36 + 0,05 + 10,5 + 0,5 \cdot 3,59) \approx 158 \text{ мм}.$$

Значения a_r , a_r выбираем из табл. 1.23.

22.11. Рассчитываем длину провода обмотки по формуле

$$L_i = l_{\text{ср}} W_i \cdot 10^{-3} \text{ м};$$

$$L_1 = 70,6 \cdot 337 \cdot 10^{-3} = 23,8 \text{ м};$$

$$L_2 = 159 \cdot 40 \cdot 10^{-3} = 6,32 \text{ м}.$$

22.12. Определим сопротивление обмотки по формуле

$$R_{i20} = 1,75 \cdot 10^{-2} L_i / q_i;$$

$$R_{1-20} = 1,75 \cdot 10^{-2} \cdot 23,8 / 0,159 = 2,62 \text{ Ом};$$

$$R_{2-20} = 1,75 \cdot 10^{-2} \cdot 6,32 / 1,54 \approx 0,0723 \text{ Ом}.$$

22.13. Масса провода обмотки рассчитывается по формуле

$$G_{mi} = L_i q_i \gamma \cdot 10^{-3} \text{ кг};$$

$$G_{m1} = 23,8 \cdot 0,159 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 0,0337 \text{ кг};$$

$$G_{m2} = 6,32 \cdot 1,54 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 0,0870 \text{ кг},$$

где γ – удельная масса меди, равная $8,9 \text{ г/см}^3$.

23. Активное сопротивление обмотки

$$R_{it} = R_{i20} [1 + 0,004(5 + \theta_{\text{доп}})];$$

$$R_{1t} = 2,62 [1 + 0,004(5 + 35)] = 3,04 \text{ Ом};$$

$$R_{2t} = 0,0723 [1 + 0,004(5 + 35)] = 0,0839 \text{ Ом}.$$

24. Потери в меди

$$P_m = \sum I_i^2 R_{it} = I_1^2 R_{1t} + I_2^2 R_{2t};$$

$$0,807^2 \cdot 3,04 + 6^2 \cdot 0,0839 = 5,00 \text{ Вт}.$$

25. Определим перегрев обмоток трансформатора:

$$\theta = K_1 [P_m - (P_m K_1 - P_c K_2) / K_3] = 4,5 [5 - (5 \cdot 4,5 - 5,7 \cdot 13,3) / 26,5] = 32^\circ \text{C}.$$

Коэффициенты K_1 , K_2 , K_3 выбираем по табл. 1.23.

26. Проверяем неравенство $\theta \leq \theta : 32 \leq 35$. Неравенство соблюдается. При несоблюдении неравенства следует перейти к большему типоразмеру магнитопровода и повторить расчет.

27. Рассчитаем активную составляющую полного падения напряжения по

$$\Delta U_{ai} = I_i R_{i\pi} :$$

$$\Delta U_{a1} = 0,807 \cdot 3,04 = 2,45 \text{ В};$$

$$\Delta U_{a2} = 6 \cdot 0,0839 = 0,5034 \text{ В}.$$

28. Реактивная составляющая полного падения напряжения

$$\Delta U_{pi} = 7,85 \cdot 10^{-8} I_i f(W_{i2} l_{icp} K_R / l_{cni}) [(S_{из1з} + S_{из2з})/2 + S_i / 3]:$$

$$\Delta U_{p1} = 7,85 \cdot 10^{-8} \cdot 0,807 \cdot 400 (332^2 \cdot 70,6 \cdot 0,8/50,6) \times \\ \times [(1,05 + 0,03/2 + 0,241/3)] = 2,00 \text{ В};$$

$$\Delta U_{p2} = 7,85 \cdot 10^{-8} \cdot 6,0 \cdot 400 (40^2 \cdot 159 \cdot 0,8/34,5) \times \\ \times [(1,05 + 0,03/2 + 0,359/3)] = 0,732 \text{ В}.$$

29. Полное падение напряжения на обмотках

$$\Delta U_i = \Delta U_{ai} + \Delta U_{pi}^2 / 200:$$

$$\Delta U_1 = 2,45 + 2,00^2 / 200 = 2,47 \text{ В};$$

$$\Delta U_2 = 0,5034 + 0,732^2 / 200 = 0,506 \text{ В}.$$

30. Относительное падение напряжения:

$$\Delta U_{10} = [\Delta U_1 / U_1 - \Delta U_1) + \Delta U_i / (U_i + \Delta U_i)] 10^2, i = 2 \dots n;$$

$$\Delta U_{20} = [2,49/115 - 2,49 + 0,508/12,6 + 0,508] \cdot 100 \% = 6,1 \%.$$

31. Проверяем неравенство $\Delta U_{10} \leq \Delta U$:

$$6,1 \leq 10.$$

Неравенство выполняется. При несоблюдении неравенства следует перейти к большему типоразмеру магнитопровода и повторить расчет. При этом плотность тока корректируется по формуле

$$j_k = j P_r / P_r.$$

32. Уточняем значение числа витков первичной обмотки:

$$W_1 = (U_1 - \Delta U_1) / e = (115 - 2,47) / 0,33 = 341 \text{ виток}.$$

33. Уточняем значение числа витков вторичной обмотки:

$$W_2 = (U_2 + \Delta U_2) / e = (12,6 + 0,506) / 0,33 = 40 \text{ витков}.$$

34. КПД трансформатора:

$$\eta = P_{II} / (P_{II} + P_m + P_c) = 75,6 / (75,6 + 5 + 5,7) = 0,876.$$

35. Потери в магнитопроводе при холостом ходе составляют

$$P_{ex} = P_{yd} G_c = 23,5 \cdot 260 \cdot 10^{-3} = 6,1 \text{ Вт}.$$

При этом $P_{уд}$ определяется по рис. 1.56 при

$$B_x = U_1 / (U_1 - \Delta U_{a1}) \text{ В} = 115 / (115 - 2,45) \cdot 1,4 = 1,430 \text{ Тл.}$$

36. Активная составляющая тока холостого хода:

$$I_{0a} = P_{c.x} / U_1 = 6,0 / 115 = 0,053 \text{ А.}$$

37. Реактивная составляющая тока холостого хода:

$$I_{0p} = H_x I_{cp} / W_1 = 3,8 \cdot 22,6 / 341 = 0,252 \text{ А.}$$

38. Ток холостого хода:

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0p}^2} = \sqrt{0,053^2 + 0,252^2} = 0,258 \text{ А.}$$

39. Масса изоляции трансформатора:

$$G_{из} = 1,65(1 - K_m) hcl_{к.ср} \cdot 10^{-3} = 1,65(1 - 0,07) \cdot 6,25 \cdot 3,1 \cdot 14,7 \cdot 10^{-3} = 0,437 \text{ кг.}$$

40. Масса трансформатора:

$$G_{тр} = 1,1(G_c + G_m + G_{из}) = 1,1(0,26 + 0,0337 + 0,089 + 0,437) \approx 0,9 \text{ кг.}$$

41. Отводы в первичной обмотке для регулировки вторичного напряжения рассчитываются по формуле

$$W_{1\xi-} = (W_1 \pm \Delta U_1 / e \cdot 10^{-2}) (1 \pm \xi \cdot 10^{-2});$$

$$W_{1\xi-} = (341 + 3 \cdot 2,47 / 0,33 \cdot 10^{-2}) 0,97 = 331 \text{ виток;}$$

$$W_{1\xi+} = (341 - 3 \cdot 2,47 / 0,33 \cdot 10^{-2}) 1,03 = 351 \text{ виток.}$$

42. Проверка укладки обмоток с учетом отводов: должно быть

$$W_{исл} m_i \geq W_{i\xi+} (W_i); \quad W_{1сл} m_i = 92 \cdot 4 = 368 > 351; \quad W_{2сл} m_2 = 20 \cdot 2 = 40 = 40.$$

Вывод: обмотки укладываются.

Пример 1.3. Выполнить электрический и конструктивный расчет многообмоточного высокочастотного трансформатора для преобразования однополярных прямоугольных импульсов напряжения.

Исходные данные. Частота следования импульсов $f = 50000$ Гц. Отношение длительности импульса к периоду $\frac{t_n}{T} = K_H = 0,48$. Амплитуда входных импульсов $U_{1A} = 24$ В. Амплитуды выходных импульсов: $U_{2A} = 305$ В; $U_{3A} = 305$ В; $U_{4A} = 282$ В; $U_{5A} = 85$ В. Токи нагрузки вторичных обмоток: $J_{2A} = J_{3A} = J_{4A} = J_{5A} = 0,125$ А. Индуктивность первичной обмотки $L_1 = (210 \dots 310)$ мкГн. Диапазон изменения температуры окружающей среды от минус 50 до плюс 65 °С. Перегрев обмоток $\Theta \leq 50$ °С. Испытательные напряжения обмоток относительно корпуса: $U_{1исп} = 500$ В; $U_{2исп} = 1500$ В; $U_{3исп} = 2300$ В; $U_{4исп} = 3000$ В; $U_{5исп} = 500$ В.

Расчет трансформатора. Электрическая схема рассчитываемого трансформатора приведена на рис. 1.59.

1. Рассчитываем выходную мощность трансформатора.

$$P_{\text{ВЫХ}} = K_{\text{И}} (U_{2\text{А}}J_{2\text{А}} + U_{3\text{А}}J_{3\text{А}} + U_{4\text{А}}J_{4\text{А}} + U_{5\text{А}}J_{5\text{А}}) = \\ = 0,48 (305 \cdot 0,125 + 305 \cdot 0,125 + 282 \cdot 0,125 + 85 \cdot 0,125) = 58,62 \text{ ВА.}$$

2. Принимаем КПД трансформатора $\eta = 0,96$. Тогда входная мощность трансформатора для активной нагрузки будет равна

$$P_1 = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{\eta} = \frac{58,62}{0,96} = 61,06 \text{ ВА.}$$

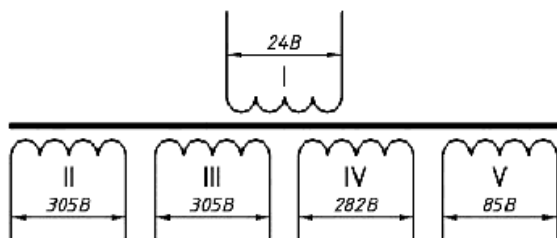


Рис. 1.59. Электрическая схема многообмоточного высокочастотного трансформатора для преобразования однополярных прямоугольных импульсов напряжения

3. Сила тока во входной обмотке вычисляется по формуле

$$J_{1\text{А}} = \frac{P_1}{K_{\text{И}} \cdot U_{1\text{А}}} = \frac{61,06}{0,48 \cdot 24} = 5,3 \text{ А.}$$

4. Ток намагничивания магнитопровода находим из следующего соотношения

$$J_{\mu\text{А}} = \frac{U_{1\text{А}} \cdot K_{\text{И}}}{f \cdot L_{1\text{мин}}} = \frac{24 \cdot 0,48}{50000 \cdot 210 \cdot 10^{-6}} = 1,097 \text{ А.}$$

5. Эффективные значения токов трансформатора определяются по следующим зависимостям.

5.1. Ток намагничивания:

$$J_{\mu} = J_{\mu\text{А}} \sqrt{\frac{K_{\text{И}}}{3}} = 1,097 \sqrt{\frac{0,48}{3}} = 0,4388 \text{ А.}$$

5.2. Ток первичной обмотки.

$$J_1 = J_{1\text{А}} \sqrt{K_{\text{И}}} + J_{\mu} = 5,3 \sqrt{0,48} + 0,4388 = 4,11 \text{ А.}$$

5.3. Токи вторичных обмоток.

$$J_2 = J_3 = J_4 = J_5 = J_{i\text{А}} \sqrt{K_{\text{И}}} = 0,125 \sqrt{0,48} = 0,0866 \text{ А, } i = 2, 3, 4, 5.$$

6. Из таблицы 1.26 выбираем типоразмер и марку магнитопровода, для которого $P_{\text{max}} \leq P_r$, причем P_r наименьшее из представленных в таблице. Указанным требованиям удовлетворяет магнитопровод К32×20×10 ГМ54ДС–700.

Таблица 1.26. Магнитопроводы ГМ54ДС на базе магнитомягкого нанокристаллического сплава для преобразования однополярных импульсов

Типоразмер и марка магнитопровода	D_n^*	d_n^*	h^*	A_e	l_c	P_r	K_n
K18×12×10 ГМ54ДС-500	19	10	11,4	0,3	4,71	15	1,15
K22×16×10 ГМ54ДС-500	23	14	11,4	0,3	5,97	30	1,15
K28×16×10 ГМ54ДС-500	29	14	11,4	0,6	6,91	45	1,15
K32×20×10 ГМ54ДС-700	33	18	11,4	0,6	8,17	65	1,0
K36×16×15 ГМ54ДС-500	37	14	16,4	1,5	8,17	85	1,15
K40×25×10 ГМ54ДС-700	41	23	11,4	0,75	10,2	100	1,0

Примечание:

D_n^* — наружный диаметр магнитопровода с учетом изоляции изготовителя, мм;

d_n^* — внутренний диаметр магнитопровода с учетом изоляции изготовителя, мм;

h^* — высота магнитопровода с учетом изоляции изготовителя, мм;

A_e — эквивалентное сечение магнитопровода, см²;

l_c — длина магнитного потока в магнитопроводе, см;

P_r — габаритная мощность трансформатора на частоте $f = 50$ кГц при перегреве $\Theta \leq 50$ °С и испытательном напряжении обмотки $U_{\text{исп}} \leq 3000$ В, В·А;

K_n — коэффициент потерь.

7. Для обмотки выбираем теплостойкий провод марки ПЭТВ-2.

8. Площадь q поперечного сечения провода обмотки определяется допустимой плотностью тока j :

$$q = \frac{J}{j}.$$

Для выбранного магнитопровода определяем допустимую плотность тока $j = 8,8$ А/мм². Поскольку из конструктивных соображений обмотка 1 укладывается последней, т. е. имеет наибольшую длину витка, плотность тока в ней выбираем ниже (6,5 А/мм²). Тогда

$$q_1 = \frac{4,11}{6,5} = 0,6323 \text{ мм}^2; \quad q_2 = q_3 = q_4 = q_5 = \frac{0,0866}{8,8} = 0,0098 \text{ мм}^2.$$

9. По полученным значениям q_i из табл. 1.18 находим ближайшие к ним значения сечений проводов, а также их диаметры по меди d_i и по изоляции $d_{\text{исл}}$.

$$q_1 = 0,63617 \text{ мм}^2; \quad d_1 = 0,9 \text{ мм}; \quad d_{\text{исл}} = 0,99 \text{ мм}; \\ q_2 = q_3 = q_4 = q_5 = 0,00985 \text{ мм}^2;$$

$$d_2 = d_3 = d_4 = d_5 = 0,112 \text{ мм};$$

$$d_{\text{ис}2} = d_{\text{ис}3} = d_{\text{ис}4} = d_{\text{ис}5} = 0,14 \text{ мм}.$$

10. Число витков первичной обмотки вычисляется по формуле

$$W_1 = \frac{U_{1A} \cdot K_{\text{И}}}{f \cdot \Delta B \cdot Ae},$$

где f — частота следования импульсов в Гц; ΔB — изменение магнитной индукции при прохождении однополярного импульса в Тл; Ae — эффективная площадь сечения магнитопровода в м². Тогда

$$W_1 = \frac{24 \cdot 0,48}{50000 \cdot 0,19 \cdot (0,6 \cdot 10^{-4})} = 20,2 \approx 20 \text{ витков}.$$

11. Индуктивность обмотки 1 (индуктивность намагничивания) находим из следующего соотношения:

$$L_1 = \frac{\mu_0 \cdot W_1^2 \cdot Ae \cdot \mu}{l_e},$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная; $\mu = 700$ — магнитная проницаемость магнитопровода; $l_e = 8,17 \cdot 10^{-2}$ м — эффективная длина пути магнитной линии; W_1 — число витков обмотки 1. Следовательно

$$L_1 = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 20^2 \cdot (0,6 \cdot 10^{-4}) \cdot 700}{8,17 \cdot 10^{-2}} = 258,3 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}.$$

Как можно видеть из неравенства $210 < 258,3 < 310$, значение индуктивности обмотки 1 удовлетворяет заданным требованиям.

12. Определим по следующей зависимости число вольт на виток для нашего трансформатора:

$$e = \frac{U_{1A}}{W_1} = \frac{24}{20} = 1,2 \text{ вольт/виток}.$$

13. Число витков во вторичных обмотках вычисляется по формуле

$$W_i = \frac{U_{iA} \cdot m_i}{e},$$

где m_i — коэффициент, учитывающий падение напряжения в i обмотке.

По предварительным данным $m_2 \leq 1,03$; $m_3 \leq 1,03$; $m_4 \leq 1,03$; $m_5 \leq 1,03$. Тогда

$$W_2 = W_3 = \frac{305 \cdot 1,03}{1,2} \approx 262 \text{ витка};$$

$$W_4 = \frac{282 \cdot 1,03}{1,2} \approx 242 \text{ витка};$$

$$W_5 = \frac{85 \cdot 1,03}{1,2} \approx 73 \text{ витка}.$$

14. Наматываем на магнитопровод демпфирующую изоляцию: 1 слой БДХ толщиной 0,02 мм в полуперекрывание по наружному диаметру. Тогда толщина изоляции $\Delta_{из-0} = 0,02 \cdot 2 = 0,04$ мм. Найдем наружный диаметр магнитопровода с учетом демпфирующей изоляции:

$$D_{он} = D_n + 2\Delta_{из-0} = 33 + 2 \cdot 0,04 = 33,08 \text{ мм};$$

Внутренний диаметр магнитопровода с учетом демпфирующей изоляции:

$$d_{ов} = d_B - 2\Delta_{из-0} \cdot \frac{D_n}{d_B} = 18 - 2 \cdot 0,04 \cdot \frac{33}{18} = 17,85 \text{ мм}.$$

15. Порядок укладки обмоток.

15.1. Из конструктивных соображений обмотки наматываем в следующей последовательности:

$$\bar{2} \quad \bar{3} \quad \bar{4} \quad \bar{5} \quad \bar{1}.$$

15.2. Укладка обмотки 2.

Длина окружности по внутреннему диаметру магнитопровода с учетом изоляции равна

$$l_2 = \pi \cdot d_{ов} = 3,14 \cdot 17,85 = 56 \text{ мм}.$$

Найдем длину окружности, необходимой для размещения обмотки 2 в одном слое, по формуле

$$l_{2\text{НАМ}} = W_2 \cdot d_{из2} \cdot K_{y2},$$

где K_{y2} — коэффициент укладки провода обмотки 2.

Согласно табл. 1.27 для $d_{из2} = 0,14$ мм, коэффициент $K_{y2} = 1,2$. Тогда $l_{2\text{НАМ}} = 262 \cdot 0,14 \cdot 1,2 = 44 \text{ мм}$.

Таблица 1.27. Значения конструктивных коэффициентов при размещении обмоток на тороидальном магнитопроводе

$d_{из}$, мм	менее 0,12	0,12...0,3	0,31...0,8	0,81...1,56
K_y	1,25	1,2	1,15	1,1
K_B	1,1	1,15	1,2	1,25
K_P	1,1	1,15	1,2	1,25

Поскольку $l_2 > l_{2\text{НАМ}}$, обмотка 2 размещается в одном слое, т. е. $N_{2H} = N_{2B} = 1$, где N_{2H} и N_{2B} — число слоев обмотки 2 по наружному и внутреннему диаметрам соответственно.

Наружный D_{2H} и внутренний d_{2B} диаметры трансформатора после укладки обмотки 2 находим из следующих соотношений:

$$D_{2H} = D_{он} + 2N_{2H} \cdot d_{из2} \cdot K_P = 33,08 + 2 \cdot 1 \cdot 0,14 \cdot 1,15 = 33,40 \text{ мм},$$

$$d_{2B} = d_{ов} - 2N_{2B} \cdot d_{из2} \cdot K_P = 17,85 - 2 \cdot 1 \cdot 0,14 \cdot 1,15 = 17,53 \text{ мм}.$$

15.3. Укладка изоляции на обмотку 2.

На обмотку 2 укладываем 4 слоя изоляции БДХ в полунахлест по наружному диаметру (из расчета 10 000 В испытательного напряжения на 1 мм толщины изоляции). Тогда толщина изоляции $\Delta_{и3-2} = 0,02 \cdot 4 \cdot 2 = 0,16$ мм.

Найдем наружный D'_{2H} и внутренний d'_{2B} диаметры трансформатора после укладки изоляции обмотки 2:

$$D'_{2H} = D_{2H} + 2\Delta_{и3-2} = 33,40 + 2 \cdot 0,16 = 33,72 \text{ мм};$$

$$d'_{2B} = d_{2B} - 2\Delta_{и3-2} \cdot \frac{D_{2H}}{d_{2B}} = 17,53 - 2 \cdot 0,16 \cdot \frac{33,40}{17,53} = 16,92 \text{ мм}.$$

15.4. Укладка обмотки 3.

Длина окружности по внутреннему диаметру трансформатора после укладки изоляции обмотки 2 равна

$$l_3 = \pi \cdot d'_{2B} = 3,14 \cdot 16,92 = 53,13 \text{ мм}.$$

Найдем длину окружности, необходимой для размещения обмотки 3 в одном слое, по формуле

$$l_{3НАМ} = W_3 \cdot d_{и3} \cdot K_{y3} = 262 \cdot 0,14 \cdot 1,2 = 44,00 \text{ мм}.$$

Поскольку $l_3 > l_{3НАМ}$, обмотка 3 размещается в одном слое и $N_{3H} = N_{3B} = 1$.

Наружный D_{3H} и внутренний d_{3B} диаметры трансформатора после укладки обмотки 3 находим из следующих соотношений:

$$D_{3H} = D'_{2H} + 2N_{3H} \cdot d_{и3} \cdot K_p = 33,72 + 2 \cdot 1 \cdot 0,14 \cdot 1,15 = 34,04 \text{ мм};$$

$$d_{3B} = d'_{2B} - 2N_{3B} \cdot d_{и3} \cdot K_p = 16,92 - 2 \cdot 1 \cdot 0,14 \cdot 1,15 = 16,60 \text{ мм}.$$

15.5. Укладка изоляции на обмотку 3.

На обмотку 3 укладываем 6 слоев изоляции БДХ в полунахлест по наружному диаметру. Тогда толщина изоляции $\Delta_{и3-3} = 0,02 \cdot 6 \cdot 2 = 0,24$ мм.

Найдем наружный D'_{3H} и внутренний d'_{3B} диаметры трансформатора после укладки изоляции обмотки 3:

$$D'_{3H} = D_{3H} + 2\Delta_{и3-3} = 34,04 + 2 \cdot 0,24 = 34,52 \text{ мм};$$

$$d'_{3B} = d_{3B} - 2\Delta_{и3-3} \cdot \frac{D_{3H}}{d_{3B}} = 16,60 - 2 \cdot 0,24 \cdot \frac{34,04}{16,60} = 15,61 \text{ мм}.$$

15.6. Укладка обмотки 4.

Длина окружности по внутреннему диаметру трансформатора после укладки изоляции обмотки 3 равна

$$l_4 = \pi \cdot d'_{3B} = 3,14 \cdot 15,61 = 49,01 \text{ мм}.$$

Найдем длину окружности, необходимой для размещения обмотки 4 в одном слое, по формуле

$$l_{4НАМ} = W_4 \cdot d_{и4} \cdot K_{y4} = 242 \cdot 0,14 \cdot 1,2 = 40,66 \text{ мм}$$

Поскольку $l_4 > l_{\text{НАМ}}$, обмотка 4 размещается в одном слое и $N_{4H} = N_{4B} = 1$.

Наружный D_{4H} и внутренний d_{4B} диаметры трансформатора после укладки обмотки 4 находим из следующих соотношений:

$$D_{4H} = D'_{3H} + 2N_{4H} \cdot d_{ИЗ4} \cdot K_p = 34,52 + 2 \cdot 1 \cdot 0,14 \cdot 1,15 = 34,84 \text{ мм};$$

$$d_{4B} = d'_{3B} - 2N_{4B} \cdot d_{ИЗ4} \cdot K_p = 15,61 - 2 \cdot 1 \cdot 0,14 \cdot 1,15 = 15,29 \text{ мм};$$

15.7. Укладка изоляции на обмотку 4.

На обмотку 4 укладываем 8 слоёв изоляции БДХ в полунахлест по наружному. Тогда толщина изоляции $\Delta_{ИЗ-4} = 0,02 \cdot 8 \cdot 2 = 0,32 \text{ мм}$.

Найдем наружный D'_{4H} и внутренний d'_{4B} диаметры трансформатора после укладки изоляции обмотки 4:

$$D'_{4H} = D_{4H} + 2\Delta_{ИЗ-4} = 34,84 + 2 \cdot 0,32 = 35,48 \text{ мм};$$

$$d'_{4B} = d_{4B} - 2\Delta_{ИЗ-4} \cdot \frac{D_{4H}}{d_{4B}} = 15,29 - 2 \cdot 0,32 \cdot \frac{34,84}{15,29} = 13,83 \text{ мм}.$$

15.8. Укладка обмотки 5.

Длина окружности по внутреннему диаметру трансформатора после укладки изоляции обмотки 4 равна

$$l_5 = \pi \cdot d'_{4B} = 3,14 \cdot 13,83 = 43,43 \text{ мм}.$$

Найдем длину окружности, необходимой для размещения обмотки 5 в одном слое, по формуле

$$l_{5\text{НАМ}} = W_5 \cdot d_{ИЗ5} \cdot K_{y5} = 73 \cdot 0,14 \cdot 1,2 = 12,26 \text{ мм}.$$

Поскольку $l_5 > l_{5\text{НАМ}}$, обмотка 5 размещается в одном слое и $N_{5H} = N_{5B} = 1$.

Наружный D_{5H} и внутренний d_{5B} диаметры трансформатора после укладки обмотки 5 находим из следующих соотношений:

$$D_{5H} = D'_{4H} + 2N_{5H} \cdot d_{ИЗ5} \cdot K_p = 35,48 + 2 \cdot 1 \cdot 0,14 \cdot 1,15 = 35,80 \text{ мм};$$

$$d_{5B} = d'_{4B} - 2N_{5B} \cdot d_{ИЗ5} \cdot K_p = 13,83 - 2 \cdot 1 \cdot 0,14 \cdot 1,15 = 13,51 \text{ мм}.$$

15.9. Укладка изоляции на обмотку 5.

На обмотку 5 укладываем 3 слоя изоляции БДХ в полунахлест по наружному диаметру. Тогда толщина изоляции $\Delta_{ИЗ-5} = 0,02 \cdot 3 \cdot 2 = 0,12 \text{ мм}$.

Найдем наружный D'_{5H} и внутренний d'_{5B} диаметры трансформатора после укладки изоляции обмотки 5:

$$D'_{5H} = D_{5H} + 2\Delta_{ИЗ-5} = 35,80 + 2 \cdot 0,12 = 36,04 \text{ мм};$$

$$d'_{5B} = d_{5B} - 2\Delta_{ИЗ-5} \cdot \frac{D_{5H}}{d_{5B}} = 13,51 - 2 \cdot 0,12 \cdot \frac{35,80}{13,51} = 12,78 \text{ мм}.$$

15.10. Укладка обмотки 1.

Длина окружности по внутреннему диаметру трансформатора после укладки изоляции обмотки 5 равна

$$l_1 = \pi \cdot d'_{5B} = 3,14 \cdot 12,87 = 40,41 \text{ мм.}$$

Найдем длину окружности, необходимой для размещения обмотки 1 в одном слое, по формуле

$$l_{1\text{НАМ}} = W_1 \cdot d_{\text{ис1}} \cdot K_{y1} = 20 \cdot 0,99 \cdot 1,1 = 21,78 \text{ мм.}$$

Поскольку $l_1 > l_{1\text{НАМ}}$, обмотка 1 размещается в одном слое и $N_{1H} = N_{1B} = 1$.

Наружный D_{1H} и внутренний d_{1B} диаметры трансформатора после укладки обмотки 1 находим из следующих соотношений:

$$D_{1H} = D'_{5H} + 2N_{1H} \cdot d_{\text{ис1}} \cdot K_p = 36,04 + 2 \cdot 1 \cdot 0,99 \cdot 1,25 = 38,51 \text{ мм;}$$

$$d_{1B} = d'_{5B} - 2N_{1B} \cdot d_{\text{ис1}} \cdot K_p = 12,87 - 2 \cdot 1 \cdot 0,99 \cdot 1,25 = 10,39 \text{ мм.}$$

15.11. Укладка изоляции на обмотку 1 (внешней изоляции).

На обмотку 1 укладываем 3 слоя изоляции БДХ в полунахлест по наружному диаметру. Тогда толщина изоляции $\Delta_{\text{ис3-5}} = 0,02 \cdot 3 \cdot 2 = 0,12 \text{ мм}$.

Найдем наружный D'_{1H} и внутренний d'_{1B} диаметры трансформатора после укладки изоляции обмотки 1:

$$D'_{1H} = D_{1H} + 2\Delta_{\text{ис3-1}} = 38,51 + 2 \cdot 0,12 = 38,75 \text{ мм;}$$

$$d'_{1B} = d_{1B} - 2\Delta_{\text{ис3-1}} \frac{D_{1H}}{d_{1B}} = 10,39 - 2 \cdot 0,12 \cdot \frac{38,51}{10,39} = 9,50 \text{ мм.}$$

16. Окончательные габаритные размеры трансформатора с учетом коэффициента выпучивания K_p .

16.1. Наружный диаметр будет равен

$$D_{TH} = D'_{1H} \cdot K_B - D_H(K_B - 1) = 38,75 \cdot 1,15 - 33 \cdot (1,15 - 1) = 44,56 - 4,95 = 39,61 \text{ мм.}$$

16.2. Внутренний диаметр вычисляется по формуле

$$d_{TB} = d'_{1B} \cdot K_B - d_B(K_B - 1) = 9,50 \cdot 1,15 - 18 \cdot (1,15 - 1) = 10,93 - 2,07 = 8,23 \text{ мм;}$$

16.3. Высоту трансформатора находим из следующего соотношения:

$$H_T = h + d_B - d_{TB} = 11,4 + 18 - 8,23 = 21,17 \text{ мм.}$$

17. Средние длины витков определяются по следующей формуле

$$L_{\text{ср}} = 2 \cdot (a + b) + \frac{\pi}{2} \left[\frac{D'_{(i-1)H} - d'_{(i-1)B} + D_{iH} - d_{iB}}{2} - (D_H - d_B) \right]$$

17.1. Средняя длина витка обмотки 2.

$$L_{2\text{ср}} = 2 \cdot (7,5 + 11,4) + \frac{\pi}{2} \left[\frac{33,08 - 17,85 + 33,40 - 17,53}{2} - (33 - 18) \right] = 38,66 \approx 38,7 \text{ мм.}$$

17.2. Средняя длина витка обмотки 3.

$$L_{3\text{ср}} = 2 \cdot (7,5 + 11,4) + \frac{\pi}{2} \left[\frac{33,72 - 16,92 + 33,04 - 16,6}{2} - (33 - 18) \right] = 41,13 \approx 41,1 \text{ мм.}$$

17.3. Средняя длина витка обмотки 4.

$$L_{4cp} = 2 \cdot (7,5 + 11,4) + \frac{\pi}{2} \left[\frac{34,52 - 15,61 + 34,84 - 15,29}{2} - (33 - 18) \right] = 44,44 \approx 44,4 \text{ мм.}$$

17.4. Средняя длина витка обмотки 5.

$$L_{5cp} = 2 \cdot (7,5 + 11,4) + \frac{\pi}{2} \left[\frac{35,48 - 13,83 + 35,80 - 13,51}{2} - (33 - 18) \right] = 48,74 \approx 48,7 \text{ мм.}$$

17.5. Средняя длина витка обмотки 1.

$$L_{1cp} = 2 \cdot (7,5 + 11,4) + \frac{\pi}{2} \left[\frac{36,04 - 12,78 + 38,51 - 10,39}{2} - (33 - 18) \right] = 54,59 \approx 54,6 \text{ мм.}$$

18. Найдем активные сопротивления обмоток постоянному току

$$R_i = L_{i\text{cp}} \cdot W_i \cdot r_i \cdot 10^{-6},$$

где r_i — активное сопротивление 1000 м провода i обмотки.

$$R_2 = 38,7 \cdot 262 \cdot 1777 \cdot 10^{-6} = 18,02 \text{ Ом.}$$

$$R_3 = 41,1 \cdot 262 \cdot 1777 \cdot 10^{-6} = 19,14 \text{ Ом.}$$

$$R_4 = 44,4 \cdot 242 \cdot 1777 \cdot 10^{-6} = 19,09 \text{ Ом.}$$

$$R_5 = 48,7 \cdot 73 \cdot 1777 \cdot 10^{-6} = 6,32 \text{ Ом.}$$

$$R_1 = 54,6 \cdot 20 \cdot 27,5 \cdot 10^{-6} = 0,03 \text{ Ом.}$$

19. Активные сопротивления обмоток переменному току R_{-i} определяются следующей зависимостью: $R_{-i} = k_{-i}(f, d) \cdot R_p$, где $k_{-i}(f, d)$ — коэффициент увеличения активного сопротивления, зависящий от частоты и диаметра провода и определяемый по графикам, приведенным на рис. 1.50.

$$R_{-2} = 1,03 \cdot 18,02 = 18,558 \text{ Ом.}$$

$$R_{-3} = 1,03 \cdot 19,14 = 19,709 \text{ Ом.}$$

$$R_{-4} = 1,03 \cdot 19,09 = 19,666 \text{ Ом.}$$

$$R_{-5} = 1,03 \cdot 6,32 = 6,507 \text{ Ом.}$$

$$R_{-1} = 1,20 \cdot 0,03 = 0,036 \text{ Ом.}$$

20. Находим массу меди в обмотках:

$$M_{Cu} = \sum_{i=1}^5 m_{iCu} = \sum_{i=1}^5 (L_{i\text{cp}} \cdot W_i \cdot q_i \cdot \gamma),$$

где γ — плотность меди ($\gamma = 8,9 \cdot 10^{-3} \text{ г/мм}^3$).

$$m_{2Cu} = 38,7 \cdot 262 \cdot 0,00985 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 0,89 \text{ г}$$

$$m_{3Cu} = 41,1 \cdot 262 \cdot 0,00985 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 0,94 \text{ г}$$

$$m_{4Cu} = 44,4 \cdot 242 \cdot 0,00985 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 0,94 \text{ г}$$

$$m_{5Cu} = 48,7 \cdot 73 \cdot 0,00985 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 0,31 \text{ г}$$

$$m_{1Cu} = 54,6 \cdot 20 \cdot 0,63617 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 6,18 \text{ г}$$

$$M_{Cu} = 9,27 \cdot 10^{-3} \text{ кг.}$$

21. Определяем в процентном выражении падения напряжений в обмотках, обусловленные активным сопротивлением проводов:

$$\Delta U_i = \frac{k_t \cdot J_{iA} \cdot R_{-i}}{U_i} \cdot 100\%,$$

где k_t — коэффициент увеличения активного сопротивления, учитывающий температуру перегрева обмотки относительно окружающей среды.

$$\Delta U_2 = \frac{1,16 \cdot 0,125 \cdot 18,558}{305} \cdot 100\% = 0,88\%$$

$$\Delta U_3 = \frac{1,16 \cdot 0,125 \cdot 19,709}{305} \cdot 100\% = 0,94\%$$

$$\Delta U_4 = \frac{1,16 \cdot 0,125 \cdot 19,666}{282} \cdot 100\% = 1,01\%$$

$$\Delta U_5 = \frac{1,16 \cdot 0,125 \cdot 6,507}{85} \cdot 100\% = 1,11\%$$

$$\Delta U_1 = \frac{1,16 \cdot 5,3 \cdot 0,036}{24} \cdot 100\% = 0,92\%$$

22. Находим суммарные падения по выходному напряжению:

$$\Delta U_{1-2} = \Delta U_1 + \Delta U_2 = 0,92 + 0,88 = 1,80\%$$

$$\Delta U_{1-3} = \Delta U_1 + \Delta U_3 = 0,92 + 0,94 = 1,86\%$$

$$\Delta U_{1-4} = \Delta U_1 + \Delta U_4 = 0,92 + 1,01 = 1,93\%$$

$$\Delta U_{1-5} = \Delta U_1 + \Delta U_5 = 0,92 + 1,11 = 2,03\%$$

23. Сравнение полученных значений суммарного падения по выходному напряжению с принятыми в п. 13 ($m_2 \leq 1,03$; $m_3 \leq 1,03$; $m_4 \leq 1,03$; $m_5 \leq 1,03$) показывает, что выходные напряжения будут на 1% выше номинальных. Такое превышение вполне приемлемо для трансформаторов, работающих в составе импульсных источников электропитания, т.е. корректировать количество витков в обмотках не требуется.

24. Определим теперь тепловые потери в меди P_M :

$$\Delta P_2 = k_t \cdot J_2^2 \cdot R_{-2} = 1,16 \cdot 0,0866^2 \cdot 18,558 = 0,1614 \text{ Вт}$$

$$\Delta P_3 = k_t \cdot J_3^2 \cdot R_{-3} = 1,16 \cdot 0,0866^2 \cdot 19,709 = 0,1715 \text{ Вт}$$

$$\Delta P_4 = k_t \cdot J_4^2 \cdot R_{-4} = 1,16 \cdot 0,0866^2 \cdot 19,666 = 0,1711 \text{ Вт}$$

$$\Delta P_5 = k_t \cdot J_5^2 \cdot R_{-5} = 1,16 \cdot 0,0866^2 \cdot 6,507 = 0,0566 \text{ Вт}$$

$$\Delta P_1 = k_t \cdot J_1^2 \cdot R_{-1} = 1,16 \cdot 4,11^2 \cdot 0,036 = 0,7061 \text{ Вт}$$

$$P_M = \sum_{i=1}^n \Delta P_i = 0,1614 + 0,1715 + 0,1711 + 0,0566 + 0,7061 = 1,2667 \text{ Вт.}$$

25. Найдем также тепловые потери в магнитопроводе (в сердечнике) P_C по следующей формуле

$$P_C = K_T \cdot P_{yA} \cdot V,$$

где $K_T = 2$ — технологический коэффициент, $V = 4,9 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3$ — объём магнитопровода, $P_{уд}$ — удельные потери в магнитопроводе (Вт/м^3). Удельные потери определяются по следующей зависимости $P_{уд} = K_{II} \cdot f^{1,48} \cdot B_m^{1,85}$, где $B_m = \frac{\Delta B}{2}$ (т. к. импульсы однополярные). $P_{уд} = 1 \cdot (50000)^{1,48} \cdot \left(\frac{0,19}{2}\right)^{1,85} = 115681,6 \text{ Вт/м}^3$. Тогда

$$P_C = 2 \cdot 115681,6 \cdot 4,9 \cdot 10^{-6} = 1,1337 \text{ Вт.}$$

26. Определим КПД трансформатора.

Суммарные потери в трансформаторе $P_{TP} = P_M + P_C = 1,2667 + 1,1337 = 2,4004 \approx 2,4 \text{ Вт}$. Тогда

$$\eta = \frac{P_{ВЫХ}}{P_{ВЫХ} + P_{TP}} = \frac{58,62}{58,62 + 2,4} = 0,96066.$$

Таким образом, значение КПД, принятое в п. 2, достаточно точно совпало с рассчитанным значением и корректировка не требуется.

27. Рассчитаем перегрев обмоток по формуле

$$\Theta = \frac{P_{TP}}{\alpha \cdot S_{охл}},$$

где $\alpha = 1,2 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Вт}}{\text{см}^2 \cdot ^\circ\text{C}}$ — коэффициент теплоотдачи, $S_{охл} = \pi \cdot D_{ТН} \cdot (H_T + D_{ТН}/2) = 3,14 \cdot 39,61 \cdot (21,17 + \frac{39,61}{2}) = 5096,3 \text{ мм}^2 \approx 50,96 \text{ см}^2$. Тогда

$$\Theta = \frac{2,4}{1,2 \cdot 10^{-3} \cdot 50,96} = 39,2 \text{ } ^\circ\text{C}.$$

Перегрев удовлетворяет требованию в исходных данных.

Пример 1.4. Выполнить предварительный расчет и оценить массу и размеры мощного высокочастотного высокопотенциального трансформатора на базе нестандартного магнитопровода.

Габаритные размеры стандартных магнитопроводов ограничены. При большой мощности трансформатора возникает необходимость его проектирования на базе специально разрабатываемого магнитопровода. Рассмотрим особенности проектирования трансформатора мощностью 10 кВ·А с рабочим потенциалом вторичной обмотки 24 кВ, входящего в состав модуля источника электропитания и устанавливаемого на выходе инвертора. Рабочая частота инвертора 40 кГц.

Сравнительный анализ различных магнитомягких материалов показывает, что при частоте преобразования 40 кГц эффективно могут быть использованы ферриты, аморфные и наноструктурированные кристаллические сплавы. Магнитопроводы из аморфных и наноструктурированных сплавов ввиду особенностей технологии их изготовления в настоящее время используются в основ-

ном в виде колец для трансформаторов сравнительно небольшой мощности. Поэтому для проектируемого трансформатора целесообразно использовать ферритовый магнитопровод, удельная мощность полных потерь в котором определяется выражением $P_{\text{уд}} = p_0 f^\alpha B^\beta$. Постоянные p_0 , α , β для каждого конкретного материала приведены в табл. 1.22, рассчитанные значения удельной мощности полных потерь для различных марок ферритов – в табл. 1.28.

Таблица 1.28. Значения потерь мощности для различных марок ферритов

Марка феррита	Удельная мощность полных потерь, Вт/кг, при различных значениях индукции, Тл			
	0,12	0,15	0,18	0,20
2000НМ1-17	15,02	28,05	47,70	62,00
1500НМ3	18,28	29,80	44,60	56,20
2000НМ3	17,61	32,10	52,60	69,95
2500НМС1	22,70	34,70	49,10	60,00
2500НМС2	26,20	38,20	52,10	62,30

Из табл. 1.28 видно, что при выбранных значениях индукции 0,12...0,15 Тл предпочтительны материалы 2000НМ1-17, 1500НМ3 или 2000НМ3. Конструкция магнитопровода должна удовлетворять ряду требований: иметь большую поверхность охлаждения трансформатора, малую индуктивность рассеивания, высокую технологичность выполнения обмоток и высоковольтной изоляции. Этим требованиям в достаточной мере может удовлетворить П-образный магнитопровод при размещении обмоток на двух стержнях.

Выбор типоразмера магнитопровода проводится с учетом зависимости:

$$S_c S_o = 10^2 P_r / 2 k_\phi f j K_c K_m B,$$

где S_c – площадь сечения магнитопровода, см²; S_o – площадь окна, см²; P_r – габаритная мощность трансформатора, В · А; k_ϕ – коэффициент формы преобразуемого напряжения; f – рабочая частота, Гц; j – плотность тока в обмотках, А/мм²; K_c – коэффициент заполнения магнитопровода активным материалом; K_m – коэффициент заполнения окна медью; B – рабочая индукция, Тл.

Для нашего примера принимаем

$$B = 0,15 \text{ Тл}; \quad j = 2,5 \text{ А/мм}^2; \quad k_\phi = 1; \quad K_m = 0,1; \quad K_c = 1.$$

Поскольку расчетная мощность выходной обмотки P_2 рассматриваемого трансформатора отличается незначительно от его габаритной мощности P_r ($P_2 \approx P_r$), получаем $S_c S_o = 334 \text{ см}^4$.

Сравнивая это значение с аналогичным показателем известных магнитопроводов, можно сделать вывод, что для реализации рассматриваемого транс-

форматора необходим новый магнитопровод, так как максимальное значение $S_c S_o$ разработанных ранее П-образных магнитопроводов не превышает 78 см^4 . Пусть соотношение между площадью окна и сечением нового магнитопровода будет таким же, как у максимального по размерам стандартного магнитопровода ПК48 \times 20. Тогда $S_o = 58 \text{ см}^2$.

При выборе соотношения между линейными размерами окна необходимо руководствоваться компромиссными соображениями. С одной стороны, чем ближе это соотношение к единице, тем меньше масса магнитопровода и, следовательно, меньше потери мощности в нем. С другой стороны, необходимо стремиться к увеличению отношения высоты h окна к его ширине c для снижения индуктивности рассеивания и уменьшения потерь в обмотках. Учитывая изложенное, приходим к значениям $h = 80 \text{ мм}$, $c = 72 \text{ мм}$. Тогда площадь окна $S_o = hc = 57,6 \text{ см}^2$; площадь сечения магнитопровода $S_c = 334/57,6 \approx 5,8 \text{ см}^2$.

Для уменьшения размеров и повышения технологичности изготовления катушек целесообразно выбрать магнитопровод типа ПК. В этом случае диаметр стержня

$$D = \sqrt{4S_c / \pi} = 2,76 \text{ см.}$$

С учетом отверстия для крепления магнитопровода принимается $D = 2,8 \text{ см}$. Таким образом, получен магнитопровод ПК72 \times 28 с окном $7,2 \times 8,0 \text{ см}^2$ и сечением стержня $S_c \approx 6 \text{ см}^2$. Объем магнитопровода $V_c = S_c l_c \approx 250 \text{ см}^3$, где l_c – средняя длина магнитной силовой линии.

Масса магнитопровода

$$G_c = V_c \rho_c = 1125 \text{ г,}$$

где $\rho_c = 4,5 \text{ г/см}^3$ – плотность феррита.

Мощность потерь в магнитопроводе $P_c = P_{уд} G_c = 31,5 \text{ Вт}$.

Размеры магнитопровода определяют размеры катушки и всего трансформатора в целом. Объем катушки на одном стержне

$$V_k = \pi h (D_k^2 - D^2) / 4 \approx 580 \text{ см}^3,$$

где D_k – диаметр катушки.

Мощность потерь в катушке может быть определена по выражению

$$P_k = j^2 k_t \gamma V_k k_0,$$

где k_t – температурный коэффициент, равный 1,2 для предполагаемого значения температуры перегрева $\theta = 50 \text{ }^\circ\text{C}$; γ – удельное электрическое сопротивление меди при температуре $20 \text{ }^\circ\text{C}$. При $\gamma = 0,0175 \cdot 10^{-6} \text{ Ом}\cdot\text{м}$ получим значение мощности потерь в катушке $P_k = 7,61 \text{ Вт}$.

Вводя поправочный частотный коэффициент $k_- = 1,1$, получаем суммарные потери в меди $P_m = 2k_- P_k = 16,74 \text{ Вт}$.

Температура перегрева обмоток трансформатора рассчитывается по формуле

$$\theta = K_1 [P_m / 2 - (P_m K_1 - P_c K_2) / K_3],$$

где K_1, K_2, K_3 – коэффициенты, приведенные в табл. 1.23 для магнитопровода ПЛВ16х32-80, близкого по размерам рассматриваемому.

Подставляя в последнее уравнение рассчитанные значения мощности потерь в катушках и магнитопроводе, а также значения K_1, K_2 и K_3 , равные 2,7; 5,85 и 12,84 соответственно, получаем $\theta = 52^\circ \text{C}$.

Коэффициент полезного действия трансформатора

$$\eta = P_2 / (P_2 + P_c + P_m) \approx 0,99.$$

Ориентировочная масса трансформатора

$$G_{\text{тр}} = 1,1(G_c + G_m + G_{\text{из}}),$$

где $G_{\text{из}} = 2V_k \rho_{\text{из}} (1 - k_0)$; $\rho_{\text{из}}$ – плотность изоляции. Выбирая для плотности изоляции типичное значение $\rho_{\text{из}} = 1,65 \text{ г/см}^3$ и учитывая, что $G_m = 2V_k k_m \rho_m \approx 1040 \text{ г}$, получаем $G_{\text{тр}} \approx 4,3 \text{ кг}$. Ориентировочные размеры трансформатора $210 \times 120 \times 175 \text{ мм}^3$.

По примерам 1.1–1.4 можно судить о многообразии конструктивных и технологических решений трансформаторов электропитания ЭА. Появление новых материалов для магнитопроводов (в частности, аморфных и нанокристаллических) расширяет это многообразие.

Конструктивно-технологический облик трансформаторов определяется не только применяемыми материалами, но и требованиями к соотношению габаритных размеров. Современные технические решения по компоновке ЭА диктуют низкопрофильность электронных компонентов, в том числе и трансформаторов. При этом традиционные магнитопроводы не могут удовлетворить в полной мере комплексу технических требований. Это привело к появлению различных модификаций броневых и стержневых магнитопроводов плоской формы, таких как Е, ЕК, ЕП, ШП и др. В последние годы, с повышением рабочей частоты, появились конструкции, в которых обмотка и (или) магнитопровод выполняются в виде пленок на плате.

1.8. Дроссели в источниках электропитания

Дросселем называют статическое электромагнитное устройство, используемое в электрических цепях в качестве индуктивного сопротивления. Различают три основных типа дросселей: дроссели переменного тока, дроссели фильтров выпрямителей (сглаживающие) и дроссели насыщения.

Дроссель переменного тока имеет одну обмотку, обтекаемую переменным током. *Сглаживающий дроссель* также имеет одну обмотку, но обтекается она пульсирующим выпрямленным током. *Дроссель насыщения* имеет не менее двух обмоток, одна из которых обтекается переменным, а другая – постоянным током.

В источниках электропитания ЭА применяют в основном сглаживающие дроссели. При дальнейшем изложении, если не будет специальных оговорок, под термином «дроссель» будем понимать сглаживающий дроссель электрического фильтра.

При изготовлении дросселей используют те же материалы, что и при изготовлении трансформаторов. В конструктивном оформлении и технологии изготовления трансформаторы и дроссели также имеют много общего. Однако в дросселях и трансформаторах электромагнитные процессы отличаются по своему характеру. Основное различие между ними заключается в том, что магнитный поток в магнитопроводе трансформатора определяется приложенным напряжением и практически не зависит от тока нагрузки, в то время как магнитный поток в магнитопроводе дросселя определяется током нагрузки.

Основными электрическими параметрами дросселя являются индуктивность L и ток подмагничивания I_0 . Габаритные размеры дросселя определяются по *энергоемкости* E , рассчитываемой по формуле

$$E = L(I_0^2 + I^2),$$

где I – действующее значение переменной составляющей пульсирующего тока, протекающего через обмотку дросселя.

Энергоемкость можно определить также по следующей формуле:

$$E = LI_n^2,$$

где I_n – действующее значение пульсирующего тока, протекающего по обмотке.

Отечественная промышленность серийно производит сглаживающие низковольтные дроссели, рассчитанные на рабочую температуру от -60 до $+85$ °С. Дроссели на базе ленточных магнитопроводов ШЛ и ШЛМ (тип Д) изготавливают из электротехнической стали. Их выпускают семи типоразмеров, 74 типонаименований. При этом охватывается диапазон индуктивностей от 0,00015 до 5 Гн, токов подмагничивания от 0,05 до 50 А, частот переменной составляющей от 50 до 5000 Гц.

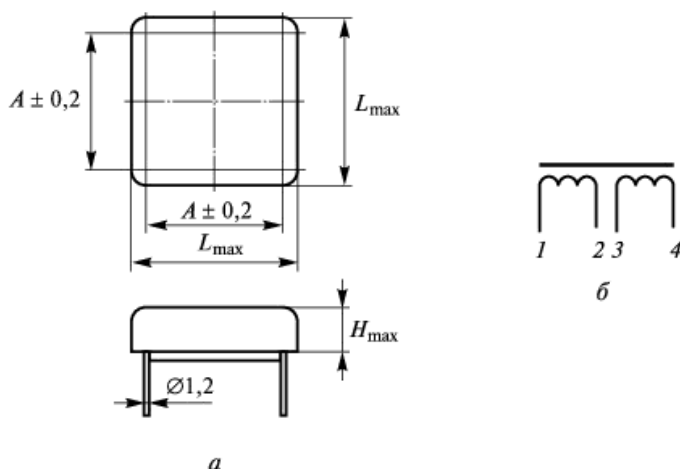


Рис. 1.60. Дроссель типа Д13:

a – общий вид; *б* – схема электрическая; 1, 2, 3, 4 – выводы

Дроссели типа Д13 изготавливают на кольцевых магнитопроводах из магнитодиэлектрика на основе пермаллоя марки 80Н2М. Они рассчитаны на диапазон частот 0,05...200 кГц и выпускаются в корпусном и бескорпусном исполнениях. На рис. 1.60 приведены общий вид и электрическая схема дросселей типа Д13 в корпусном исполнении, а в табл. 1.29 – параметры дросселей этого типа в бескорпусном исполнении. Дроссели в бескорпусном исполнении применяются в герметизированных модулях.

Индуктивность дросселя L_f зависит от частоты f и определяется выражением

$$L_f = kL_{100},$$

где L_{100} – индуктивность при частоте 100 кГц (табл. 1.30); k – коэффициент, зависимость которого от частоты приведена в табл. 1.30.

При параллельном соединении обмоток допустимый ток увеличивается вдвое, а индуктивность уменьшается в 4 раза.

Для предотвращения насыщения магнитопровода дросселя в нем предусматривают немагнитный зазор, позволяющий получить минимальные массу и размеры дросселя. Такой дроссель можно приближенно считать индуктивностью с линейной характеристикой в широком диапазоне изменений максимального значения переменного напряжения. Это допущение нередко принимают и при расчетах дросселей с магнитопроводами без зазора из молибденового пермаллоя или феррита.

Таблица 1.29. Значения номинальных параметров дросселей типа Д13 при последовательном соединении обмоток на частоте 100 кГц

Типономинал дросселя	Переменная составляющая напряжения $U_{\text{эф}}$, В (эффективное значение)	Сопротивление одной обмотки постоянному току R , Ом	Ток подмагничивания $T_{\text{сд}}$ А, не более	Индуктивность, мГн, не менее	Габаритные размеры $H \times L \times A$, мм	Масса, г
Д13-1	58	0,45	0,5	0,315	7,5 × 15 × 10	5
Д13-2	33	0,125	1,0	0,08		
Д13-3	12	0,015	4,0	0,005		
Д13-4	47	0,2	1,0	0,2	10 × 17 × 11,25	8
Д13-5	18	0,03	4,0	0,0125		
Д13-6	100	0,75	0,5	1,25	11 × 18 × 12,5	10
Д13-7	48	0,35	2,0	0,315		
Д13-8	15	0,25	4,0	0,02		
Д13-9	132	0,8	0,5	2,0	11 × 19 × 15	12
Д13-10	34	0,3	1,0	0,5		
Д13-11	16	0,025	4,0	0,0315		
Д13-12	200	0,75	0,5	3,15	12 × 22 × 17,5	25
Д13-13	120	0,4	1,0	0,8		
Д13-14	30	0,025	4,0	0,05		
Д13-15	122	0,45	1,0	1,25	15,5 × 29 × 2,5	40
Д13-16	34	0,05	4,0	0,08		
Д13-17	210	0,6	1,0	2,0	13 × 30 × 25	45
Д13-18	34	0,065	4,0	0,125		
Д13-19	135	0,9	1,0	5,0	16 × 36 × 30	62
Д13-20	74	0,075	4,0	0,315		
Д13-21	10	0,01	16,0	0,02		
Д13-22	25	0,025	8,0	0,08		

Таблица 1.30. Зависимость коэффициента k от частоты

k	1,2	1,1	1,0	0,8
f , кГц	20	50	100	200

Рассмотрим методику расчета дросселя без зазора, обеспечивающую приемлемую точность оценки его параметров. При расчете принимается условие, что дроссель включен в цепь высокочастотного ИЭП и по нему проходит переменный ток прямоугольной формы. По обмотке дросселя проходит также постоянный ток (ток подмагничивания).

Свойства магнитопровода описываются кривой намагничивания, однако для упрощения расчетов принимается обратная ей зависимость напряженности поля H от индукции B . Прямолинейный участок этой зависимости можно представить следующей зависимостью:

$$H = H_n(B / B_s), \quad (1.7)$$

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 выражение (1.7) так называемой формирующей функции $\varphi(B / B_s)$:

$$H = H_n(B / B_s) \varphi(B / B_s). \quad (1.8)$$

Для магнитодиэлектриков типа молибденовых пермаллоев можно применять формирующую функцию

$$\varphi(B / B_s) = 1 / \sqrt{\cos\left(\frac{\pi B^2}{2 B_s^2}\right)},$$

с учетом которой аппроксимирующая зависимость (1.8) принимает вид

$$H = H_n \frac{B / B_s}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi B^2}{2 B_s^2}\right)}}. \quad (1.9)$$

Значения коэффициентов аппроксимации H_n и B_s некоторых марок магнитодиэлектриков приведены в табл. 1.31.

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 разрыву полного тока, омическое сопротивление обмотки дросселя.

**Таблица 1.31. Значения коэффициентов
аппроксимации магнитопроводов дросселей**

Марка магнитодиэлектрика	H_n	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

Рассмотрим работу дросселя в случае, когда к нему приложено переменное напряжение прямоугольной формы с частотой f , длительностью положительной части периода τ и отрицательной части периода θ . Пусть U_+ и U_- – максимальные значения напряжения положительной и отрицательной частей периода. Изменению напряжения от U_+ до U_- соответствует изменение индукции в магнитопроводе. В положительную часть периода индукция увеличивается от B_{\min} до B_{\max} , в отрицательную часть периода снижается от B_{\max} до B_{\min} (рис. 1.61, а).

Если B_0 – постоянная составляющая магнитной индукции, а B_M – максимальное значение переменной составляющей, то

$$B_{\max} = B_0 + B_M \quad \text{и} \quad B_{\min} = B_0 - B_M.$$

В соответствии с рис. 1.61 нарастание и спад магнитной индукции описываются следующими выражениями положительной части периода:

$$B(t) = B_0 + B_M \left(\frac{2t}{\tau} - 1 \right), \quad 0 < t < \tau; \quad (1.10)$$

в отрицательной части периода

$$B(t) = B_0 - B_M \left[\frac{2(t-\tau)}{\theta} - 1 \right], \quad \tau < t < \tau + \theta.$$

Напряженность магнитного поля H_0 , соответствующая индукции B_0 , определяется выражением

$$H_0 = I_0 W / l,$$

где W – число витков обмотки дросселя; l – длина средней магнитной линии.

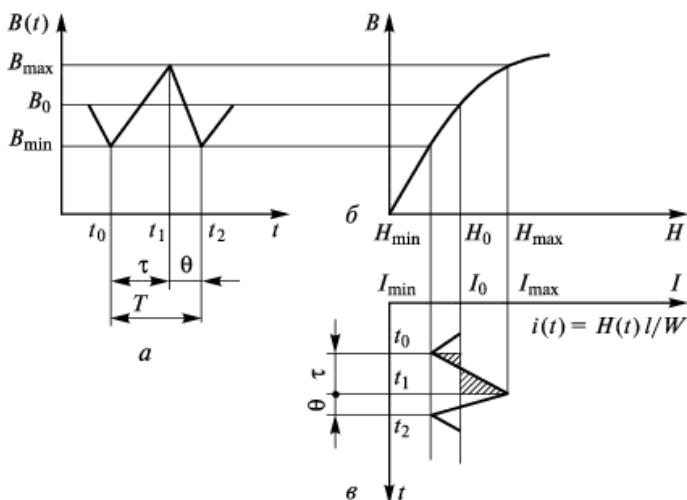


Рис. 1.61. График изменения магнитной индукции (а), кривая намагничивания (б) и график изменения напряженности магнитного поля (в) в магнитопроводе дросселя

Максимальное значение переменной составляющей индукции определяется зависимостью

$$B_{\text{м}} = \frac{U_+}{4fQW} \frac{2\tau}{T} = \frac{U_-}{4fQW} \frac{2\theta}{T}, \quad (1.11)$$

где T – длительность периода, $1/\text{Гц}$; Q – площадь сечения магнитопровода, м^2 ; W – число витков обмотки дросселя. Отсюда

$$W = \frac{U_+}{4fQW} \frac{2\tau}{T}. \quad (1.12)$$

Постоянная составляющая напряженности магнитного поля

$$H_0 = \frac{I_0 W}{l} = \frac{1}{\tau_0} \int_0^{\tau_0} H(t) dt.$$

Заменим переменную интегрирования $H(t)$ на $B(t)$. Из выражения (1.10) определим производную dB/dt и соответственно пределы интегрирования. Тогда с учетом аппроксимации (1.9) получим

$$\frac{I_0 W}{l} = \frac{1}{\tau} \frac{dt}{dB} \int_{B_{\text{min}}}^{B_{\text{max}}} H(B) dB = \frac{H_{\text{н}} B_s}{2B_{\text{м}}} \int_{B_{\text{min}}/B_s}^{B_{\text{max}}/B_s} \frac{B/B_s}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi B^2}{2 B_s^2}\right)}} \frac{dB}{B_s}. \quad (1.13)$$

Эллиптический интеграл (1.13) в нормальной форме имеет следующий вид:

$$\frac{I_0 W}{l} = \frac{H_n B_s}{\pi B_m} \frac{1}{\sqrt{2}} \left[F\left(\alpha_{\max}, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) - F\left(\alpha_{\min}, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) \right] \quad (1.14)$$

Здесь $F(\alpha, 1/\sqrt{2})$ – эллиптический интеграл первого рода от аргумента α с модулем $(1/\sqrt{2})$; $\alpha_{\max} = \arcsin\left(\sqrt{2} \sin \frac{\pi x^2}{2}\right)$ – аргумент при максимальной магнитной индукции; $\alpha_{\min} = \arcsin\left(\sqrt{2} \sin \frac{\pi y^2}{2}\right)$ – аргумент при минимальной магнитной индукции; $x = B_{\max}/B_s$ и $y = B_{\min}/B_s$ – относительные значения максимальной и минимальной индукций.

Определим объем магнитопровода $Ql = V$ из уравнения (1.14) с учетом зависимости (1.12):

$$V = \frac{I_0 U_+}{f H_n B_s} \frac{2\tau}{T} \frac{\pi}{2\sqrt{2[F(\alpha_{\max}, 1/\sqrt{2}) - F(\alpha_{\min}, 1/\sqrt{2})]}}. \quad (1.15)$$

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*

$$m = 2\sqrt{2} \left[F\left(\alpha_{\max}, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) - F\left(\alpha_{\min}, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) \right] / \pi,$$

в результате чего упрощается выражение для объема магнитопровода:

$$V = \frac{I_0 U_+ (2\tau / T)}{f H_n B_s} \frac{1}{m}. \quad (1.16)$$

Пульсации тока дросселя определяются коэффициентом k_n :

$$k_n = (I_{\max} - I_{\min}) / I_0.$$

Коэффициент пульсации можно также найти по протяженности рабочего участка на кривой намагничивания:

$$k_{\Pi} = (1 / 2I_0 W) (H_{\max} - H_{\min}). \quad (1.17)$$

С учетом зависимости (1.11) уравнение (1.17) приводится к следующему виду:

$$k_{\Pi} = \frac{2fB_m H_{\Pi} V}{U_+ I_0 (2\tau / T)} \left(\frac{x}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{2} x^2\right)}} - \frac{y}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{2} y^2\right)}} \right). \quad (1.18)$$

После подстановки зависимости (1.16) в уравнение (1.18) получим соотношение для оценки коэффициента пульсации:

$$k_{\Pi} = (x - y) \left(\frac{x}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{2} x^2\right)}} - \frac{y}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{2} y^2\right)}} \right) \frac{1}{m}. \quad (1.19)$$

Разность $(x - y)$ определяет максимальное значение переменной составляющей магнитной индукции, поэтому число витков в обмотке дросселя в соответствии с выражением (1.11) обратно пропорционально указанной разности:

$$W = U_+ (2\tau / T) / 2fQB_s(x - y). \quad (1.20)$$

Для конкретного магнитопровода заданного объема существует некоторое максимальное значение разности относительных индукций $(x - y)_{\max}$. Значениям $(x - y)_{\max}$ соответствуют обмотки с наименьшим числом витков. Дроссель с заданными пульсациями k_{Π} при значениях $x - y > (x - y)_{\max}$ можно выполнить, приняв меньшее значение параметра режима m , т. е. на магнитопроводе большего объема. При заданной площади окна магнитопровода, который определен принятым значением m , можно выбрать максимальный диаметр намоточного провода и определить минимальное омическое сопротивление обмотки.

При расчете дросселей используют следующие рекомендации.

1. Диапазон изменения тока подмагничивания N , не приводящий к появлению разрывного тока в дросселе, определяется из соотношения

$$N = m / (x - y)^2. \quad (1.21)$$

2. Для дросселей с минимальными объемом и массой и произвольным омическим сопротивлением обмотки

$$k_{\Pi \min} = 0,73m + 0,175m^2 \approx 0,73m; \quad (1.22)$$

$$N \approx m / (0,5)^2 m^2 = 4 / m; \quad (1.23)$$

$$(x - y)_{\min} = 0,5m. \quad (1.24)$$

3. Для дросселей с минимальными объемом, массой и омическим сопротивлением обмотки

$$k_{\Pi,0} = 0,9m + 0,45m^2 \approx 0,9m; \quad (1.25)$$

$$N = 1,57 / m; \quad (1.26)$$

$$(x - y)_0 = 0,798m. \quad (1.27)$$

Пример 1.5. Выполнить конструктивный расчет дросселя.

Исходные данные. Постоянный ток через дроссель 1,5 А; максимальное значение переменного напряжения, приложенного к дросселю, равно 17 В, при этом $\tau = \theta = T / 2$; частота переменного напряжения 100 кГц; магнитопровод выполнен из молибденового пермаллоя марки МП-140, для которого из табл. 1.30 находим значения $H_n = 5400$ А/м и $B_s = 0,735$ Тл.

Необходимо рассчитать дроссель, обеспечивающий коэффициент пульсации $k_u \leq 0,11$ и допустимый диапазон изменения тока подмагничивания $N \geq 15$.

Расчет дросселя. По выражению (1.22) определяем возможные значения параметра режима. Для получения заданного коэффициента пульсации тока

$$m = k_{\min} / 0,73 = 0,11 / 0,73 = 0,15.$$

Для получения заданного диапазона изменения тока подмагничивания

$$m = 4 / N = 4 / 15 = 0,266.$$

Из двух полученных значений параметра режима выбираем $m = 0,15$, что позволяет выполнить условие по N с запасом.

Расчетный объем магнитопровода определяем по выражению (1.16):

$$V_{\text{расч}} = \frac{15 \cdot 17}{10^5 \cdot 5400 \cdot 0,735} \frac{1}{0,15} = 0,428 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3 = 0,428 \text{ см}^3.$$

Выбираем типовой кольцевой магнитопровод К13 \times 7 \times 5 с объемом $V = 0,471 \text{ см}^3$ и площадью сечения $Q = 0,125 \text{ см}^2$.

При выбранном магнитопроводе значение фактического параметра режима m_ϕ уменьшится и составит

$$m_\phi = m V_{\text{расч}} / V = 0,15 \cdot 0,428 / 0,471 = 0,136.$$

В соответствии с зависимостью (1.22) находим фактические показатели дросселя:

$$k_{н.ф} = 0,73m_{\phi} = 0,73 \cdot 0,136 = 0,0998;$$

$$N_{\phi} = 4/m_{\phi} = 4/0,136 = 29,4.$$

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 выражениям (1.20) и (1.24):

$$(x - y)_{\min} = 0,5m_{\phi} = 0,5 \cdot 0,136 = 0,068,$$

$$W = U + (2\tau / T) / 2fQB_s(x - y)_{\min} = \frac{17}{2 \cdot 10^5 \cdot 0,125 \cdot 0,735 \cdot 0,068} = 136.$$

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 $l_{\text{в}} = 17,95 \text{ мм}$ омическое сопротивление обмотки

$$r = \rho W_{\text{в}} / S = 1,72 \cdot 10^{-2} \cdot 136 \cdot 1,795 \cdot 10^{-2} / 0,0573 = 0,73 \text{ Ом.}$$

Рассчитаем дроссель, у которого показатели $k_{\text{н}}$ и N равны заданным значениям. По уравнению (1.21) 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 выражению (1.25):

$$m = k_n/0,9 = 0,11/0,9 = 0,122.$$

Поскольку полученное значение меньше, чем обеспечивает магнитопровод К13 $\times 7 \times 5$, то для такого дросселя необходимо выбрать магнитопровод, имеющий больший объем.

Введение диамагнитного зазора в магнитопровод упрощает расчет дросселя. Как уже отмечалось, в этом случае с достаточной для инженерных расчетов точностью зависимость $B = f(H)$ можно считать линейной. При этом зависимость индуктивности L дросселя от размера зазора l_3 выражается формулой

$$L = \frac{12,56 \cdot 10^{-9} S_m W^2 \mu}{(l_m + \mu l_3)},$$

где S_m – площадь активного сечения магнитопровода, см²; W – число витков; l_m – длина пути магнитного потока в магнитопроводе, см; l_3 – размер зазора, см.

1.9. Конденсаторы в источниках электропитания

Конденсаторы играют большую роль в обеспечении работы источника электропитания. Основными электрическими параметрами, по которым выбираются конденсаторы для ИЭП, являются *номинальное напряжение, полное сопротивление* в заданном диапазоне частот, *номинальная емкость* и ее *отклонения* в условиях эксплуатации, *тангенс угла потерь*. К конденсаторам 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, при-

чем в большинстве случаев индуктивность выводов является определяющей. Поэтому предельная рабочая частота конденсатора зависит от способа монтажа его в составе ИЭП.

В цепях управления ИЭП широко применяются конденсаторы с неорганическим диэлектриком (керамические). Среди них следует отметить 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 конденсаторы К15-20, имеющие рабочее напряжение до 4 кВ.

Допустимые пульсации керамических конденсаторов определяются их предельной 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

$$P_a = U_-^2 2\pi f C \operatorname{tg} \sigma,$$

где $U_-^2 2\pi f C = P_C$ – реактивная мощность; U_- – переменное напряжение на конденсаторе, В; f – частота, Гц; C – номинальная емкость конденсатора, Ф; δ – угол потерь.

Реактивная мощность конденсаторов, определяемая их объемом и потерями в диэлектрике, относительно невелика и не превышает 2,5...3 вар. В то же время керамические конденсаторы допускают сравнительно высокие пульсации

$$U_{-\text{доп}} = \sqrt{P_{C\text{доп}} / (2\pi f C)}. \quad (1.28)$$

Здесь $P_{C\text{доп}}$ – допустимая реактивная мощность конденсатора, вар.

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_Φ , мкФ, конденсатора в сглаживающем фильтре можно оценить по формуле

$$C_\Phi = 2 \cdot 10^6 I_{\text{вп.ср}} / (f U_{-\text{доп}}), \quad (1.29)$$

где f – частота переменного напряжения на конденсаторе, Гц; $I_{\text{вп.ср}}$ – выпрямленный средний ток, А.

Из выражения (1.29) с учетом (1.28) получим

$$C_{\phi} = 2 \cdot 10^6 I_{\text{вп.ср}} \sqrt{2\pi f C} / (f \sqrt{P_{\text{сдоп}}}). \quad (1.30)$$

Если принять $C_{\phi} = C$, то выпрямленный ток будет определяться зависимостью

$$I_{\text{вп.ср max}} = \sqrt{C f P_{\text{сдоп}}} / (2 \cdot 10^6 \sqrt{2\pi}). \quad (1.31)$$

При подстановке зависимости (1.31) в уравнение (1.30) получим

$$C_{\phi} = 2 \cdot 10^6 I_{\text{вп.ср max}} \sqrt{2\pi C / P_{\text{сдоп}}} / \sqrt{f}.$$

Числитель этого выражения является константой k для каждого конкретного типа конденсатора, т. е. $C_{\phi} = k / \sqrt{f}$.

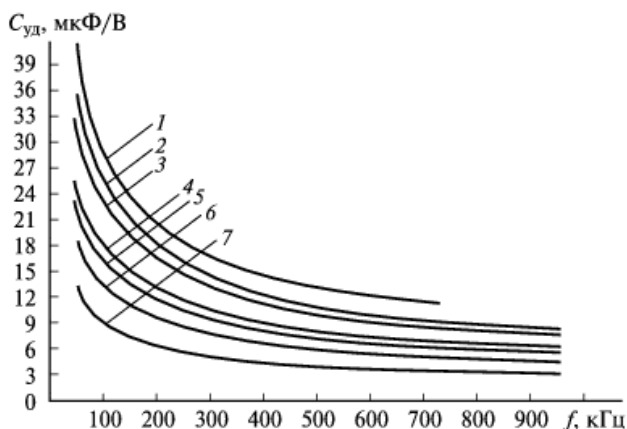


Рис. 1.62. Зависимость удельной емкости от частоты для конденсаторов К10-47:

1 – К10-47-Н90-25 В-6,8 мкФ, $P_C = 2$ вар; 2 – К10-47-Н90-25В-4,7 мкФ, $P_C = 3$ вар; 3 – К10-47-Н90-25 В-6,8 мкФ, $P_C = 3$ вар; 4 – К10-47-Н90-25 В-3,3 мкФ, $P_C = 2$ вар; 5 – К10-47-Н90-50 В-2,2 мкФ, $P_C = 3$ вар; 6 – К10-47-Н30-25 В-2,2 мкФ, $P_C = 3$ вар; 7 – К10-47-Н30-50 В-0,68 мкФ, $P_C = 2$ вар

На рис. 1.62 приведены зависимости минимальной требуемой удельной емкости фильтра $C_{\text{уд}}$ от частоты переменного напряжения для конденсаторов типа К10-47. На рисунке видно, что увеличение частоты свыше 200 кГц не приводит к существенному снижению необходимой 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 ре-

комендуется использовать в первых звеньях сглаживающих фильтров. Последующие звенья могут иметь меньшие емкости, но лучшие частотные свойства. В нормативной документации обычно отсутствуют частотные характеристики конденсаторов, поэтому их частотные свойства оценивают экспериментально с помощью измерителей помех.

В источниках электропитания импульсного действия с частотой преобразования в диапазоне 20...100 кГц частота пульсации напряжения может достигать 100...200 кГц. При этих частотах необходимо учитывать активное и индуктивное сопротивления конденсаторов, поскольку кроме основной гармоники пульсации присутствуют также высокочастотные шумы в диапазоне частот до десятков мегагерц. Емкость C и индуктивность L_C конденсатора определяют его резонансную частоту

$$f_{\text{рез}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_C C}}. \quad (1.32)$$

При оценке частотных свойств керамических конденсаторов определенного типоразмера можно ориентироваться на резонансную частоту конденсатора с наибольшей емкостью. Все другие конденсаторы этого типоразмера с меньшими значениями емкости будут иметь более высокие резонансные частоты, которые хорошо согласуются с зависимостью (1.32). На частотах, превышающих резонансную, реактивная составляющая полного сопротивления конденсатора приобретает индуктивный характер.

Таблица 1.32. Значения резонансной частоты некоторых керамических конденсаторов

Тип конденсатора	Емкость, пФ	Резонансная частота, МГц
КД-1; КД-2	1...270 680...6800	5000...150 200...30
K10-17a K10-506 K10-576	2,2...2,2 · 10 ⁶ 2,2...3,3 · 10 ⁶ 1,5...1000	1000...10
КТ-1; КТ-2; КТ-3	1...1000 1100...33 000	3000...40 100...20
КВИ-1; КВИ-2; КВИ-3	1,5...4700	4000...40
КВП	10...4700	1300...25
КВТ	47...10 000	600...25

В табл. 1.32 приведены значения резонансной частоты для различных типов керамических конденсаторов. Из таблицы видно,

что приведенные значения параметров изменяются в достаточно широких пределах. На рис. 1.63–1.65 изображены частотные характеристики некоторых керамических конденсаторов, определенные с помощью измерителей помех типов SMV-6 и SMV-8. Их рассмотрение показывает, что резонансные частоты конденсаторов больших емкостей имеют значения долей и единиц мегагерц. Эти частоты значительно ниже по сравнению с приведенными в табл. 1.30.

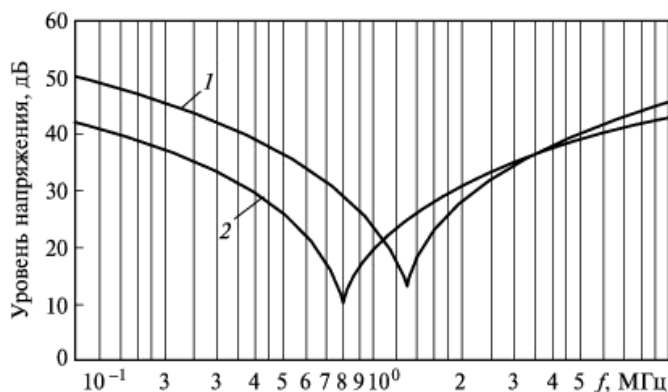


Рис. 1.63. Частотные характеристики конденсаторов К10-50а- Н90-10 В:
1 – 1 мкФ; 2 – 2 мкФ

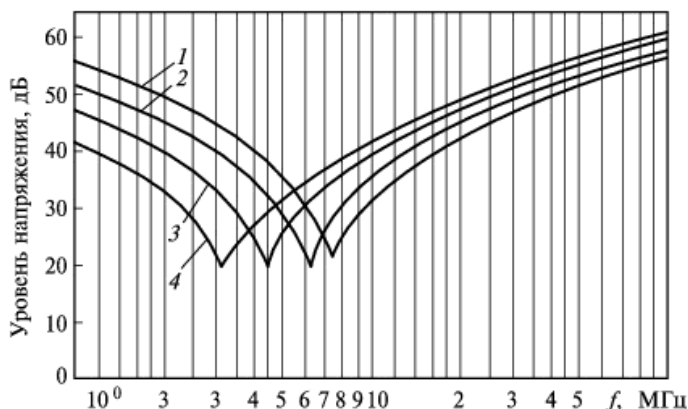


Рис. 1.64. Частотные характеристики конденсаторов К10-47- Н30-100 В:
1 – 0,047 мкФ; 2 – 0,058 мкФ; 3 – 0,1 мкФ; 4 – 0,22 мкФ

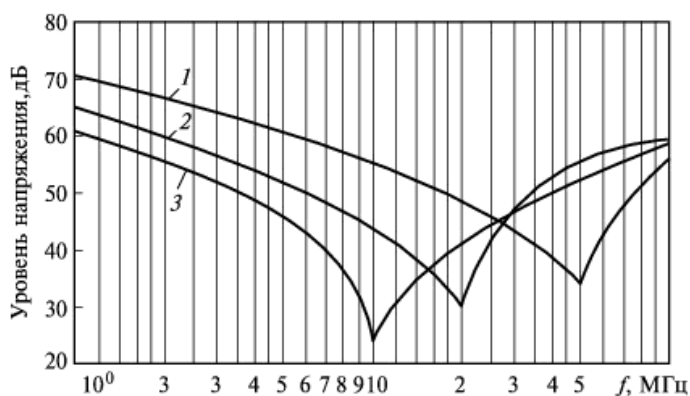


Рис. 1.65. Частотные характеристики конденсаторов K10-47-Н30-500 В:

1 — 10000 пФ; 2 — 0,015 мкФ; 3 — 0,022 мкФ

Во входных цепях ИЭП широко применяются конденсаторы типа К73-43. На рис. 1.66 приведены варианты их схемного и конструктивного исполнения. Емкость C_1 служит для снижения симметричных помех, емкости C_2 и C_3 предназначены для снижения несимметричных помех. Конденсаторы рассчитаны на рабочее напряжение до 250 В.

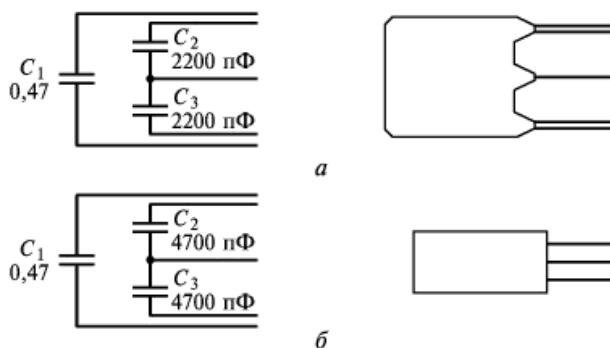


Рис. 1.66. Исполнения конденсаторов типа К73-43 в плоском (а) и круглом (б) корпусах

В составе умножителей напряжения используются конденсаторы полиэтилентерефталатные с фольговыми обкладками типа К73-13. Они предназначены для работы в цепях постоянного, переменного и пульсирующего токов. Электрические схемы конденсаторов приведены на рис. 1.67. Основные параметры конденсаторов К73-13 приведены в табл. 1.33.

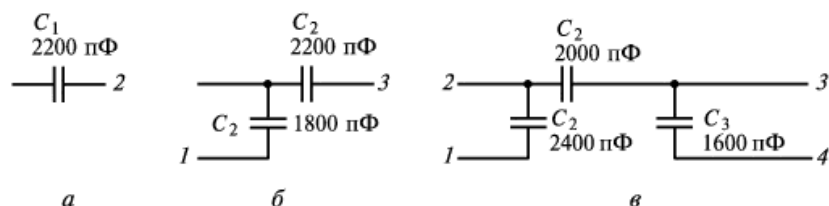


Рис. 1.67. Электрические схемы конденсаторов:
а – К73-13; *б* – К73-13-2; *в* – К73-13-3; 1, 2, 3, 4 – выводы

Таблица 1.33. Значения основных параметров конденсаторов типа К73-13

Вариант исполнения	Напряжение (номинальное), кВ	Номинальная емкость, пФ	Допускаемое отклонение емкости, %
К73-13	10	2200	± 10
	12,5		± 20
	20		± 10
К73-13-2	10	$C_1 = 1800$ $C_2 = 2200$	± 20
К73-13-3	10	$C_1 = 2400$ $C_2 = 2000$	
		$C_3 = 1600$	

Для работы в цепях постоянного и переменного токов и в импульсных режимах используются керамические проходные трубчатые неизолированные конденсаторы типа К10-51. Они рассчитаны на работу в диапазоне температур от -60 до $+125$ °С (группы Н70 и Н90) и в интервале диапазона от -60 до $+155$ °С (остальные группы).

Климатические исполнения В и УХЛ допускают работу в условиях повышенной влажности без дополнительной защиты. Ниже приведены значения основных параметров конденсаторов типа К10-51:

Значения основных параметров конденсаторов типа К10-51

Параметр	Значение
Номинальная емкость, пФ	3,9...4700
Номинальное напряжение, В	350
Номинальный ток, А	10

Допускаемая реактивная мощность
для различных групп по температурной
стабильности, В · А:

МПО, М47, М750, М1500	50
Н30, Н70, Н90	2,5

1.10. Сглаживающие фильтры в источниках электропитания

Сглаживающие фильтры в ИЭП применяются для снижения переменной составляющей выпрямленного напряжения. Как правило, они включаются между выпрямителем и нагрузкой.

На практике наибольшее распространение получили фильтры с двумя компонентами, включенными по Г-образной схеме, варианты которой приведены на рис. 1.68. 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 по постоянному току.

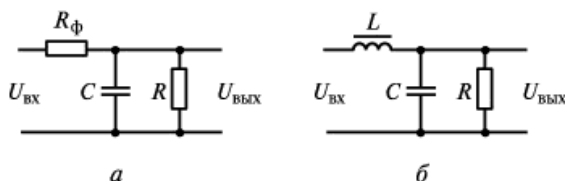


Рис. 1.68. Схемы активно-емкостного (а) и индуктивно-емкостного (б) фильтров

Одной из основных характеристик фильтра является *коэффициент сглаживания пульсации*, равный отношению коэффициента пульсации $k_{п.вх}$ на входе фильтра к коэффициенту пульсации $k_{п.вых}$ на выходе фильтра:

$$q = k_{п.вх} / k_{п.вых},$$

где $k_{п.вх} = U_{вх.пер} / U_{вх.пост}$; $k_{п.вых} = U_{вых.пер} / U_{вых.пост}$; $U_{вх.пер}$ 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 ИЭП предъявляются требования по *уровню гармонических составляющих* выходного напряжения. При этом не-

обходимо обеспечить коэффициент сглаживания пульсации q_k для каждой k -й гармоники сглаживаемого напряжения:

$$q_k = k_{\text{вх},\Gamma} / k_{\text{вых},\Gamma},$$

где $k_{\text{вх},\Gamma} = U_{\text{вх},k} / U_{\text{вх,пост}}$; $k_{\text{вых},\Gamma} = U_{\text{вых},k} / U_{\text{вых,пост}}$; $U_{\text{вх},k}$ и $U_{\text{вых},k}$ – амплитуды k -й гармоники переменной составляющей входного и выходного напряжений.

Коэффициент q_k не зависит от формы входного напряжения фильтра.

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

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вх,пост}} + U_{\text{вх}1} \cos(\omega_{\Pi} t + \phi_1) + U_{\text{вх}2} \cos(2\omega_{\Pi} t + \phi_2) + \dots;$$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых,пост}} + U_{\text{вых}1} \cos(\omega_{\Pi} t + \psi_1) + U_{\text{вых}2} \cos(2\omega_{\Pi} t + \psi_2) + \dots$$

Здесь $\omega_{\Pi} = m\omega_{\text{вх}}$ – основная гармоника частоты пульсации; m – число фаз выпрямителя; $\omega_{\text{вх}}$ – частота тока входного напряжения.

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

$$U_{\text{вх,пост}} = U_{\text{вых,пост}}.$$

В этом случае для схемы, приведенной на рис. 1.68, б, k -я гармоника выходного напряжения может быть представлена выражением

$$\begin{aligned} U_{\text{вых},k} &= \frac{U_{\text{вх},k}}{\left| jk\omega_{\Pi} L + R / (1 + jk\omega_{\Pi} CR) \right|} \frac{R}{\left| 1 + jk\omega_{\Pi} CR \right|} = \\ &= \frac{U_{\text{вх},k}}{\left| 1 + jk\omega_{\Pi} L / R - (k\omega_{\Pi})^2 LC \right|}. \end{aligned} \quad (1.33)$$

Емкость конденсатора фильтра выбирается из условия

$$k\omega_{\Pi} CR \gg 1. \quad (1.34)$$

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

$$U_{\text{вых},k} \approx \frac{U_{\text{вх},k}}{\left| 1 - (k\omega_{\Pi})^2 LC \right|}. \quad (1.35)$$

Тогда коэффициент сглаживания k -й гармоники становится равным

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

Резонансная частота фильтра $\omega_{\text{ф}}$ должна быть существенно меньше частоты первой гармоники пульсации $\omega_{\text{п}}$. Ее можно определить по следующей формуле:

$$\omega_{\text{ф}} = 1/\sqrt{LC}.$$

Отсюда следует, что частоты переменных составляющих входного напряжения фильтра должны быть существенно больше его резонансной частоты.

Сравнение точной (1.33) и приближенной (1.35) зависимостей для $U_{\text{вых}}$ показывает, что в выражении (1.35) отсутствует составляющая, характеризующая затухание контура. Следовательно, принятое неравенство (1.34) 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, представленной на рис. 1.68, a , выходное напряжение не равно входному:

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

При этом k -я гармоника выходного напряжения определяется зависимостью

$$\begin{aligned} U_{\text{вых } k} &\approx \frac{U_{\text{вх } k}}{\left| R_{\text{ф}} + R / (1 + jk\omega_{\text{п}} CR) \right|} \frac{R}{|1 + jk\omega_{\text{п}} CR|} = \\ &= \frac{R}{R_{\text{ф}} + R} \frac{U_{\text{вх } k}}{\left[1 + \left(\frac{jk\omega_{\text{п}} CRR_{\text{ф}}}{R_{\text{ф}} + R} \right)^2 \right]^{1/2}}. \end{aligned}$$

Выражение для коэффициента сглаживания пульсации имеет вид

$$q_k = \sqrt{1 + \left(\frac{jk\omega_{\text{п}} CRR_{\text{ф}}}{R_{\text{ф}} + R} \right)^2} \approx 1 + \frac{k\omega_{\text{п}} CRR_{\text{ф}}}{R_{\text{ф}} + R}.$$

В схеме на рис. 1.67, *а* можно пренебречь потерями в конденсаторе, так как сопротивление конденсатора значительно больше сопротивления нагрузки. С учетом минимальных размеров и емкости конденсатора C сопротивление резистора R_ϕ обычно выбирается из условия минимальных потерь мощности

$$R_\phi \ll R.$$

Кроме того, резистор должен обеспечить заданное сглаживание первой гармоники пульсации. Это условие обеспечивается выполнением неравенства

$$\omega_1 CR_\phi \gg 1.$$

Обычно RC -фильтр (см. рис. 1.67, *а*) применяется в схемах с большим сопротивлением R . При больших токах нагрузки, когда сопротивление R мало, применяется LC -фильтр (см. рис. 1.68, *б*).

Сглаживающий фильтр, содержащий дроссель и конденсатор, представляет собой колебательный контур. Возле своих собственных резонансных частот этот контур может иметь отрицательный коэффициент затухания, т. е. может привести к усилению помехи. Режим резонанса может возникнуть в контуре, образованном реактивными компонентами передающих и приемных устройств вместе с реактивными компонентами фильтра. Для устранения этого явления собственные резонансные частоты смещают в сторону от резонансных колебаний (например, при помощи многоступенчатых фильтров) либо ослабляют резонансные колебания (например, при помощи сопротивлений, диэлектриков, магнетиков). При наличии в схеме реактивных компонентов наряду с результирующими частотами имеют место индивидуальные собственные частоты отдельных компонентов, вызванные их паразитными параметрами.

Дроссели сглаживающих фильтров являются индуктивными компонентами при частотах ниже их собственной частоты, выше которой они шунтируются паразитной межвитковой емкостью. Для повышения собственной частоты емкость обмотки дросселя стараются сделать как можно меньшей. Паразитная емкость секционированных катушек индуктивностей определяется в основном подводящими проводами, поэтому длину последних делают возможно минимальной. Монтаж LC -фильтров в схемах источников также стараются делать короткими проводами.

Сглаживающие фильтры на транзисторах отличаются относительно большими КПД и коэффициентом сглаживания. Действие их определяется тем, что сопротивление транзистора цепи эмиттер–коллектор для переменной составляющей выпрямленного тока значительно больше, чем для постоянной составляющей. Для увеличения коэффициента сглаживания используют составной транзистор, состоящий из включенных по схеме Дарлингтона силового и согласующего транзисторов.

1.11. Контроль напряжения электропитания микропроцессоров

Супервизор электропитания. Для электропитания микропроцессорных систем требуется напряжение высокого качества и соблюдение заданной последовательности включения/выключения каналов электропитания. Эффективным методом контроля и обеспечения работы операционной системы является применение современных микропроцессорных супервизоров.

При включении электропитания для защиты микропроцессорной системы используется системный сброс (RESET). В течение определенного периода времени (около 200 мс), когда стабилизируется напряжение электропитания и частота синхронизации, процессор не должен работать. Эта опция называется Power on RESET (POR) – сброс при включении электропитания. Схема контроля напряжения $U_{ИЭП}$ источника электропитания (рис. 1.69) обеспечивает защиту микропроцессора от понижения уровня этого напряжения и генерирует сигнал «сброс». Когда напряжение источника электропитания $U_{ИЭП}$ уменьшается ниже определенного граничного значения $U_{гр}$, выдается сигнал RESET. Эта опция называется Low Voltage Detect (LVD) – обнаружение низкого напряжения.

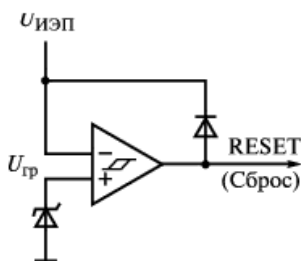


Рис. 1.69. Структурная схема контроля напряжения ИЭП

Микропроцессорная система не должна терять данные даже при полном пропадании напряжения электропитания. Для этого используют супервизоры с измерением напряжений двух и более каналов (рис. 1.70). При снижении основного напряжения от супервизора в микропроцессор поступает сигнал и информация сохраняется в энергонезависимой памяти прежде, чем произойдет системный сброс. Один из выходов супервизора управляет немас-

кируемым прерыванием (NMI), которое выдает команду в процессор на сохранение данных в энергонезависимой памяти EEPROM. При правильной установке датчика обеспечивается достаточное время для сохранения всех данных до того, как стабилизируемое напряжение уменьшится ниже допустимого уровня.

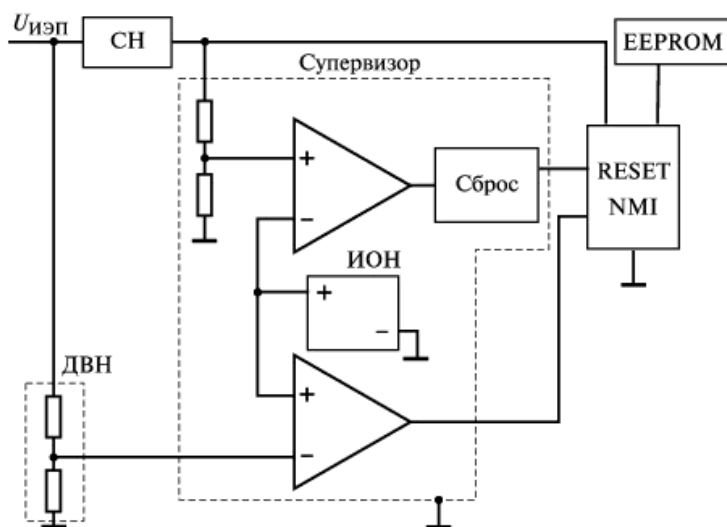


Рис. 1.70. Структурная схема супервизора с измерением напряжений двух и более каналов

Некоторые супервизоры могут работать с кнопкой ручного сброса. Если процессор блокируется по какой-либо причине, ручной сброс позволяет пользователю осуществлять новый запуск, не выключая системное электропитание.

Сторожевой таймер. Сбои могут возникнуть не только из-за колебания напряжения в сети, а также из-за неправильной синхронизации, некачественной программы, отказа и сбоя периферийных устройств. Все это может вызывать так называемое зависание процессора. Сброс «зависшего» процессора может осуществить супервизор, содержащий сторожевой таймер. Процессор должен периодически подавать сигнал на супервизор. В случае «зависания» процессора, он не подает этого сигнала в течение определенного времени и супервизор производит сброс (рис. 1.71). Задержка подачи сигнала может составлять от 1 мс до 1 мин. Выход сторожевого таймера может быть подключен также ко входу NMI, что позволяет вызвать подпрограмму восстановления нормальной работы системы без сброса процес-

сора. Необходимо отметить, что многие процессоры имеют встроенный сторожевой таймер. Однако нужно учитывать, что в этом случае используется единое электропитание и все последствия сбоя его распространяются также на внутренний сторожевой таймер. Таким образом, для получения наиболее устойчивых систем необходима независимая сторожевая схема.

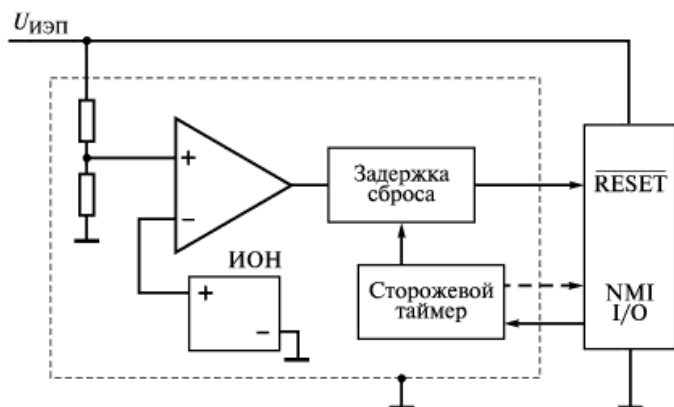


Рис. 1.71. Структурная схема сброса зависшего процессора на базе сторожевого таймера

В современных устройствах ЭА на одной печатной плате, как правило, могут размещаться несколько микросхем с различными напряжениями электропитания, например 2,5; 3,3; 5,0; 6,0; $\pm 12,0$ В. При этом напряжение электропитания может быть получено как путем преобразования при помощи DC/DC-конверторов, так и при помощи линейных стабилизаторов LDO. Возможно также подключение через полевые транзисторы (MOSFET) для формирования независимых цепей электропитания при включении с определенной временной задержкой.

Рассмотрим выполнение указанных функций на примере одной из микросхем, например типа ispPAC-POWR28. На рис. 172 показана архитектура микросхемы, аналоговые входы которой VMON-VMON12 используются для контроля уровней напряжения в различных точках схемы. С каждого входа сигнал попадает на компаратор с программируемым уровнем сравнения. Затем 12 сигналов от компараторов подаются в блок управления, построенный на основе программируемой логики. Для внешнего контроля 8 из 12 сигналов передаются на контакты COMP1—COMP8.

Напряжение сравнения компараторов меняется по программе в диапазоне (1...5,75) В и может принимать 192 значения. Для более надежного срабатывания при близких уровнях сигналов на входе компаратора введено напряжение сравнения, изменяющееся по гистерезису в диапазоне примерно 0,3%.

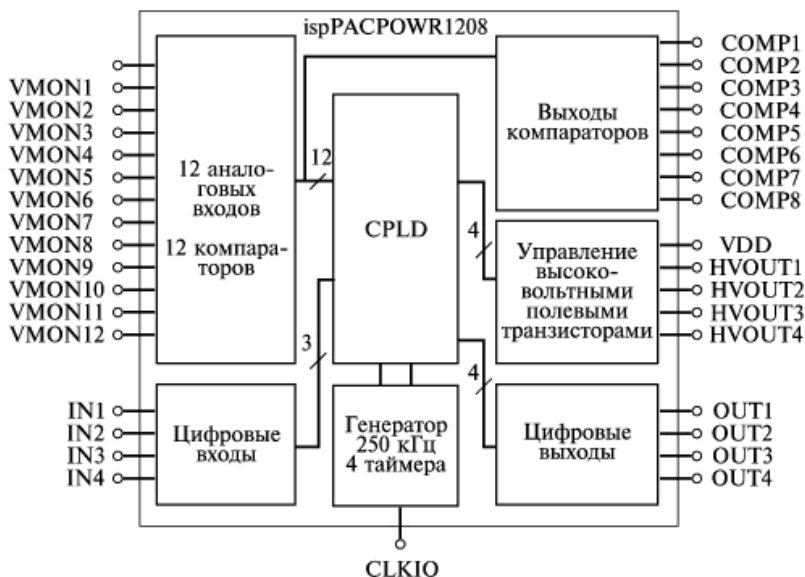


Рис. 1.72. Структурная схема микросхемы с аналоговыми входами, контролирующими уровень напряжения в различных точках

Сигналы от компараторов и четырех цифровых входов IN1—IN4 подаются в блок программируемой логики CPLD с 16 ячейками. Если сигналы принимают запрещенные значения, то в данном блоке вырабатываются сигналы управления. Четыре выхода OUT1—OUT4, построенные по схеме с открытым стоком, могут быть использованы для передачи контрольных сигналов на внешние схемы.

Контрольные вопросы

1. Назовите основные классификационные характеристики ИЭП.
2. Чем отличается параметрический способ стабилизации от компенсационного?
3. Каково назначение трансформатора в составе ИЭП?
4. Назовите преимущества и недостатки ИЭП непрерывного и импульсного действия.

5. Какие способы модуляции используют при регулировании выходного напряжения ИЭП?

6. Какие величины используются в качестве параметров одно- тактной и двухтактной ШИМ?

7. Приведите классификацию разновидностей ШИМ.

8. Какую величину используют в качестве параметра модуляции при ИШИМ?

9. Приведите диаграмму формирования импульсов при ИШИМ и синусоидальных сигналах сравнения.

10. Какие способы занесения сигнала управления используют при ИШИМ?

11. Назовите виды систем электропитания и их особенности.

12. Какие способы резервирования используют в системах электропитания?

13. Какими основными параметрами характеризуют ИЭП ЭА?

14. Чем определяется выбор показателей надежности ИЭП?

15. Назовите разновидности условий эксплуатации ИЭП в составе ЭА.

16. Перечислите основные требования к системам автономного электроснабжения.

17. Какие типы двигателей используют в системах автономного электроснабжения ЭА?

18. В чем состоит особенность буферного режима работы аккумулятора в составе систем автономного электроснабжения?

19. Чем отличаются структурные схемы ИЭП при электроснабжении от систем постоянного или переменного тока?

20. В каких случаях используют системы автономного электроснабжения с отбором мощности?

21. Перечислите типы аккумуляторов.

25. Что понимают под электромагнитной совместимостью ИЭП?

22. От каких показателей качества электроэнергии на входе ИЭП непосредственно зависят его параметры?

23. Какие параметры ИЭП определяют его электромагнитную совместимость с ЭА?

24. Приведите определение неустойчивости выходного напряжения ИЭП.

25. В чем заключается различие среднеквадратического значения от размаха пульсирующего напряжения?

26. Изобразите схему измерения размаха пульсирующего напряжения на выходе

27. Назовите причины электромагнитных помех, создаваемых выпрямителями. ИЭП.

28. Каким образом зависит искажение формы синусоидального напряжения от соотношения мощностей системы автономного электроснабжения и системы электропитания?

29. Какие схемные решения используют для снижения электромагнитных помех при работе выпрямителя?

30. Какие компоненты являются основными источниками электромагнитных помех в преобразователях напряжения?

31. Чем определяются низкочастотные и высокочастотные части спектра электромагнитных помех, создаваемых преобразователем напряжения?

32. Изобразите последовательность импульсов выходного напряжения преобразователя напряжения при коэффициентах заполнения 0,5 и 1.

33. Какой основной способ используют для уменьшения максимального значения ударных колебаний в схеме преобразователя напряжения?

34. Какой режим работы инвертора оказывает наибольшее влияние на формирование субгармонической части спектра пульсаций его выходного напряжения?

35. Чем определяется формирование высокочастотной части спектра помех преобразователя напряжения?

36. Чем определяется формирование низкочастотной части спектра помех преобразователя напряжения?

37. Какие параметры качества электроэнергии на выходе агрегата бесперебойного электроснабжения регламентируют согласование его с нагрузкой?

38. Чем отличаются агрегаты бесперебойного электроснабжения класса off-line от класса on-line?

39. Приведите структурную схему агрегата бесперебойного электроснабжения с двумя входными сетями переменного тока.

40. Приведите структурную схему агрегата бесперебойного электроснабжения с регулирующим вольтодобавочным устройством.

41. Как зависит время работы агрегата бесперебойного электроснабжения от загрузки при пропадании сетевого напряжения?

42. От чего зависит скорость переключения МДП-транзисторов?

43. Какую емкость называют емкостью Миллера?

44. Каким образом емкость Миллера влияет на процесс переключения полевых транзисторов?

45. Какими факторами определяются динамические потери МДП-транзистора?

46. Какими свойствами должна обладать идеальная схема управления МДП транзисторами?

47. Назовите основные отличия МДП-транзисторов от БТИЗ.
48. При каких условиях необходима гальваническая развязка между схемой управления и цепью затвора МДП-транзистора?
49. В чем заключается функциональное назначение драйвера?
50. Чем различаются между собой электромагнитная, выходная и габаритная мощности трансформатора?
51. Какими параметрами определяются потери мощности в трансформаторе?
52. От каких параметров зависит ток холостого хода трансформатора?
53. Как определяются коэффициент мощности и КПД трансформатора?
54. Какой обобщенный параметр характеризует тепловые свойства трансформатора?
55. Перечислите критерии проектирования трансформаторов.
56. Назовите основные конструктивные элементы трансформатора.
57. Перечислите типы магнитопроводов.
58. Назовите варианты взаимного расположения обмоток трансформатора.
59. Как классифицируется изоляция трансформатора в зависимости от ее назначения?
60. Какие материалы для изготовления магнитопроводов вы знаете?
61. Каким требованиям должен удовлетворять магнитный материал для магнитопровода трансформатора электропитания?
62. Назовите основные проводниковые материалы для обмоток трансформаторов.
63. Перечислите теплостойкие (свыше 200 °С) электроизоляционные материалы.
64. Назовите исходные величины для расчета трансформатора.
65. Какие параметры должны быть определены в результате расчета трансформатора?
66. Что такое эквивалентная схема трансформатора?
67. Перечислите возможные пути улучшения массогабаритных характеристик трансформатора.
68. Чем отличается дроссель переменного тока от дросселя фильтра выпрямителя?
69. Назовите основные электрические параметры дросселя фильтра выпрямителя.
70. Какие типы дросселей, выпускаемые отечественной промышленностью, вы знаете?

Раздел 2

СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

2.1. Выпрямители

В состав выпрямителей в большинстве случаев входят трансформатор, один или несколько диодов и сглаживающий фильтр. Выпрямители характеризуются следующими параметрами: значением входного напряжения и его отклонением, частотой входного тока и ее отклонением; полной мощностью, потребляемой от входной сети; значением выходного напряжения; коэффициентом пульсации выходного напряжения; значением выходного тока и его отклонением от номинального; КПД.

Коэффициент пульсации выпрямителя принято определять в виде отношения двойной амплитуды переменной составляющей к постоянной составляющей выходного напряжения. Двойная амплитуда измеряется как сумма положительной и отрицательной полу- волн переменной составляющей выпрямленного напряжения.

Из большого количества схемных решений выпрямителей рассмотрим лишь наиболее часто применяемые в источниках электропитания (рис. 2.1). Однополупериодная схема выпрямителя (рис. 2.1, *а*) используется обычно при выходной мощности до 10 Вт и в тех случаях, когда допускается сравнительно высокий коэффициент пульсации. Достоинство этой схемы – минимальное число диодов; недостаток – низкая частота пульсации, равная частоте входного тока. Магнитопровод трансформатора в этой схеме подмагничивается постоянным током.

Двухполупериодная схема с выводом средней точки (рис. 2.1, *б*) применяется обычно для получения 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 недостат-

кам следует отнести усложнение конструкции трансформатора из-за вывода средней точки вторичной обмотки трансформатора и повышенное обратное напряжение на диодах.

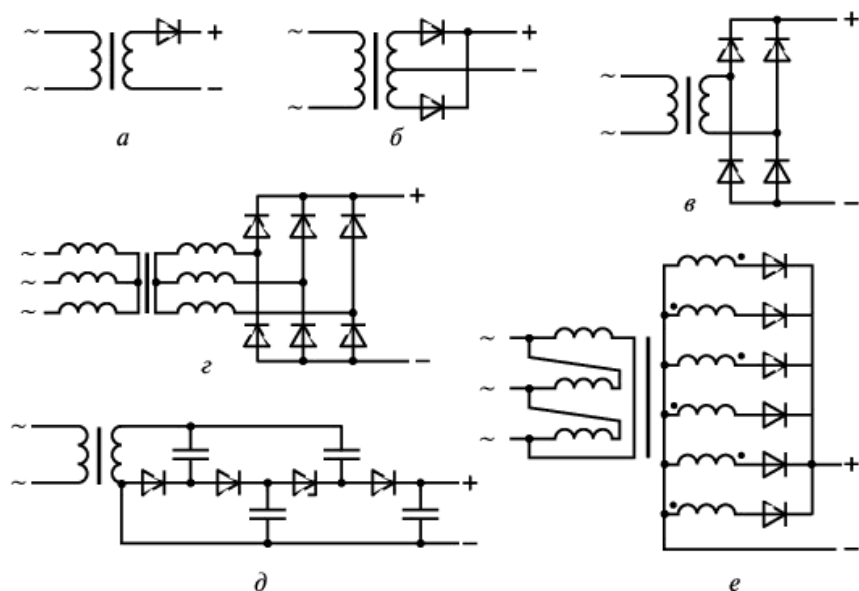


Рис. 2.1. Электрические схемы диодных выпрямителей:

а – однополупериодная; *б* – двухполупериодная с выводом средней точки; *в* – мостовая однофазная; *г* – мостовая трехфазная; *д* – с диодно-конденсаторными умножителями напряжения; *е* – шестифазная одноктактная

Мостовая однофазная схема (рис. 2.1, *в*) используется в широком диапазоне выходных мощностей (обычно более 300 Вт). Достоинство схемы – повышенная частота пульсации, низкое обратное напряжение на диодах, возможность работы без трансформатора; недостаток – повышенное падение напряжения на диодах и необходимость применения изолирующих прокладок при установке диодов на один радиатор.

Мостовая трехфазная схема (рис. 2.1, *г*) обладает высоким коэффициентом использования мощности трансформатора, малым значением обратного напряжения на диоде, повышенной частотой пульсации выпрямленного напряжения. Эта схема применяется в широком диапазоне выходных мощностей и выпрямленных напряжений. Соединение вторичной обмотки трансформатора звездой позволяет избежать появления уравнивающих токов при асимметрии фазных напряжений. Возможно использование схемы без трансформатора.

В устройствах высокого напряжения применяются схемы выпрямителей, приведенные на рис. 2.1, *а–г*, а также схемы с диодно-

конденсаторными умножителями напряжения, представленные на рис. 2.1, *д*. Трансформатор в таких схемах 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 ИЭП.

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.

Функционирование диодного выпрямителя в существенной мере определяется характером его нагрузки. Так, при различных видах нагрузки имеет место различная форма тока. Чисто активная нагрузка встречается редко и для нее наличие фильтра на выходе ИЭП необязательно. Примером может служить нагреватель электровакуумного прибора. Как правило, 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 могут быть технологическое оборудование, электромагнитные механизмы, электродвигатели системы охлаждения и др.

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

В *двухполупериодной 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 $i_{2\text{общ}}$ отсутствует постоянная составляющая (см. рис. 2.2, д), поэтому ток i_1 первичной обмотки совпадает по форме с током $i_{\text{общ}}$, 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 равно

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

где I_d – действующее значение тока через диод.

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

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

Здесь U_2 – напряжение на вторичной полуобмотке трансформатора; $P_{\text{вых}}$ – выходная мощность выпрямителя.

Отсюда следует, 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 $U_{\text{вых}}$ 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 $i_{2\text{общ}}$ имеет форму меандра (рис. 2.3, д). По форме ток первичной обмотки i_1 совпадает с током $i_{2\text{общ}}$, а по значению отличается от него в n раз (рис. 2.3, е). Действующее значение тока первичной обмотки

$$I_1 = n\sqrt{2}I_d = nI_{\text{вых}},$$

где $I_{\text{вых}}$ – выходной ток (ток в нагрузке) выпрямителя.

Габаритная мощность трансформатора

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

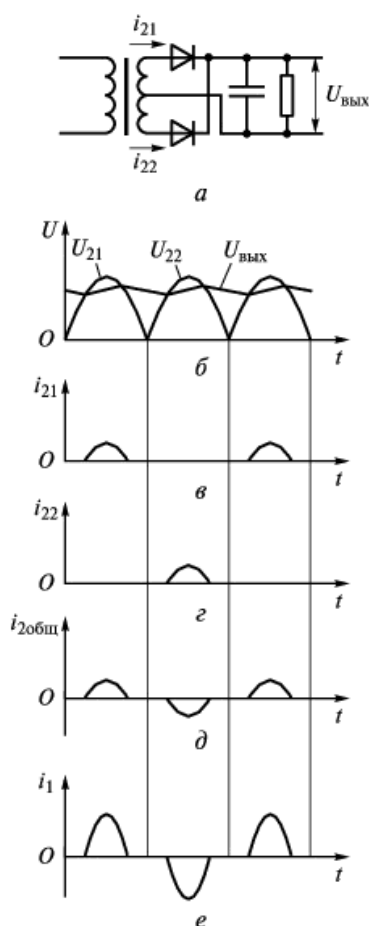


Рис. 2.2. Схема выпрямителя с выводом средней точки при подключении на активно-емкостную нагрузку (а) и диаграммы его работы (б–е)

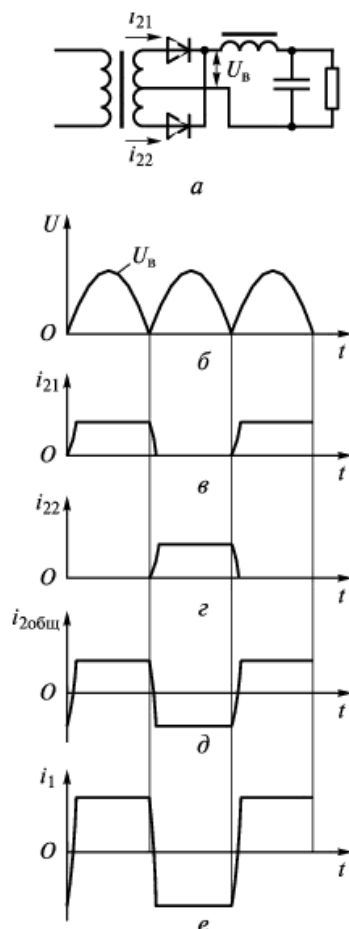


Рис. 2.3. Схема выпрямителя с выводом средней точки при подключении на индуктивно-емкостную нагрузку (а) и диаграммы его работы (б–е)

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, приведенным на рис. 2.2 и 2.3, следует отнести необходимость выполнения вторичных обмоток трансформатора-

ра симметричными. При асимметрии обмоток в выпрямленном напряжении возникает составляющая пульсации с частотой выпрямляемой сети.

Однофазная мостовая схема с активно-емкостной нагрузкой и диаграммы ее работы приведены на рис. 2.4, *а–е*. 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 $i_{2общ}$, а его значение отличается от значения тока i_2 коэффициентом трансформации n :

$$i_1 = n i_{2общ}.$$

Действующее значение тока I_1 первичной обмотки равно произведению действующего значения тока I_2 вторичной обмотки на коэффициент трансформации.

На рис. 2.4, *е* показан ток i_1 первичной обмотки с учетом тока холостого 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 выражению

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

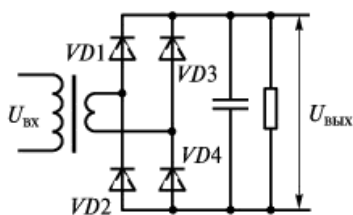
где θ – угол отсечки диода (см. рис. 2.4, *б*).

Коэффициент использования вторичной обмотки трансформатора по току

$$k_I = I_2 / I_{вых} = 0,707.$$

Габаритная мощность трансформатора в рассматриваемой схеме

$$P_{габ} = I_2 U_2 = 1,66 P_{вых}.$$



a

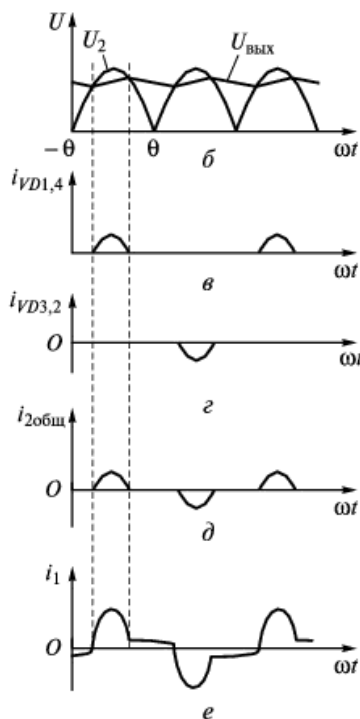
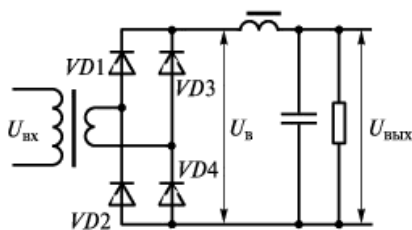


Рис. 2.4. Однофазная мостовая схема выпрямителя при подключении на активно-емкостную нагрузку (*a*) и диаграммы его работы (*б–е*)



a

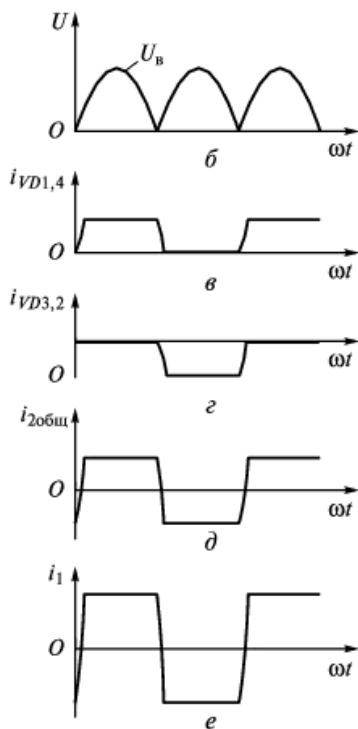


Рис. 2.5. Однофазная мостовая схема выпрямителя при подключении на индуктивно-емкостную нагрузку (*a*) и диаграммы его работы (*б–е*)

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

$$U_{обр\ max} = U_{2\ max} = 1,33U_{вых}.$$

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 – на рис. 2.5, *б–е*. Ток вторичной обмотки (рис. 2.5, *д*) является разностью токов двух групп диодов. Его действующее значение

$$I_2 = \sqrt{2} I_{VD} = I_{\text{вых}}.$$

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

$$i_1 = n i_{2\text{обц}}; \quad I_1 = n I_{\text{вых}}.$$

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

$$P_{\text{габ}} = I_2 U_2 = 1,11 P_{\text{вых}}.$$

Отсюда коэффициент использования трансформатора $k_{\text{тр}}$

$$k_{\text{тр}} = P_{\text{габ}} / P_{\text{вых}} = 1,11,$$

что является хорошим показателем и важным достоинством схемы. Обратное напряжение на каждом диоде

$$U_{\text{обр max}} = 1,57 U_{\text{вых}},$$

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

$$r = r_{\text{тр}} + 2r_{VD},$$

где $r_{\text{тр}}$ – 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 2.1. Выполнить расчет выпрямителя.

Исходные данные: входное напряжение 220 В однофазного тока частоты 50 Гц; выходное напряжение 24 В постоянного тока 1,6 А; емкость нагрузки $C = 330$ мкФ; коэффициент пульсации выходного напряжения $k_{\text{ц}}$ не более 0,05.

Расчет выпрямителя

1. Сопротивление нагрузки

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

2. Выходная мощность

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

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 $k_{\text{ц}} < 0,12$ не превышает 10 %:

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

Поскольку заданная в схеме емкость 330 мкФ меньше минимально необходимой для ограничения пульсации, то следует 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:

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

Выбираем диод типа 2Д202В, который обладает следующими характеристиками: прямой ток до 1,25 А при $T = +65^\circ\text{C}$ без теплоотвода; обратное напряжение до 100 В; порог выпрямления $U_{\text{пор}} = 0,4$ В; прямое падение напряжения $U_{\text{пр}} = 0,55$ 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 выпрямляемого тока 50 Гц.

Сопротивление диода

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

6. Определяем ориентировочные значения индуктивности рассеяния $L_{\text{с}}$ и активного сопротивления трансформатора $r_{\text{тр}}$, приведенные к вторичной обмотке, а также выбираем активное сопротивление обмотки дросселя.

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

$$L_s = 5 \cdot 10^{-3} \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}} f B_m} \sqrt{\frac{U_{\text{вых}} I_{\text{вых}}}{f B_m}} = 3,5 \frac{24}{1,6 \cdot 50 \cdot 1} \sqrt{\frac{24 \cdot 1,6}{50 \cdot 0,9}} = 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$\tau_{\text{тр}} = 3,5 \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}} f B_m} \sqrt{\frac{f B_m}{U_{\text{вых}} I_{\text{вых}}}} = \frac{3,5 \cdot 24}{1,6 \cdot 50 \cdot 0,9} \sqrt{\frac{50 \cdot 0,9}{24 \cdot 1,6}} = 1,21 \text{ Ом}.$$

Активное сопротивление обмотки дросселя принимаем равным 3,6 Ом.

7. Определяем выходное сопротивление выпрямителя и напряжение $U_{\text{х.х}}$ холостого хода:

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

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

8. Определяем напряжение на вторичной обмотке трансформатора:

$$U_2 = U_{\text{х.х}} \xi,$$

где ξ – 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.

В рассматриваемом случае $m = 2$, поэтому

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

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

$$L_{\text{кр}} = R_n \chi(m) / (2\pi f).$$

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

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

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

$$L = v(m) / [(2\pi f)^2 C k_n].$$

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

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

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:

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

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

$$I_1 = n I_2 = U_2 I_2 / U_1 = 36,74 \cdot 1,6 / 220 = 0,267 \text{ А.}$$

15. Определяем габаритную мощность трансформатора

$$P_{габ} = U_2 I_2 = 36,74 \cdot 1,6 = 58,78 \text{ В} \cdot \text{А.}$$

16. Определяем выходное напряжение при холостом ходе:

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

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

17. Коэффициент снижения пульсации фильтром

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

18. Коэффициент пульсации выходного напряжения на частоте первой гармоники достаточно близок к заданному значению 0,05:

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

При прямоугольной форме входного напряжения, которое имеет место в выходных каскадах ИЭП на базе инверторов, существенное влияние имеют инерционные свойства диодов, особенно при повышенной частоте преобразования инверторов (десятки кГц). В момент коммутации напряжения диоды становятся проводящими в обоих направлениях в течение части рабочего полупериода. Такое явление не имеет места при входном напряжении синусоидальной формы.

На рис. 2.6 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 вре-

мени t_3 . В этом интервале времени к диоду приложено максимальное значение входного напряжения. В процессе увеличения тока через диод до значения тока 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 P_{VD} (рис. 2.6, ∂).

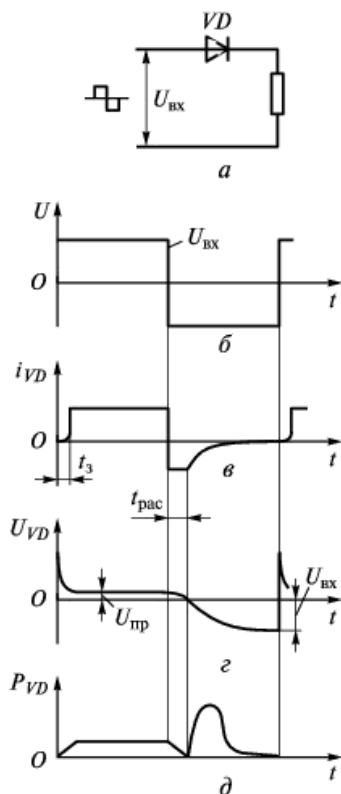


Рис. 2.6. Схема однополупериодного выпрямителя (а) и диаграммы его работы при входном напряжении прямоугольной формы (б–д)

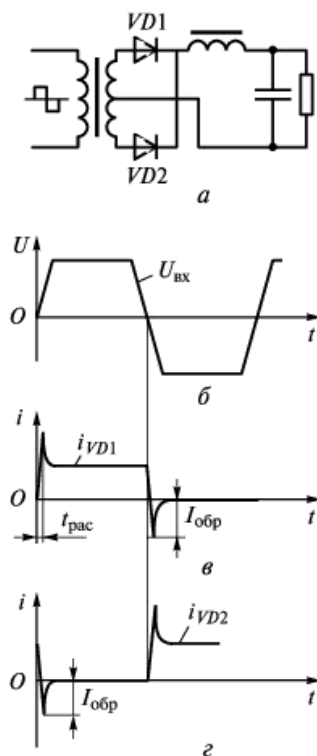


Рис. 2.7. Схема двухпериодного выпрямителя (а) и диаграммы его работы при входном напряжении прямоугольной формы (б–г)

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 в выпрямителе и, следовательно, снижению его КПД.

Рассмотрим работу двухполупериодного выпрямителя на активно-индуктивную нагрузку при прямоугольной форме входного напряжения (рис. 2.7). В этой схеме ток открытого диода изменяется незначительно в течение полупериода. После смены полярности входного напряжения закрывающийся диод вследствие инерционности, определяемой временем рекомбинации неосновных носителей, остается в течение некоторого времени в открытом состоянии, что вызывает прохождение 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 пульсации 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. Транзисторные выпрямители

Коэффициент полезного действия низковольтного ИЭП в существенной степени определяется падением напряжения на выпрямителе. Поскольку большинство микросхем в ЭА рассчитано на электропитание от источников с выходными напряжениями до 10 В (в основном 5 В), то потери напряжения в выпрямителе становятся соизмеримыми с выходным напряжением самого ИЭП, в результате чего КПД последнего значительно снижается.

Диоды, на которых традиционно строятся выпрямители, имеют большое прямое падение напряжения $U_{пр}$, приближающееся к 1 В. Диоды с тонкой базой имеют потери на уровне 0,7 В. Диоды с барьером Шоттки отличаются сравнительно небольшим прямым падением напряжения 0,5...0,6 В, что, однако, не решает задачу создания выпрямителя с высоким КПД.

При низких уровнях напряжения и относительно низкой частоте выпрямляемого тока основная часть потерь в диодах определяется значением прямого тока через диод, поэтому для уменьшения потерь используют одноктные схемы выпрямления. В этом случае КПД выпрямителя определяется из соотношения

$$\eta = U_d / (U_d + U_{VD}),$$

где U_d – выпрямленное напряжение; U_{VD} – падение напряжения на диоде при прохождении прямого тока.

На рис. 2.8 приведена зависимость КПД одноктного низковольтного диодного выпрямителя от выпрямленного напряжения (кривая 1). Коэффициент полезного действия такого выпрямителя составляет 0,7 при $U_{\text{вых}} = 2,5$ В и 0,84 при $U_{\text{вых}} = 5$ В. Такой низкий КПД приводит к интенсивному нагреву диодов.

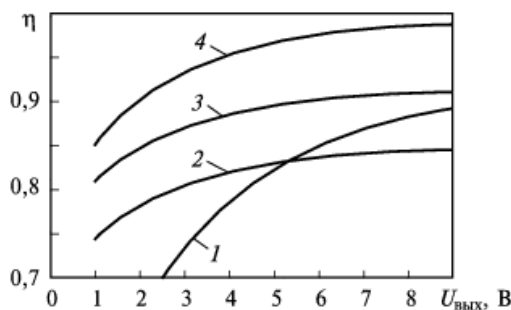


Рис. 2.8. Зависимость КПД одноктного низковольтного выпрямителя от выпрямленного напряжения:

1 – диодного; 2, 3, 4 – транзисторного

Увеличения КПД можно добиться построением выпрямителей на полупроводниковых транзисторах различного типа. При построении *синхронных выпрямителей на биполярных транзисторах* к последним предъявляются следующие основные требования:

- при большом значении напряжения $U_{\text{БЭmax}}$ транзистор должен иметь высокий коэффициент передачи по току в прямом включении при низких рабочих напряжениях;
- транзистор должен пропускать возможно большой ток при минимальном падении напряжения между эмиттером и коллектором (этому условию лучше всего удовлетворяют так называемые *симметричные транзисторы* с равными площадями эмиттера и кол-

лктора), при этом транзистор должен обладать хорошими частотными свойствами.

По способу управления схемы синхронных выпрямителей можно разделить на две группы: схемы с управлением по цепи база–эмиттер и схемы с управлением по цепи база–коллектор. Кроме того, по способу включения транзисторов различают схемы прямого и инверсного включения. Синхронные выпрямители, как и обычные диодные, бывают *однотактные* и *двухтактные*, причем наиболее экономичной схемой является однотактная. Различаются синхронные выпрямители также типом проводимости применяемых транзисторов.

При выпрямлении напряжений до 10...12 В эффективны схемы синхронного выпрямления с управлением по цепи база–эмиттер, приведенные на рис. 2.9 и 2.10. Коэффициент полезного действия этих схем достигает 0,98–0,96 против 0,83 при двойном выпрямлении, т. е. потери могут быть снижены в 5–9 раз, что позволяет существенно снизить массу и объем охлаждающих устройств выпрямителя.

Каждый трансформатор, представленный на схемах рис. 2.9, содержит по две пары полуобмоток. Токи базовых цепей создаются полуобмотками $w1$ и $w1^*$, токи силовых цепей – полуобмотками $w2$ и $w2^*$. Начало каждой полуобмотки обозначено точкой.

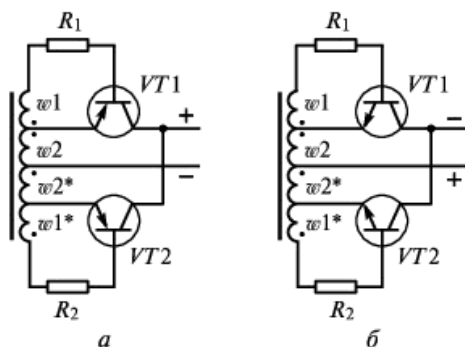


Рис. 2.9. схемы транзисторного выпрямителя с управлением по цепи база–эмиттер:

а – на *n-p-n*-транзисторах; *б* – на *p-n-p*-транзисторах

Коэффициент полезного действия схем транзисторных выпрямителей, приведенных на рис. 2.9, можно определить по выражению

$$\eta = UI_d / (U_d I_d + 2U_d I_B + I_d U_{KЭнас}),$$

где $U_{KЭнас}$ – напряжение насыщения коллектор–эмиттер; I_d – выпрямленный ток.

Этому выражению соответствует кривая 2 на рис. 2.8. Сравнение значений КПД различных схем синхронного выпрямления при значениях напряжения $U_d = 0...4,5$ В показывает, что схемы, приведенные на рис. 2.9, более эффективны по сравнению с диодными схемами (кривая 1 на рис. 2.8).

Представленные на рис. 2.10 схемы транзисторных выпрямителей с управлением по цепи база–эмиттер отличаются простотой и отсутствием дополнительных обмоток трансформатора. Коэффициент полезного действия для этих схем рассчитывается по выражению

$$\eta = U_d I_d / (U_d I_d + U_{КЭ \text{ нас}} I_d).$$

Этому выражению соответствует кривая 3 на рис. 2.8, сравнение которой с кривыми 1 и 2 на том же рисунке показывает, что при выпрямленных напряжениях от 0 до 9 В схемы, приведенные на рис. 2.10, более экономичны по сравнению с диодными выпрямителями и со схемами синхронного выпрямления, приведенными на рис. 2.9.

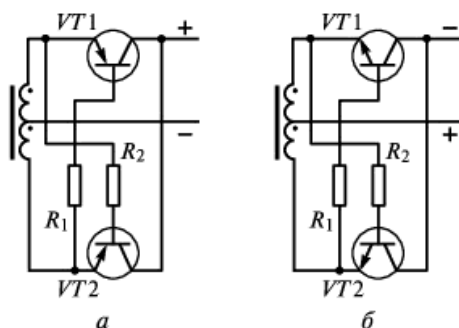


Рис. 2.10. Схемы транзисторных выпрямителей с управлением по цепи база–эмиттер без дополнительных обмоток трансформатора:

a – на *p-n-p*-транзисторах; *б* – на *n-p-n*-транзисторах

В схемах транзисторных синхронных выпрямителей с управлением по цепи база–коллектор (рис. 2.11) потери в цепях управления могут быть сведены к минимуму благодаря тщательному подбору числа витков обмоток управления. Тогда можно исключить резисторы из цепей баз транзисторов. Коэффициент полезного действия этих схем рассчитывается по выражению

$$\eta = U_d I_d / (U_d I_d + U_{КЭ \text{ нас}} I_d + U_{БЭ \text{ нас}} I_B).$$

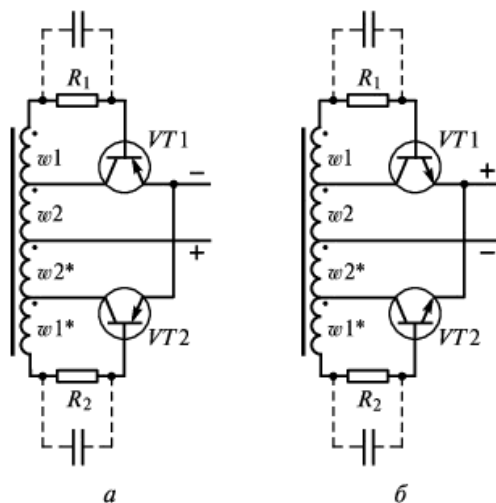


Рис. 2.11. Схемы транзисторных выпрямителей с управлением по цепи база–коллектор:
а – на *р–н–р*-транзисторах; *б* – на *н–р–п*-транзисторах

Этому выражению соответствует кривая 4, приведенная на рис. 2.8. При снижении нагрузки на транзисторы КПД схем может быть повышен.

При построении *транзисторного синхронного выпрямителя на полевых транзисторах* к транзисторам предъявляются следующие требования:

- сток и исток транзисторов должны быть взаимозаменяемыми, т. е. при подаче на затвор относительно стока отпирающего потенциала транзистор должен отпираться в обратном направлении так же хорошо, как и в прямом;
- при коротком замыкании затвора с истоком, т. е. при нулевом потенциале на затворе или при подаче на затвор запирающего потенциала транзистор должен быть полностью заперт; в этом состоянии транзистор должен выдерживать обратное напряжение, приложенное к нему в схеме выпрямителя;
- при подаче на затвор отпирающего или запирающего потенциала цепь затвора должна потреблять возможно минимальный ток; этому требованию наиболее полно удовлетворяет полевой транзистор с изолированным затвором;
- сопротивление транзистора в открытом состоянии должно быть возможно малым;
- транзистор должен обладать высоким быстродействием.

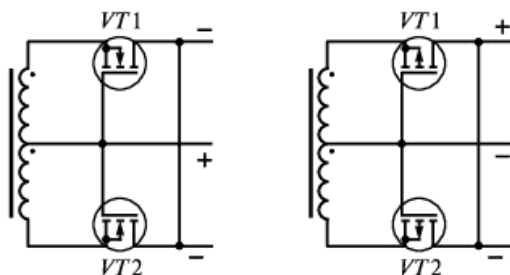


Рис. 2.12. Схемы выпрямителей на полевых транзисторах с управлением по цепи затвор–исток:

а – транзисторы с *n*-каналом; *б* – транзисторы с *p*-каналом

Синхронные выпрямители с полевыми транзисторами различаются управлением по цепи затвор–исток или по цепи затвор–сток. Кроме того, они различаются по способу включения транзисторов: выпрямители с прямым и инверсным включением транзисторов. Схемы синхронных выпрямителей различаются также по полярности применяемых транзисторов (с *p*- или *n*-каналом). Наиболее простыми являются транзисторные выпрямители с управлением по цепи затвор–исток. Если напряжения основных обмоток соответ-

ствуют требуемому потенциалу затвора, то можно использовать упрощенные схемы, приведенные на рис. 2.12. Как и в случае применения биполярных транзисторов, выпрямители на полевых транзисторах, построенные по мостовой схеме со средней точкой (рис. 2.13), обеспечивают наилучшее использование выходного трансформатора, в результате размеры компонентов схемы минимальны, в особенности когда оба выпрямителя (положительный и отрицательный) нагружены одинаково. Коэффициент полезного действия приведенных схем рассчитывается по выражению:

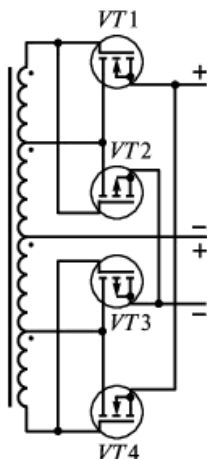


Рис. 2.13. Схема выпрямителя с трансформатором со средней точкой на полевых транзисторах с *n*-каналом (*VT1*, *VT4*) и с *p*-каналом (*VT2*, *VT3*)

$$\eta = U_d / (U_d + U_{\text{СИ нас}}).$$

Следует отметить, что схемы синхронных выпрямителей на полевых транзисторах более экономичны, чем диодные и схемы на биполярных транзисторах.

Область применения синхронных выпрямителей с полевыми транзисторами охватывает

весьма широкий диапазон частот: от низких (50 Гц) до высоких (1 МГц и выше), причем преимущества полевых транзисторов особенно заметны на высоких частотах.

В качестве примера рассмотрим схему синхронного выпрямителя на полевых транзисторах с управлением по цепи затвор–исток, приведенную на рис. 2.14. Выпрямитель имеет следующие параметры: входное напряжение 15...17 В переменного тока частоты 200 кГц; выходное напряжение 1 В постоянного тока 0,2 А; на обмотках w_3 и w_4 одинаковые напряжения 1,2 В. Транзисторы $VT1$ и $VT2$ типа 2П904А. Трансформатор $TV1$ выполнен на кольцевом магнитопроводе $K10 \times 6 \times 3$ из феррита марки М1000НМ3. Обмотки наматываются на магнитопровод попарно: $w_1 = w_2 = 14$ витков провода диаметром 0,355 мм, $W_5 = W_6 = 35$ витков провода диаметром 0,16 мм. Для намотки обмоток w_3 и w_4 берутся 14 проводов диаметром 0,355 мм и из них выполняются 2 витка.

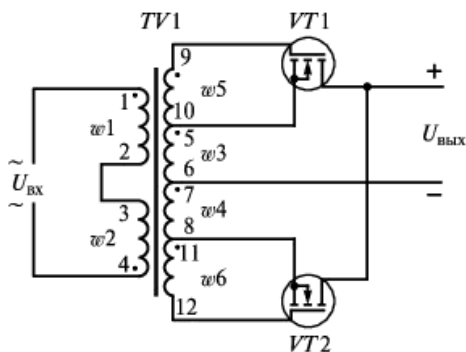


Рис. 2.14. Схема синхронного транзисторного выпрямителя с управлением по цепи затвор–исток

Сравнительные испытания схем с диодами и полевыми транзисторами выявили преимущество последних. Полевой транзистор, рассчитанный на ток 25 А и напряжение 60 В, имел сопротивление в прямом направлении от 35 до 40 мОм при напряжении затвора 10 В. Входная емкость транзистора составляла 6000 пФ. На вход схемы выпрямления подавалось напряжение в форме меандра при частоте тока 17,2 кГц. При выходном токе 4 А средняя мощность рассеяния для диодов составила 3,26 Вт, для транзисторов – 0,48 Вт. Коэффициенты полезного действия для выпрямителей с диодами и транзисторами равны 78 и 87 % соответственно.

2.3. Стабилизаторы напряжения постоянного тока непрерывного действия

В электронной аппаратуре широкое применение нашли стабилизаторы напряжения постоянного тока непрерывного действия двух видов: *параметрические* и *компенсационные*.

Параметрические стабилизаторы напряжения. Они применяются при малых выходных токах, изменяющихся в узких пределах. Работа этих стабилизаторов основана на использовании свойств элементов с нелинейной вольтамперной характеристикой. В качестве такого элемента наиболее часто используются *стабилитроны* – полупроводниковые приборы, действие которых основано на стабилизации напряжения в результате пробоя p – n -перехода. Вольтамперная характеристика стабилитрона приведена на рис. 2.15. Стабилизация напряжения осуществляется при работе стабилитрона на обратной ветви ВАХ, когда обратное напряжение определенного значения приводит к пробоя p – n -перехода. При прохождении тока пробоя рассеиваемая в стабилитроне мощность не должна превышать допустимую

$$P_{\text{ст.доп}} = \frac{T_{\text{пер max}} - T_{\text{о.с}}}{R_{\text{т}}},$$

где $T_{\text{пер max}}$ – максимально допустимая температура p – n -перехода стабилитрона; $T_{\text{о.с}}$ – температура окружающей среды; $R_{\text{т}}$ – тепловое сопротивление стабилитрона.

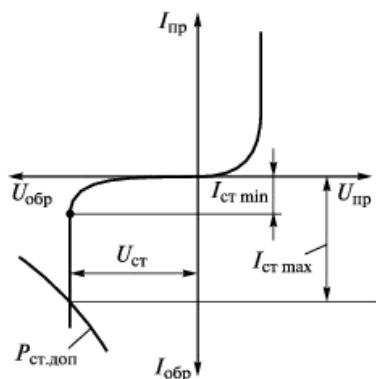


Рис. 2.15. Вольтамперная характеристика стабилитрона

Для ограничения тока пробоя обычно в схемах последовательно стабилитрону включают резистор (рис. 2.16).

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

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

Здесь $U_{ст}$ – напряжение стабилизации, равное напряжению пробоя $p-n$ -перехода.

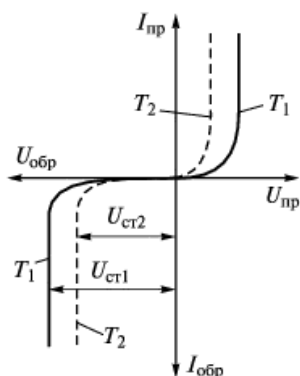


Рис. 2.17. Изменение ВАХ стабилитрона при изменении температуры перехода ($T_2 > T_1$)

абсолютный температурный коэффициент напряжения, $mV/^{\circ}C$, отрицателен:

$$\alpha_{абс} = \frac{U_{пр1} - U_{пр2}}{T_1 - T_2}.$$

Относительный ТКН, $\%/^{\circ}C$, равен

$$\alpha_{отн} = \frac{U_{пр1} - U_{пр2}}{U_{пр} (T_1 - T_2)} \cdot 100.$$

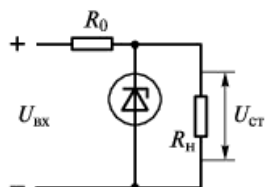


Рис. 2.16. Схема включения стабилитрона

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

Одной из основных характеристик стабилитрона является его *температурный коэффициент напряжения* (ТКН) $\alpha_n, \%/^{\circ}C$. На рис. 2.17 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 $U_{пр1}$ до $U_{пр2}$. В этом случае аб-

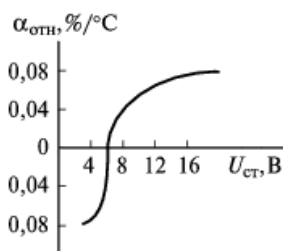


Рис. 2.18. Зависимость относительного ТКН от напряжения стабилизации

Характерная зависимость относительного ТКН от напряжения стабилизации приведена на рис. 2.18. 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 ТКН 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.

Другой важной характеристикой стабилитрона является *дифференциальное сопротивление*, Ом, которое можно определить из выражения

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

Для различных типов стабилитронов характер изменения дифференциального сопротивления от тока различен. На рис. 2.19 приведены зависимости дифференциального сопротивления от тока для некоторых типов стабилитронов при $T = -60^\circ \text{C}$.

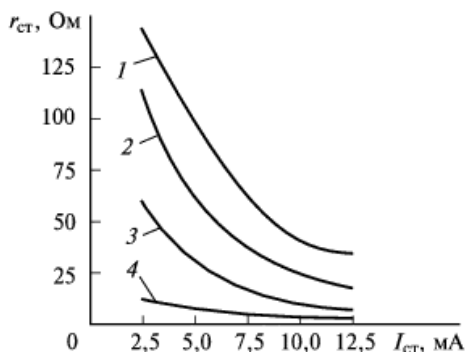


Рис. 2.19. Зависимости дифференциального сопротивления от тока для различных типов стабилитронов:

1 – 2C133A; 2 – 2C147A; 3 – 2C156A; 4 – 2C168A

Для компенсации влияния температуры окружающей среды на характеристики стабилитрона используются термочувствительные компоненты схем с отрицательным ТКН или дополнительные стабилитроны, включенные в проводящем направлении последовательно со стабилизирующими стабилитронами. На рис. 2.20, *а* приведена схема стабилизатора с термокомпенсацией при помощи термочувствительного резистора R_T , ТКН которого противоположен по знаку ТКН стабилитрона.

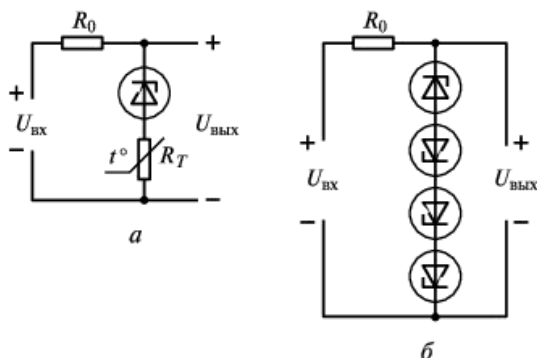


Рис. 2.20. Схемы параметрической стабилизации с термокомпенсацией:

а – с термочувствительным резистором; *б* – с одним стабилизирующим стабилитроном и тремя компенсирующими

На рис. 2.20, *б* представлена схема с одним стабилизирующим стабилитроном, включенным в обратном направлении, и тремя компенсирующими стабилитронами ($N=3$). Напряжение на выходе такой схемы

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} + \sum U_{\text{пр}},$$

где

$$U_{\text{ст}} = U_{\text{ст}} + \alpha_{\text{абс}}(T_1 - T_2); \quad \sum U_{\text{пр}} = N(U_{\text{пр1}} - U_{\text{пр2}}) - \alpha_{\text{абс}}(T_1 - T_2).$$

При термокомпенсации коэффициент стабилизации уменьшается в несколько раз. Его можно увеличить за счет повышения входного напряжения и сопротивления ограничительного резистора, что, однако, приводит к снижению КПД стабилизатора. Повышение коэффициента стабилизации без снижения КПД достигается использованием стабилизатора тока вместо ограничительного резистора (рис. 2.21, *а*). Благодаря уменьшению отклонений тока через стабилитрон стабилизация выходного напряжения повышается в 5–8 раз при изменении входного напряжения.

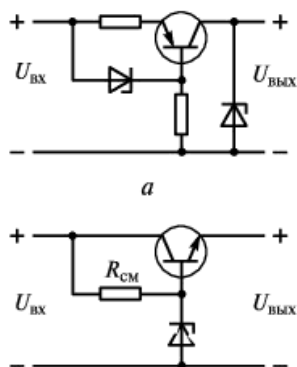


Рис. 2.21. Схемы параметрических стабилизаторов напряжения со стабилизацией входного тока (а) и с эмиттерным повторителем (б)

Если необходимо увеличить мощность параметрического стабилизатора, то используют схему с эмиттерным повторителем (рис. 2.21, б). Коэффициент стабилизации в этой схеме не увеличивается и определяется из выражения

$$k_{\text{CT}} = \frac{v U_{\text{ВЫХ}}}{(1 + v r_{\text{CT}} / R_{\text{O}}) U_{\text{ВХ}}},$$

где

$$v = 1 / \left(\frac{r_{\text{CT}} U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{CM}} U_{\text{CT}}} + \frac{r_{\text{CT}} + r_{\text{Б}} + r_{\text{Э}} h_{21\text{Э}}}{r_{\text{К}}} - \frac{r_{\text{CT}}}{R_{\text{CM}}} \right);$$

$r_{\text{Б}}$, $r_{\text{К}}$, $r_{\text{Э}}$ – сопротивления базы, коллектора и эмиттера соответственно; R_{CM} – резистор смещения; $h_{21\text{Э}}$ – коэффициент передачи тока транзистора.

Выходное напряжение определяется напряжением стабилитрона.

Пример 2.2. Рассчитать параметрический стабилизатор, выполненный по схеме, приведенной на рис. 2.16.

Исходные данные. Выходной ток $I_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{CT}} = 12,5 \text{ мА}$; выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{CT}} = 5 \text{ В}$; нестабильность входного напряжения

$$(U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВХ1}}) / U_{\text{ВХ}} = \pm 10 \%;$$

сопротивление нагрузки

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

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

2. Выбираем ориентировочное сопротивление резистора $R_{\text{O}} = 500 \text{ Ом}$ с учетом приемлемого КПД стабилизатора.

3. Определяем необходимое входное напряжение

$$U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{O}}(I_{\text{CT}} + I_{\text{ВЫХ}}) = 5 + 500(12,5 + 12,5) \cdot 10^{-3} = 17,5 \text{ В}.$$

4. Вычисляем коэффициент стабилизации

$$k_{\text{CT}} = \left(1 - \frac{I_{\text{ВХ}} R_{\text{O}}}{U_{\text{ВХ}}} \right) \frac{R_{\text{O}} + r_{\text{CT}}}{r_{\text{CT}}} = \left[1 - \frac{(12,5 + 12,5) \cdot 10^{-3} \cdot 500}{17,5} \right] \frac{500 + 25}{25} = 6.$$

5. Находим нестабильность выходного напряжения

$$\frac{U_{\text{ст}2} - U_{\text{ст}1}}{U_{\text{вых}}} = \frac{U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}1}}{k_{\text{ст}} U_{\text{вх}}} = \pm \frac{10}{k_{\text{ст}}} = \pm 1,67 \%$$

Компенсационные стабилизаторы. Компенсационные стабилизаторы являются устройствами 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. 2.22, а) или параллельно (рис. 2.22, б) нагрузке. Чаще всего применяются 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.

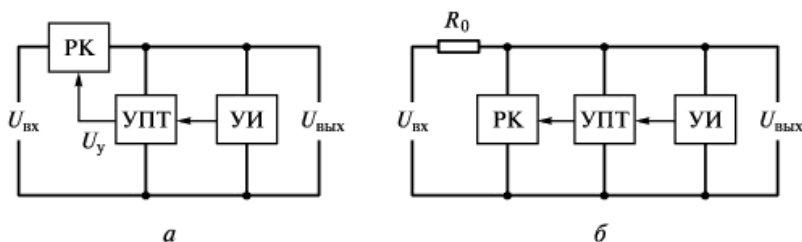


Рис. 2.22. Структурные схемы компенсационных стабилизаторов с последовательным (а) и параллельным (б) включением регулирующего компонента: РК – регулирующий компонент; УПТ – усилитель постоянного тока; УИ – устройство измерения

Некоторые виды нагрузок (например, операционные усилители) требуют двухполярного стабилизированного напряжения. На рис. 2.23 приведена схема с двухполярным выходом, в которой стабилизация напряжений $U_{\text{вых}1}$ и $U_{\text{вых}2}$ 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 сравнивает-

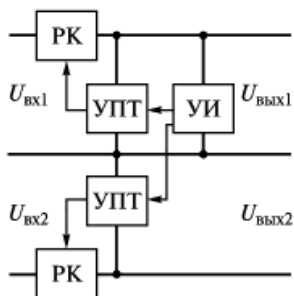


Рис. 2.23. Структурная схема стабилизатора напряжения с двухполярным выходом:

ПК – регулирующий компонент;
УПТ – усилитель постоянного тока; УИ – устройство измерения

ся 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 растет и приводит к увеличению сигнала обратной связи, сравниваемого с опорным напряжением.

В результате сравнения в УПТ вырабатывается сигнал управления, который обуславливает повышение 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 информацию о переменной составляющей выходного напряжения, поэтому регулирующий компонент снижает уровень пульсации на выходе стабилизатора. 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. 2.24 приведены схемы регулирующих компонентов, отличающиеся числом используемых транзисторов и их соединением. Минимальное падение напряжения $U_{p.k \min}$ в схеме, представленной на рис. 2.24, а, определяется зависимостью $U_{p.k \min} = U_{KЭ1 \text{ нас}} + U_{ЭБ2}$, где $U_{KЭ1 \text{ нас}}$ – напряжение коллектор–эмиттер транзистора VT1 в режиме насыщения; $U_{ЭБ2}$ – напряжение эмиттер–база транзистора VT2.

Для регулирующего элемента, приведенного на рис. 1.24, б, справедливо равенство $U_{p.k \min} = U_{KЭ1 \text{ нас}} + U_{ЭБ2} + U_{ЭБ3}$, где $U_{ЭБ3}$ – напряжение эмиттер–база транзистора VT3.

В схемах стабилизаторов, представленных на рис. 2.24, в, г, е, используется дополнительный источник напряжения $U_{\text{доп}}$, благодаря чему снижается минимальное падение напряжения. Для схемы на рис. 2.24, в имеем

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

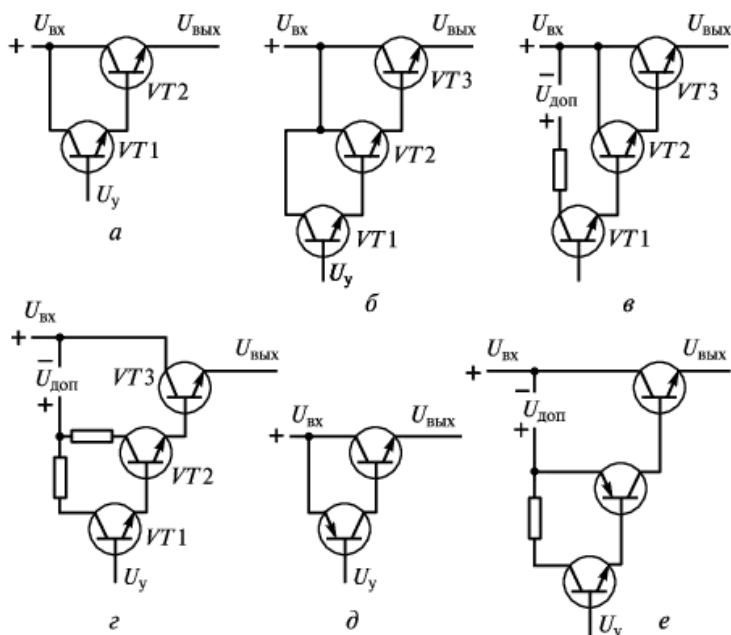


Рис. 2.24. Регулирующие компоненты на транзисторах: составные на двух транзисторах (а, д) и составные на трех транзисторах (б–з, е)

Для схемы, приведенной на рис. 2.24, з, $U_{p.k \min}$ определяется зависимостью

$$U_{p.k \min} = U_{KЭЗ \text{ нас.}}$$

В схеме регулирующего компонента с дополнительной симметрией и стабилизатором тока СТ (см. рис. 2.24, ж)

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

В данном случае уменьшение $U_{p.k \min}$ 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 снижает падение напряжения, минимальное значение которого

$$U_{p.k \min} = U_{ЭБ2} + U_{KЭ1 \min} - U_{\text{доп}};$$

при этом должно соблюдаться условие

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

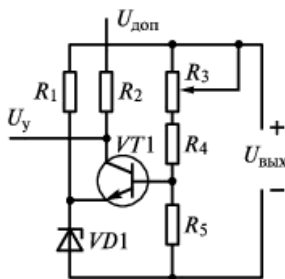


Рис. 2.25. Схема УПТ с одним транзистором и одним дополнительным источником

работы транзистора $VT1$. Напряжение к коллектору транзистора может подаваться не от дополнительного источника, а с выхода стабилизатора напряжения. Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ в рассматриваемой схеме выше опорного $U_{\text{оп}}$. Если необходимо получить выходное напряжение ниже опорного, то можно применить схему с двумя дополнительными источниками $U_{\text{доп1}}$ и $U_{\text{доп2}}$ (рис. 2.26).

В стабилизаторах напряжения в качестве УПТ можно использовать *операционный усилитель*. Это позволяет повысить коэффициент стабилизации по сравнению с однокаскадными УПТ. В качестве примера на рис. 2.27 приведена схема компенсационного стабилизатора напряжения с операционным усилителем (ОУ) типа К153УТ1. Особенностью данной схемы является наличие входного делителя напряжения R_1, R_2 , 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 в процессе включения имеет место сбой в связи с тем, что при достаточно большом напряжении смещения ОУ 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.

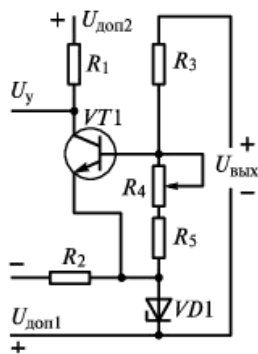


Рис. 2.26. Схема УПТ с одним транзистором и двумя дополнительными источниками

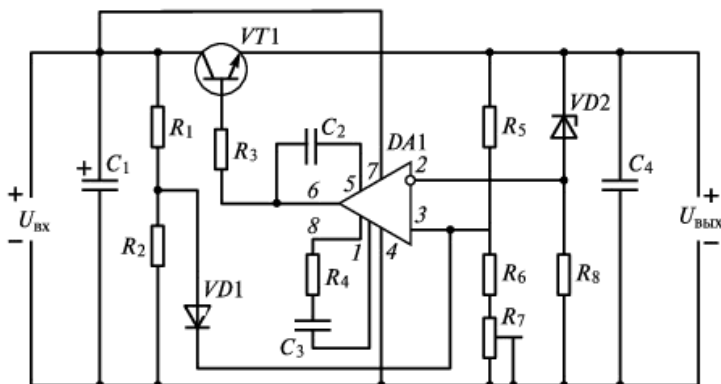


Рис. 2.27. Схема компенсационного стабилизатора напряжения с ОУ типа К153УТ1:

1–7 – выводы микросхемы

Сопротивления входного делителя напряжения выбирают из условия

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

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

Диод $VD1$ выбирают с малым значением обратного тока.

Операционные усилители применяются в основном в ИЭП с выходным напряжением свыше 30 В.

На рис. 2.28 приведена схема компенсационного стабилизатора напряжения с выходным напряжением 150 В, который используется в устройствах с телевизионными индикаторами. На вход схемы подается выпрямленное напряжение, которое сглаживается фильтром L_1 , C_2 , C_6 , C_7 . Регулирующий компонент содержит силовой $VT4$ (2Т845А) и согласующий $VT3$ (2Т506А) транзисторы. Усилитель постоянного тока содержит микросхему $DA1$ (140УД7), транзистор $VT5$ (2Т506А), резисторы R_7 и R_{12} . Резистор R_7 снижает мощность, рассеиваемую на коллекторе транзистора $VT5$. Резистор R_{12} ограничивает выходной ток микросхемы $DA1$.

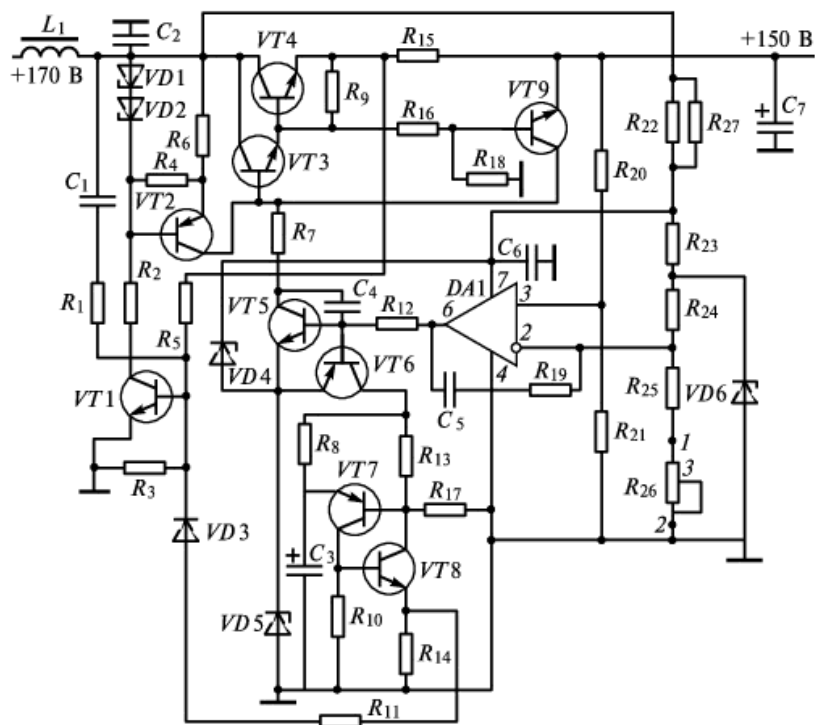


Рис. 2.28. Схема компенсационного стабилизатора напряжения с выходным напряжением 150 В

Источник стабильного тока выполнен на транзисторах $VT1$ (2Т506А), $VT2$ (2Т505А), стабилитронах $VD1$, $VD2$ (2Д522Б) и резисторах R_2 , R_4 , R_6 . Транзистор $VT1$ обеспечивает отключение стабилизатора при перегрузке по току. Первоначальный запуск стабилизатора выполняют конденсатор C_1 , резистор R_1 и схема повторного запуска. Включенное состояние транзистора $VT1$ после запуска стабилизатора сохраняется благодаря прохождению тока по цепи R_3 , R_5 . Схема повторного запуска стабилизатора содержит элементы $VT6$, $VT7$ (2Т313Б), $VT8$ (2Т312Б), $VD3$ (2Д522Б), C_3 , R_8 , R_{10} , R_{11} , R_{13} , R_{14} , R_{17} . При увеличении тока через резистор R_{18} открывается транзистор $VT9$ (2Т506А) и шунтирует регулирующий составной транзистор. Выходное напряжение стабилизатора уменьшается, что приводит к закрыванию транзистора $VT1$ и отключению стабилизатора. При этом включается транзистор $VT6$ (2Т313Б) и через резистор R_8 заряжает конденсатор C_3 .

Напряжением заряженного конденсатора C_3 включаются транзисторы $VT7$ (2Т313Б) и $VT8$ (2Т312Б). Ток от эмиттера транзистора $VT8$ протекает в базу транзистора $VT1$, что обеспечивает повторный запуск стабилизатора. Если перегрузка по току устранена, то транзистор $VT6$ выключается и схема повторного запуска отключается.

Источник опорного напряжения содержит компоненты $VD6$, R_{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 $VD4$ (2С191Т) и $VD15$ (2С170А). Он обеспечивает электропитанием операционный усилитель $DA1$.

Компенсационные стабилизаторы напряжения на базе интегральных микросхем серии 142 (интегральные стабилизаторы) широко используются при выходных напряжениях до 30 В. Выпускаются интегральные стабилизаторы двух типов: *с регулируемым выходным напряжением* и *с фиксированным выходным напряжением*. В интегральных стабилизаторах первого типа отсутствует цепь обратной связи от измерителя сигнала, выполняемого обычно в виде резисторного делителя. В то же время имеются выводы от основных функциональных узлов, что расширяет область их применения за счет включения дополнительных внешних компонентов.

Интегральные стабилизаторы напряжения с фиксированным выходным напряжением представляют собой конструктивно и функционально законченные микросхемы. Они отличаются большей мощностью по сравнению с первым типом. Кроме того, они повышают надежность электронной аппаратуры благодаря малому количеству выводов (три или четыре) и не требуют дополнительных внешних компонентов.

Параметры интегральных стабилизаторов напряжения приведены в табл. 2.1 и 2.2.

Рассмотрим схемы включения интегральных стабилизаторов напряжения. Для получения заданных выходных параметров и обеспечения режима работы к микросхеме необходимо подсоединить дополнительные компоненты. На рис. 2.29 приведена основная схема включения интегральных стабилизаторов напряжения 142ЕН1А, Б и 142ЕН2А, Б. Для повышения устойчивости работы микросхем рекомендуется включение неполярного конденсатора емкостью 0,1 мкФ между выводами 6 и 8 (вывод 6 – от внутреннего источника опорного напряжения). Резисторы R_2 и R_3 составляют делитель регулируемого выходного напряжения, R_4 – резистор нагрузки, C_1 и C_2 – корректи-

рующие конденсаторы. Резистор R_3 выбирается из условия равенства или превышения минимально допустимого тока делителя:

$$I_{\text{дел}} \geq 1,5 \text{ мА.}$$

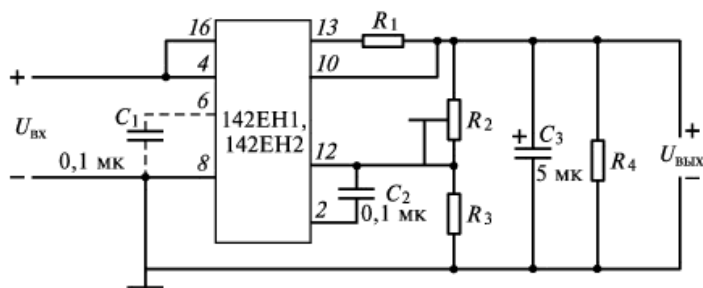


Рис. 2.29. Основная схема включения интегральных стабилизаторов напряжения 142ЕН1 А, Б и 142ЕН 2 А, Б

Таблица 2.1. Значения параметров стабилизаторов 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			
От 12 до 30	0,15	КР142ЕН1Г	0,2	4,4	40	От -60 до +125	4112.16.15.0 1402.16-7
		142ЕН2А	0,3	11,1			
		142ЕН2Б	0,1	4,4		От -10 до +70	2102.14-1
		КР142ЕН2А	0,3	11,1			
		КР142ЕН2Б	0,1	4,4			
		КР142ЕН2В	0,5	22,2			
		КР142ЕН2Г	0,2	4,4			

Значение емкости конденсаторов при уровнях выходного напряжения менее 5 В следует выбирать из условия: $C_2 > 0,1 \text{ мкФ}$, $C_3 = 5 \dots 10 \text{ мкФ}$. При уровнях выходного напряжения выше 5 В емкости конденсаторов могут составлять: $C_2 \geq 100 \text{ пФ}$, $C_3 \geq 1 \text{ мкФ}$.

Таблица 2.2. Значения параметров стабилизаторов 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 0,25	КР1157ЕН5(А,Б) КР1157ЕН5(В,Г)	0,05	0,01	35	От –10 до +70	КТ-27		
9	0,1 0,25	КР1157ЕН9(А,Б) КР1157ЕН9(В,Г)							
12	0,1 0,25	КР1157ЕН12(А,Б) КР1157ЕН12(В,Г)							
15	0,1 0,25	КРП57ЕН15(А,Б) КРП57ЕН15(В,Г)							
18	0,1 0,25	КР1157ЕН18(А,Б) КР1157ЕН18(В,Г)							
24	0,1 0,25	КР1157ЕН24(А,Б) КРП57ЕН24(В,Г)							
9 12 15 20 24 27	1,0	КР142ЕН8Г КР142ЕН8Д КР142ЕН8Е КР142ЕН9Г КР142ЕН9Д КР142ЕН9Е	0,1	1,5	30 35	От –45 до +70	КТ-28-2		
5 6	1,5	КР142ЕН5А КР142ЕН5Б	0,05	1,33	15	От –45 до +70	КТ-28-2		
9 12 15		КР142ЕН8А КР142ЕН8Б КР142ЕН8В		0,67	35				
20 24 27		КР142ЕН9А КР142ЕН9Б КР142ЕН9В			40				
5 6		2,0		КР142ЕН5В КР142ЕН5Г	1,0			15	
9 12 15	1,5	142ЕН8А 142ЕН8Б 142ЕН8В	0,05	0,67	35	От –60 до +125	4116.4-2		
20 24 27		142ЕН9А 142ЕН9Б 142ЕН9В			40				
5 6	2,0	142ЕН5В 142ЕН5Г		1,00	15				
5 6	3,0	142ЕН5А 142ЕН5Б							

Стабилизатор работает следующим образом. При отклонении выходного напряжения часть его с делителя R_2 , R_3 подается на вывод 12 микросхемы, где сравнивается с внутренним опорным напряжением $U_{оп} = (2,4 \pm 0,36)$ В. Полученный разностный сигнал усиливается дифференциальным усилителем и подается на базу регулирующего составного транзистора. Изменение базового тока регулирующего компонента приводит к компенсирующему изменению выходного напряжения на выводе 13 микросхемы, что обеспечивает поддержание напряжения на нагрузке в заданных пределах.

С целью улучшения стабильности выходного напряжения резистивный делитель может быть заменен стабилитроном $VD2$ и резистором R_2 (рис. 2.30). В этом случае отклонение $\Delta U_{вых}$ выходного напряжения определяется выражением

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

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

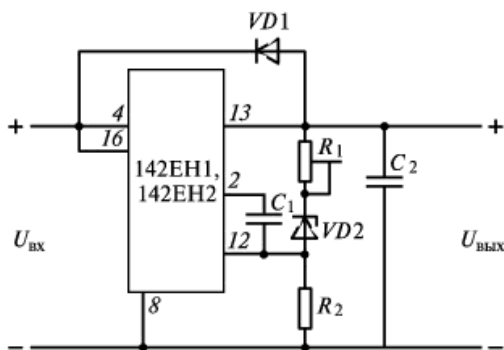


Рис. 2.30. Схема компенсационного стабилизатора с повышенной стабильностью

Обычно в этой схеме имеет место соотношение сопротивлений $R_{VD1} \ll R_2$, поэтому выходное напряжение стабилизатора равно сумме напряжений стабилитрона и внутреннего опорного источника.

Поскольку при изготовлении стабилитрона и резистора неизбежен технологический разброс параметров, то для получения заданного выходного напряжения в делитель включается переменный ре-

зистор R_1 , сопротивление которого $R_1 < R_2$. Сопротивление резистора R_2 выбирается с учетом соотношения

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

Здесь $U_{\text{оп min}}$ – минимальное значение внутреннего опорного напряжения микросхемы, равное 2 В; I_{VD2} – минимально допустимый ток стабилитрона.

Сопротивление резистора R_1 можно принять равным

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

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

Диод $VD1$, включенный между выводами 13 и 4 (см. рис. 2.30), 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 отдельными входными напряжениями $U_{\text{вх1}}$ и $U_{\text{вх2}}$ (рис. 2.31). В такой схеме разность напряжений

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

что повышает КПД стабилизатора.

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

$$U_{\text{вх1}} \geq U_{\text{вх2}}.$$

Регулирование выходного напряжения осуществляется резистором R_4 , сопротивление которого должно быть равным примерно

20 кОм. Сопротивление резистора R_5 выбирается равным 1,2 кОм. При его выборе необходимо учитывать, что в диапазоне разброса опорного напряжения $U_{оп}$ ток выходного делителя R_4 , R_5 должен быть не менее 1,5 мА.

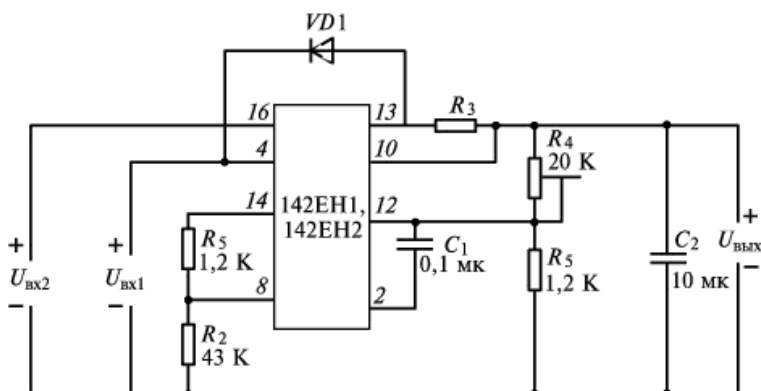


Рис. 2.31. Схема стабилизатора с повышенным значением КПД

Интегральный стабилизатор типа 142ЕН1 (или 142ЕН2) можно использовать для построения схемы параллельного стабилизатора, где он применяется в качестве узла 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. 2.32).

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 R_3 , 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.

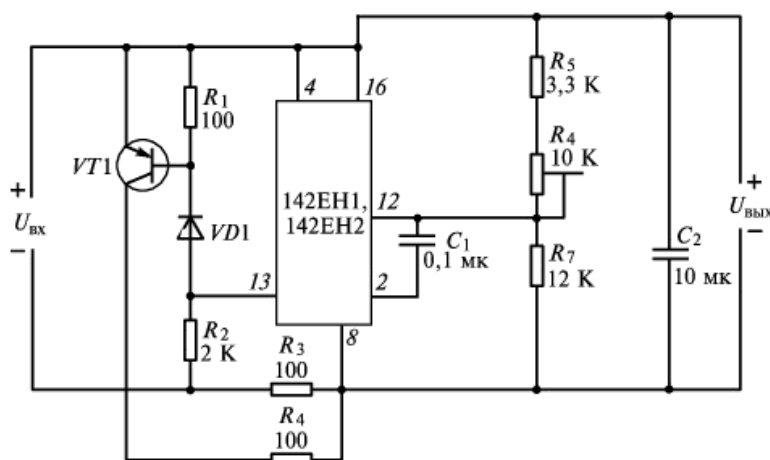


Рис. 2.32. Схема параллельного стабилизатора напряжения

В параллельном стабилизаторе напряжения должны выполняться условия

$$I_{R_3}^2 R_3 \leq P_{\text{рас.доп}} ;$$

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

Здесь $P_{\text{рас.доп}}$ – допустимая мощность рассеяния резистора R_3 и транзистора $VT1$; $I_{VT1\text{max}}$ – ток коллектора транзистора $VT1$ при токе нагрузки $I_{\text{вых}} = 0$.

Сопротивление резистора R_2 определяется из выражения

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

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

Сопротивление резистора R_1 определяется с учетом того, что при максимальном токе нагрузки коллекторный ток транзистора $VT1$ имеет минимальное значение $I_{K\text{min}}$:

$$R_1 = \frac{U_{ЭБ} \beta_{\text{min}}}{(I_{VD1\text{min}} \beta_{\text{min}}) - I_{K\text{min}}} .$$

Для микросхем 142ЕН1 А, Б напряжение стабилизации стабилизатора $VD1$ выбирается в пределах

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

а для микросхем 142ЕН2 А, Б

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

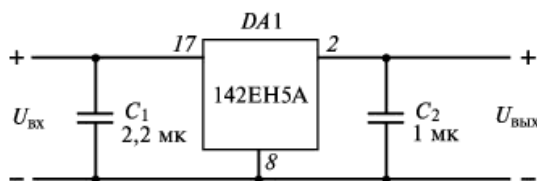


Рис. 2.33. Схема включения микросхемы типа 142ЕН5А

В источниках электропитания ЭА 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 приведена на рис. 2.33. Максимальный выходной ток в такой микросхеме существенно зависит от рабочей температуры.

2.4. Источники электропитания импульсного действия

Источники электропитания импульсного действия предназначены для преобразования постоянного тока в пульсирующий или переменный. Преобразование осуществляется периодическим прерыванием цепи постоянного тока. Устройства, которые выполняют такое преобразование, называются *инверторами*. Они содержат в своем составе устройство модуляции, что определяет особенности их схемных решений, конструкции и технологии изготовления. При импульсном режиме работы благодаря малым временам переключения (времени фронта и времени спада импульса) в регулирующем компоненте выделяется значительно меньше теплоты по сравнению с ИЭП непрерывного действия. Поэтому источники импульсного действия имеют более высокий КПД, меньшие массу и объем. Однако крутые фронт и спад импульса инициируют помехи (кондуктивные и индуктивные), что усложняет электромагнитную совместимость ИЭП с нагрузкой.

В связи с повышенным уровнем помех источники импульсного действия используются в основном в составе аппаратуры с цифровой обработкой сигналов. Для снижения уровня пульсаций между выходом подобного ИЭП и входом нагрузки включается стабилизатор непрерывного действия, который служит активным фильтром. При необходимости изменения уровня выходного напряжения относительно уровня входного напряжения на выходе инвертора подключается трансформатор. Если на выходе трансформатора подсоединяется выпрямитель с фильтром, то все устройство осуществляет преобразование напряжения постоянного тока с одними параметрами в напряжение постоянного тока с другими параметрами. В этом случае преобразователь называют *конвертором*.

По числу фаз переменного напряжения на выходе инвертора m 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° . При использовании в преобразователе обеих фаз (прямой и обратной) его называют *двухфазным*.

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

По способу нагрузки каждой фазы различают *однотактные* (число тактов $q = 1$) и *двухтактные* ($q = 2$) преобразователи. 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 осложняется 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 одно- 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 $f_{\text{пр}}$ различают *низкочастотные* ($f_{\text{пр}} < 10$ кГц), *среднечастотные* ($f_{\text{пр}} = 10 \dots 100$ кГц), *высокочастотные* ($f_{\text{пр}} = 100 \dots 1000$ кГц) и *сверхвысокочастотные* ($f_{\text{пр}} > 1000$ кГц) преобразователи напряжения.

Однотактные преобразователи напряжения. Работа такого преобразователя может быть проиллюстрирована при помощи схемы, приведенной на рис. 2.34, где изображена силовая часть однотактной схемы.

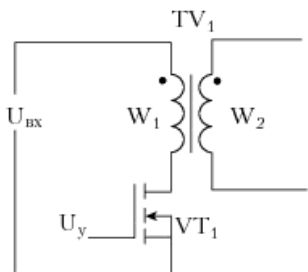


Рис. 2.34. Однотактный преобразователь в режиме холостого хода

В этой схеме отсутствует нагрузка, поэтому режим работы характеризуется как *холостой ход*. Когда открывается транзистор VT1, на обмотку W_1 подается прямоугольный импульс напряжения (рис. 2.35, а). Длительность импульса определяется временем открытого состояния транзистора.

В момент перехода транзистора VT1 в закрытое состояние на вторичной обмотке W_2 трансформатора генерируются выбросы напряжения (рис. 2.35, б). Причиной появления этих выбросов является возникновение электродвижущей силы (ЭДС) самоиндукции, определяемой по выражению

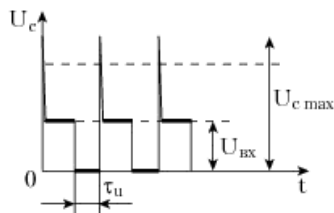
$$E_1 = U_{\text{вх}} \tau_{\text{н}} / t_{\text{выкл.}}$$

ЭДС самоиндукции суммируется с входным напряжением $U_{\text{вх}}$ и к стоку транзистора VT1 прикладывается напряжение

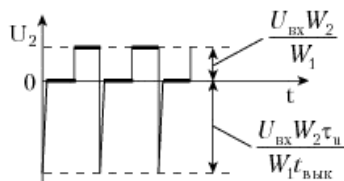
$$U_{\text{с}} = U_{\text{вх}} (1 + \tau_{\text{н}} / t_{\text{выкл.}}).$$

Это напряжение может достигать высоких значений по сравнению с входным напряжением. Например, при $U_{\text{вх}} = 27$ В, $\tau_{\text{н}} = 7,2 \cdot 10^{-6}$ с и $t_{\text{выкл.}} = 1,2 \times 10^{-6}$ с напряжение на стоке $U_{\text{с}}$ может достигнуть 190 В.

На рисунке 2.36 приведена схема преобразователя, работающего на *активную нагрузку*. При открытом транзисторе VT1 к первичной обмотке W_1 приложено напряжение $U_1 = U_{\text{вх}}$



а



б

Рис. 2.35. Осциллограммы напряжения $U_{\text{с}}$ на стоке транзистора VT1 (а) и вторичной обмотки W_2 трансформатора TV1 (б)

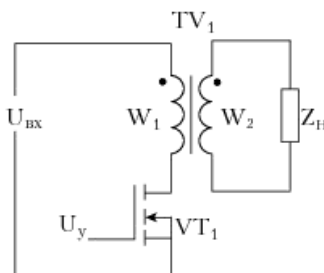


Рис. 2.36. Схема преобразователя с активной нагрузкой

и осциллограмма напряжения на стоке транзистора имеет вид, показанный на рисунке 2.37, *а*. Ампер — витки $i_1 W_1$, создаваемые током i_1 первичной цепи, определяют намагничивающее поле в магнитопроводе и ампер — витки вторичной обмотки:

$$i_1 W_1 = i_\mu W_1 + i_2 W_2, \quad (2.1)$$

где i_μ — ток намагничивания, i_2 — ток вторичной обмотки.

После перехода транзистора в закрытое состояние ток i_1 в цепи первичной обмотки равен нулю и уравнение (2.1) упрощается:

$$i_\mu W_1 = -i_2 W_2.$$

Отсюда ток во вторичной обмотке

$$i_2 = -i_\mu W_1 / W_2$$

выражается через соотношение со знаком минус, что говорит о протекании его в обратном направлении в цепи нагрузки.

При переводе транзистора в закрытое состояние на осциллограмме выходного напряжения имеют место импульсы обратной полярности (рис. 2.37, *б*). Обратный ток при протекании через нагрузку уменьшается по экспоненте. При этом падения напряжения ΔU_1 (в первичной цепи) и ΔU_2 (во вторичной цепи) в начальный момент протекания тока i_2 можно представить в следующем виде:

$$\Delta U_1 = -\Delta U_2 W_1 / W_2 = i_\mu R_n \frac{W_1^2}{W_2^2} = \frac{U_1 \tau_u R_n W_1^2}{L_u W_2^2};$$

$$\Delta U_2 = i_2 R_n = -i_\mu W_1 R_n / W_2.$$

На стоке закрытого транзистора напряжение $U_{C \text{ закл}}$ определяется суммой

$$U_{C \text{ закл}} = U_1 + \Delta U_1.$$

Если управление силовым транзистором VT1 осуществляется от трансформатора (как правило, через дополнительную обмотку), то схему характеризуют как *однотактный преобразователь напряже-*

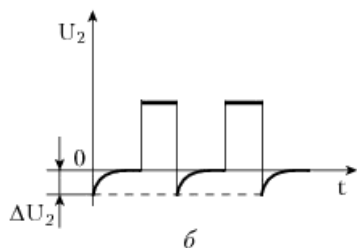
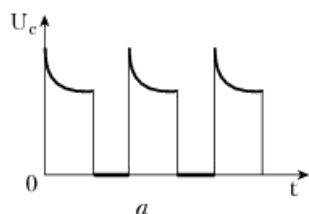


Рис. 2.37. Осциллограммы напряжений на стоке транзистора и вторичной обмотке

ния с самовозбуждением. Подобную схему называют также *автогенератором*. Если управление силовым транзистором VT1 осуществляется от специального устройства управления, то схему характеризуют как *однотактный преобразователь напряжения с независимым возбуждением*. Подобную схему называют также *усилителем мощности*. Если изменяется максимальное значение, длительность или частота импульсов управления, то такой преобразователь называют *регулирующим*.

Выбросы напряжения обратной полярности (2.37, б) могут быть уменьшены включением диода последовательно с нагрузкой. В зависимости от того, какой вывод вторичной обмотки трансформатора (начало или конец) подключен к аноду диода, различают схемы преобразователя с *прямым включением выпрямительного диода* или с *обратным включением выпрямительного диода* соответственно.

На рисунке 2.38 приведена схема регулирующего однотактного преобразователя с независимым возбуждением и с *прямым включением выпрямительного диода* при открытом (а) и закрытом (б) силовом транзисторе VT1. Поскольку в цепи вторичной обмотки включен диод VD2, то, с целью устранения одностороннего намагничивания, трансформатор выполнен с размагничивающей обмоткой W_p -

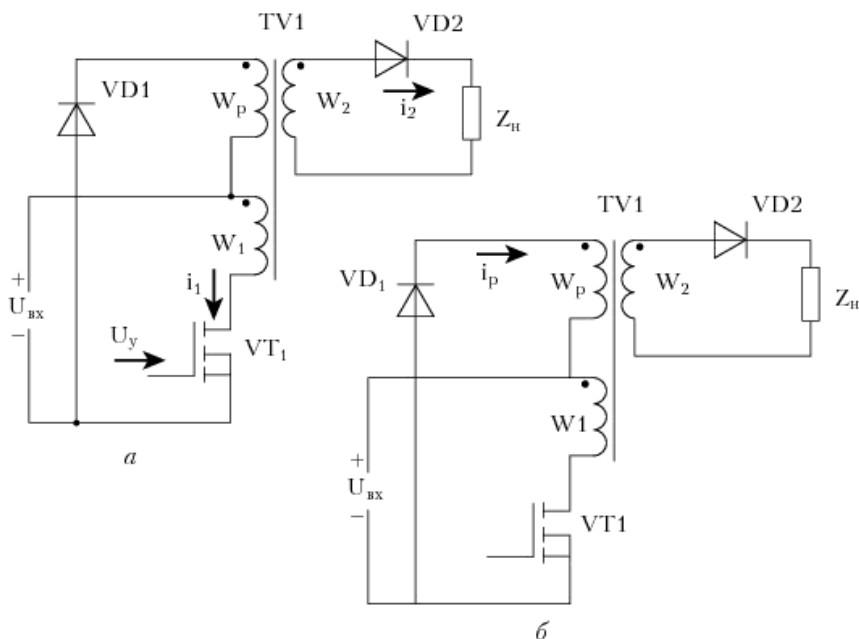


Рис. 2.38. Однотактный преобразователь напряжения при открытом (а) и закрытом (б) силовом транзисторе

Для обоснования необходимости размагничивающей обмотки представим процесс намагничивания импульсного трансформатора следующей моделью. Если до момента $t = 0$ магнитопровод был полностью размагничен, а при $t > 0$ на первичную обмотку трансформатора подается последовательность импульсов длительностью $\tau_{\text{и}}$, то процесс намагничивания протекает в соответствии с рис. 2.39.

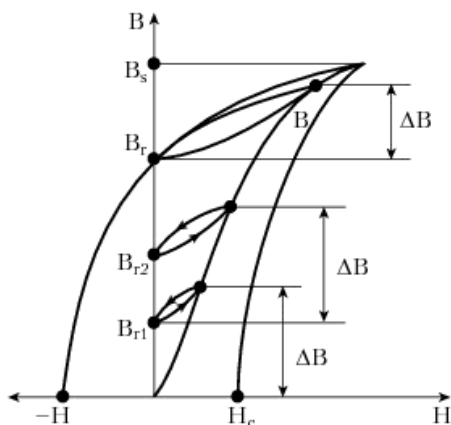


Рис. 2.39. Модель одностороннего намагничивания магнитопровода

Во время действия первого импульса возрастание индукции в магнитопроводе составляет ΔB . Из-за явления гистерезиса после окончания первого импульса в магнитопроводе сохраняется индукция B_{r1} . При действии второго импульса увеличение индукции от значения B_{r1} составляет также ΔB . По окончании второго импульса сохраняется индукция B_{r2} . После подачи большого количества импульсов изображающая точка в плоскости B - H перемещается по предельному частному циклу между точками B_r и b .

Для нормальной работы трансформатора при отсутствии зазора в его магнитопроводе и специально создаваемого размагничивающего поля должно выполняться условие

$$\Delta B < B_s - B_r.$$

В противном случае магнитопровод входит в насыщение и ток в первичной обмотке определяется только ее активным сопротивлением (ЭДС самоиндукции первичной обмотки близка к нулю).

Преобразователь по схеме, приведенной на рис. 2.38, работает следующим образом.

При открытом транзисторе VT1 (рис. 2.38, а) на первичную обмотку W_1 подается импульс напряжения $U_1 = U_{\text{ак}}$. Дiode VD1 при этом

закрывает. ЭДС самоиндукции E_1 первичной обмотки по модулю равна входному напряжению: $E_1 = -U_{\text{вх}}$. Индуцированные напряжения на обмотках W_2 и W_p имеют значения:

$$\begin{aligned} U_2 &= E_1 W_2 / W_1 = -U_{\text{вх}} W_2 / W_1; \\ U_p &= E_1 W_p / W_1 = -U_{\text{вх}} W_p / W_1. \end{aligned}$$

Напряжение на катоде закрытого диода VD1 равно

$$U_{\text{обр VD1}} = U_{\text{вх}} + U_p = U_{\text{вх}} (1 - W_p / W_1).$$

После перехода транзистора VT1 в закрытое состояние (рис. 2.38, б) ЭДС самоиндукции E_1 первичной обмотки меняет знак на противоположный, при этом меняются знаки напряжений U_2 и U_p . Таким образом, прекращается протекание токов в обмотках W_1 и W_2 , а через открытый диод VD1 протекает спадающий до нуля ток i_p . Напряжение обмотки W_p при закрытом транзисторе составляет

$$U_{\text{р закр VT1}} = U_{\text{вх}} + U_{\text{VD1 откр}} \quad (2.2)$$

Если падение напряжения $U_{\text{VD1 откр}}$ на открытом диоде невелико по сравнению с $U_{\text{вх}}$, то можно принять

$$U_{\text{р закр VT1}} \approx U_{\text{вх}}.$$

Спадание тока i_p сопровождается снижением запасенной в магнитопроводе энергии и, соответственно, индукции до значения B_r . Следует отметить, что импульс напряжения (2.2) имеет противоположный знак по отношению к напряжению $U_{\text{вх}}$, приложенному к первичной обмотке W_1 при открытом транзисторе. При однополярных импульсах индукция в магнитопроводе изменяется по установившемуся частному гистерезисному циклу, т. е. изменения индукции ΔB_n намагничивания и ΔB_p размагничивания в соответствующих интервалах времени одинаковы:

$$\begin{aligned} \Delta B_n &= \Delta B_p; \\ U_{\text{вх}} \tau_n / (W_1 S) &= U_p \tau_p / (W_p S), \end{aligned}$$

где S — площадь поперечного сечения магнитопровода; τ_n — время намагничивания; τ_p — время размагничивания.

Из последнего равенства следует:

$$W_p = U_p W_1 \tau_p / (U_{\text{вх}} \tau_n) = (U_p W_1 / U_{\text{вх}}) (T / \tau_n - 1),$$

где T — период следования импульсов напряжения.

Поскольку $\tau_p \leq T - \tau_n$, то число витков размагничивающей обмотки выбирают из соотношения:

$$W_p \leq (U_p W_1 / U_{\text{вх}}) [(T / \tau_n) - 1].$$

В связи с необходимостью выполнения требований к уровню пульсаций выходного напряжения преобразователя на его выходе устанавливают фильтр. При использовании в качестве фильтра только конденсатора последний подвергается воздействиям импульсов напряжения прямоугольной формы с крутым фронтом. Вызванные этим напряжением токи через конденсатор создают режим короткого замыкания для транзистора VT1 и диода VD2. Поэтому в одноконтурных преобразователях с прямым включением выпрямительного диода не рекомендуется использовать только конденсатор в качестве фильтра. В данном случае используют схему с LC-фильтром, показанную на рис. 2.40. Наличие дросселя L1 замедляет нарастание импульса тока в цепи. Для создания контура спада тока, вызванного накопленной в дросселе энергией, служит диод VD3.

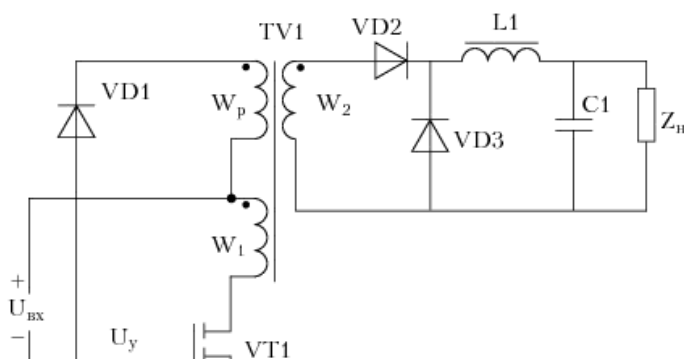


Рис. 2.40. Одноконтурный преобразователь напряжения с прямым включением выпрямительного диода и LC-фильтром

При наличии дросселя, включенного последовательно с нагрузкой, ток в нем не может измениться мгновенно. При резком изменении сопротивления нагрузки (например, уменьшении) ток в цепи дросселя изменяется (в данном случае увеличивается) и достигает установившегося значения в течение определённого времени (рис. 2.41).

В начальный момент резкого уменьшения сопротивления нагрузки происходит резкое снижение выходного напряжения с последующим восстановлением. Уровень снижения напряжения определяется значениями емкости и сопротивления конденсатора C1. Поэтому выбирают конденсатор большой емкости с малым последовательным сопротивлением.

Различают два режима работы схемы, приведенной на рис. 2.40. Если выполняется неравенство

$$(L1 / R_n) > (T - \tau_n) / 2,2,$$

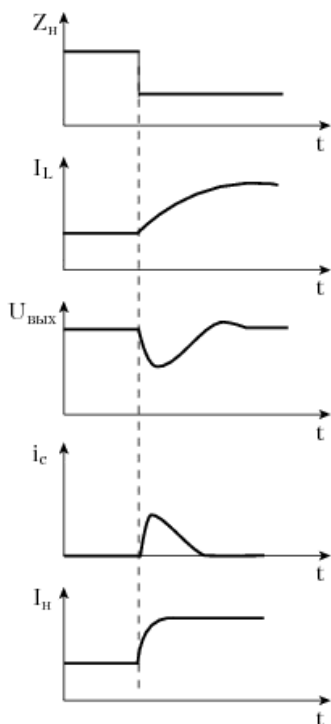


Рис. 2.41. Осциллограммы изменения тока I_L через дроссель, тока i_c разряда емкости, тока I_n нагрузки и выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ при резком изменении сопротивления нагрузки Z_n

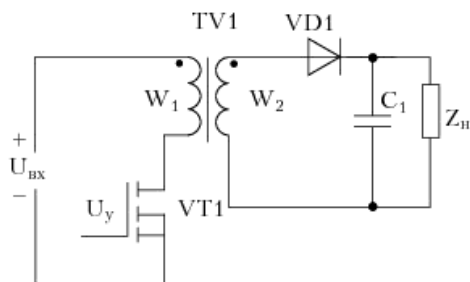


Рис. 2.42. Однотактный преобразователь напряжения с обратным включением выпрямительного диода

то считают, что работа происходит без разрыва тока через дроссель.

Если имеет место соотношение

$$(L_1 / R_n) < (T - \tau_n) / 2,2,$$

то считают, что дроссель работает в режиме с разрывом тока.

В приведенных неравенствах не учитывается емкость конденсатора C_1 , поскольку постоянная времени разряда индуктивности дросселя через емкость конденсатора значительно больше постоянной времени разряда через сопротивление нагрузки, т. е.

$$\pi\sqrt{L_1 \cdot C_1} \gg L_1 / R_n.$$

Схема однотактного преобразователя напряжения с *обратным включением выпрямительного диода* приведена на рис. 2.42. В этой схеме вторичная обмотка является силовой и размагничивающей одновременно. Трансформатор используется в качестве двухобмоточного дросселя, который накапливает электромагнитную энергию во время открытого состояния транзистора. В это же время индуцированная во вторичной обмотке ЭДС не вызывает протекание тока в цепи нагрузки в связи с обратным включением выпрямительного диода VD1.

После перехода транзистора в закрытое состояние знак индуцированной во вторичной обмотке ЭДС меняется на противоположный, накопленная в магнитопроводе электромагнитная энергия передается во вторичную цепь и спадающий ток размагничивания протекает через нагрузку. Осциллограммы изменений напряжений и токов в цепях преобразователя с обратным включением выпрямительного диода приведены на рис. 2.43.

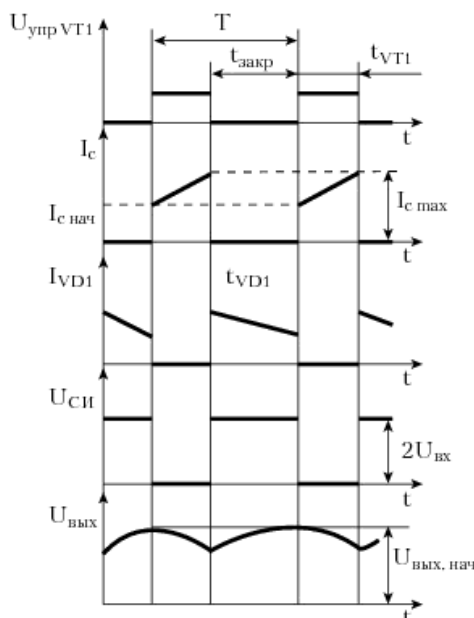


Рис. 2.43. Осциллограммы изменений напряжений и токов

При подаче сигнала управления $U_{упр}$ в цепь затвора транзистора VT1 ток стока I_c нарастает по линейному закону:

$$I_c = I_{c\text{ нач}} + U_{вх} t_{VT1} / L_1,$$

где I_c — ток в цепи стока транзистора в момент, когда он открывается; $U_{вх}$ — входное напряжение; t_{VT1} — время открытого состояния транзистора; L_1 — индуктивность намагничивания силового трансформатора, приведенная к первичной обмотке.

В течение интервала времени t_{VT1} напряжение $U_{вых}$ на нагрузке, отключенной от входного напряжения $U_{вх}$ закрытым диодом VD1, уменьшается по выражению

$$U_{вых} = U_{вых, нач} \exp [-t_{VT1} / (z \cdot C1)],$$

где $U_{вых, нач}$ — напряжение на нагрузке в момент, когда открывается транзистор VT1; $C1$ — емкость конденсатора фильтра.

В течение интервала времени t_{VD1} , когда диод VD1 открыт, ток через него снижается по линейной зависимости:

$$i_{VD1} = I_{c\text{ max}} (W_1 / W_2) - U_{вых} t_{VD1} / L_2,$$

где $I_{c\text{ max}}$ — максимальный ток стока транзистора в момент, когда он закрывается; W_1 и W_2 — числа витков первичной и вторичной обмоток

трансформатора; L_2 — индуктивность намагничивания трансформатора, приведенная к его вторичной обмотке.

За время t_{VD1} ток через диод VD1 снижается до своего минимального значения. Очевидно, что при работе однотактного преобразователя возможны два различных режима: режим непрерывного тока ($t_{\text{закр}} < t_{VD1}$) и режим прерывного тока ($t_{\text{закр}} \geq t_{VD1}$). Напряжение $U_{\text{СИ}}$ в закрытом состоянии транзистора для режима непрерывного тока:

$$U_{\text{СИ}} = U_{\text{нх}} (1 + t_{VT1} / t_{\text{закр}}).$$

Поскольку трансформатор является накопительной индуктивностью, его магнитопровод выполняют с немагнитным зазором. В общем случае немагнитный зазор в магнитопроводах дросселей и импульсных трансформаторов вводят из следующих соображений:

1) обеспечивается работа на линейной части кривой намагничивания, что имеет существенное значение для магнитопроводов с подмагничиванием постоянной составляющей тока;

2) значительно уменьшается остаточная индукция в магнитомягких материалах с малой коэрцитивной силой, что позволяет увеличить диапазон изменения магнитной индукции в магнитопроводе при однополярных импульсах намагничивания;

3) обеспечивается стабильность характеристик электромагнитных компонентов, в частности стабильность относительной магнитной проницаемости магнитопроводов при изменении их температуры (в допустимых пределах).

При выборе немагнитного зазора его значение ограничивают необходимой индуктивностью первичной обмотки трансформатора, благодаря которой обеспечивается допустимый спад вершины прямоугольного импульса напряжения, передаваемого через трансформатор.

В практических схемах преобразователей с обратным включением выпрямительного диода подключают параллельно нагрузке конденсатор $C1$ и используют отрицательную обратную связь для стабилизации выходного напряжения. С учётом соотношений

$$U_p = U_2, W_p = W_2, U_{\text{нх}} = U_1$$

из уравнения (ППН-7) получим:

$$W_2 \leq (U_2 W_1 / U_1) (T / \tau_n - 1). \quad (2.3)$$

Обозначим коэффициент заполнения $\gamma = \tau_n / T$. Тогда из уравнения (2.3) имеем:

$$\gamma \leq \frac{U_2 W_1}{U_1 W_2 + U_2 W_1}.$$

Коэффициент заполнения не должен превышать значения $1/2$, поскольку в противном случае не вся энергия, накопленная в магнито-

проводе, сможет быть передана во вторичную цепь. Поэтому при расчетах преобразователей используют зависимость

$$U_1 W_2 = U_2 W_1.$$

Однотактные однофазные преобразователи напряжения. Эти преобразователи строятся по схемам, приведенным на рис. 2.44. При передаче энергии на выход во время прямого хода (так называемые *прямоходовые схемы*) используется открытое состояние транзистора

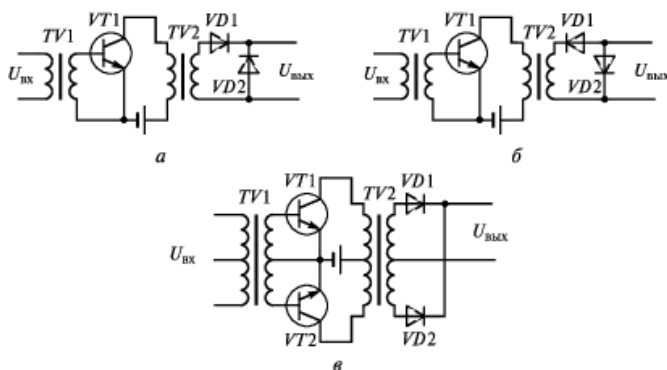


Рис. 2.44. Схемы однофазных преобразователей напряжения: а – прямоходовая; б – обратная; в – однотактная однофазная

Обратные схемы (рис. 2.44, б) характеризуются тем, что во время прямого хода энергия запасается в магнитном поле трансформатора $TV2$, после чего она отдается в нагрузку во время паузы. Для обеспечения нормальной работы обратной схемы в трансформаторе предусматривается воздушный зазор, а полярность включения диодов в схеме изменяется на обратную. Трансформаторы в такой 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

$$I = \sqrt{2} I_d,$$

где I и I_d – действующее и среднее значения тока. Поэтому выходная мощность трансформатора $P_{B.A}$ превышает в 2 раза среднюю мощность P_d пульсирующего тока после выпрямления, т. е.

$$P_{B.A} = UI = \sqrt{2} U_d \sqrt{2} I_d = 2 P_d.$$

Здесь U и I – напряжение и ток вторичной обмотки трансформатора.

Поскольку мощность трансформатора $P_{B.A}$ определяет его габаритные размеры и массу, то простейший однофазный преобразователь оказывается в этом отношении невыгодным.

Основная частота пульсации f_1 определяется из выражения

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

и равна частоте преобразования. Следствием этого являются увеличенные габаритные размеры сглаживающего фильтра, возрастающие также за счет того, что максимальное значение напряжения на дросселе сглаживающего фильтра U_m равно удвоенному значению выпрямленного напряжения U_d . Общим рассмотренным схемам (см. рис. 2.44, *a* и *б*) соответствуют параметры $m = 1$, $p = 1$, $q = 1$, $n = 1$.

В приведенной на рис. 2.34, *в* однотактной однофазной схеме используется не только основная, но и противоположная фаза, поэтому для такой схемы $m = 1$, $p = 2$, $q = 1$, $n = 1$. Эту схему обычно называют двухтактной, так как мощный усилитель и устройство управления должны быть такими же, как в двухтактных преобразователях. Трансформатор в рассматриваемой схеме работает в однотактном двухполупериодном режиме. Каждая обмотка трансформатора нагружена током в течение одного полупериода, но наличие двух обмоток позволяет использовать трансформатор более эффективно. При этом имеют место следующие соотношения:

$$U_m = U_d U; \quad I = I_d / \sqrt{2} = I_m / \sqrt{2};$$

$$P_{B.A} = 2UI = U_d \sqrt{2} I_d = \sqrt{2} P_d.$$

Основная частота пульсации определяется зависимостью

$$f_1 = (mpq / n) f_{\text{пр}} = 2 f_{\text{пр}},$$

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, указанным на схеме рис. 2.44, а.

Наиболее совершенными схемами однофазных преобразователей являются двухтактные однофазные или мостовые преобразователи напряжения.

Двухтактные однофазные (мостовые преобразователи напряжения). На рис. 2.45 приведены схемы таких преобразователей с одним и двумя выходами. В обеих схемах трансформаторы работают без подмагничивания и обмотки нагружены током в течение обоих полупериодов, вследствие чего

$$U_m = U_d = U; \quad I_m = I_d = I; \quad P_{B-A} = P_d.$$

С учетом КПД η последнее уравнение имеет вид

$$P_{B-A} = P_d / \eta.$$

Основная частота пульсации для обеих схем равна удвоенной частоте преобразования

$$f_1 = (mpq / n)f_{\text{пр}},$$

где $mpq / n = 2$.

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

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 пульсации – с двухтактными схемами. В то же время двухтактную схему с двумя выходами можно рассматривать как две однотактные, соединенные последовательно, с полным использованием фаз.

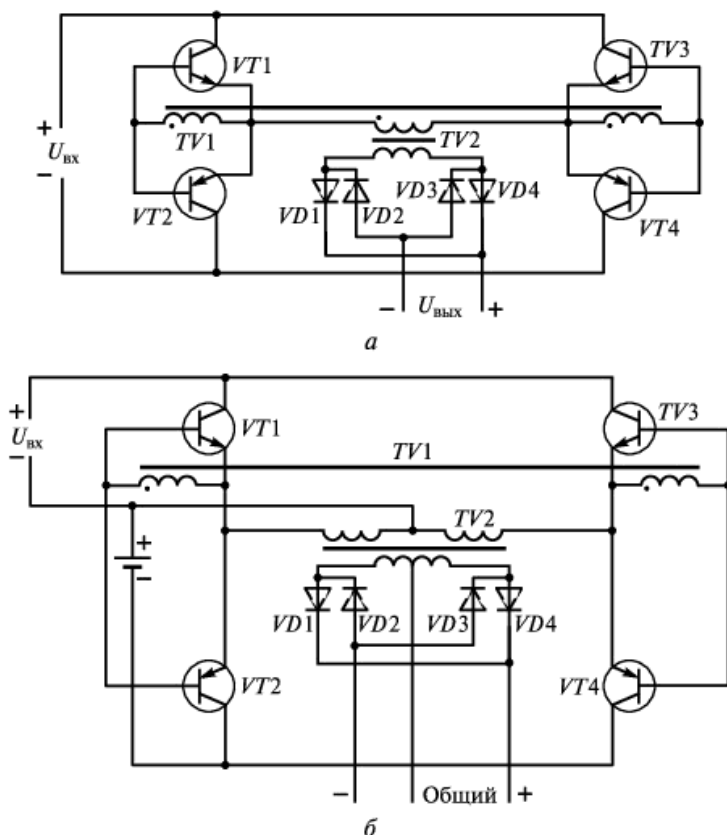


Рис. 2.45. Схемы мостового однофазного преобразователя напряжения:
а – с одним выходом ($m = 1$, $p = 1$, $q = 2$, $n = 1$); *б* – с двумя выходами ($m = 1$, $p = 2$, $q = 2$, $n = 2$)

На рис. 2.46, *а* приведена асимметричная мостовая схема, входной трансформатор которой работает в однотактном режиме ($q = 1$), а выходной – в двухтактном ($q = 2$). В полумостовой схеме (рис. 2.46, *б*) два транзистора заменены конденсаторами C_1 и C_2 , 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 массу и объем. В случае, когда трансформатор имеет несколько обмоток и

каждая из них работает в своем режиме, габаритная (вольт-амперная) мощность трансформатора $P_{B.A}$ определяется как сумма мощностей всех обмоток:

$$P_{B.A} = (P_1 + P_2 + P_i),$$

где i – число обмоток.

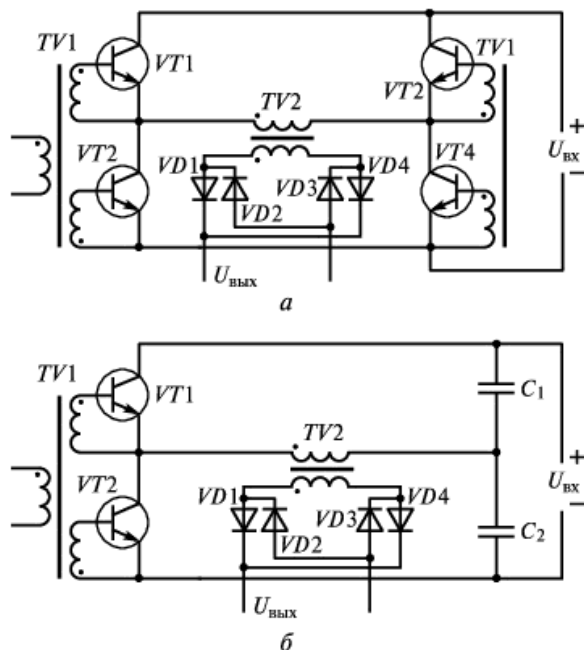


Рис. 2.46. Схемы мостового асимметричного преобразователя с одним выходом (а) и полумостового преобразователя с одним выходом (б)

Если рассматривать работу трансформаторов и дросселей отдельно на входе и выходе ключевого усилителя, то можно установить следующие сочетания параметров:

$$\text{I} \quad m = 1, p = 1, q = 1, n = 1;$$

$$\text{II} \quad m = 1, p = 2, q = 1, n = 1;$$

$$\text{III} \quad m = 1, p = 1, q = 2, n = 1;$$

$$\text{IV} \quad m = 1, p = 2, q = 2, n = 2.$$

С точки зрения условий работы магнитопроводов трансформаторов указанные сочетания параметров дают два режима: режим с постоянным подмагничиванием, используемый в трансформаторе однофазного одноконтурного 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. А это, в свою очередь, приводит к накоплению значительной магнитной энергии в магнитопроводе из-за возрастания намагничивающего тока, что не всегда приемлемо.

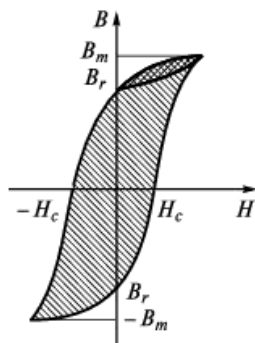


Рис. 2.47. Кривая намагничивания ферритов

Магнитная индукция B в трансформаторе с подмагничиванием изменяется в пределах от максимальной B_m до остаточной B_r , описывая частную петлю гистерезиса (рис. 2.47). 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 и B_r от напряженности H . При работе с размахом индукции $B_m - B_r$ имеет место неполное использование 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 существуют схемы, где это используется, например в так называемых *квазидвухтактных* схемах. Схема этого типа приведена на рис. 2.48, 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 одноконтурным ($m = 1, p = 1, q = 1, n = 1$), а выпрямитель имеет другое сочетание параметров ($m = 1, p = 2, q = 1, n = 1$).

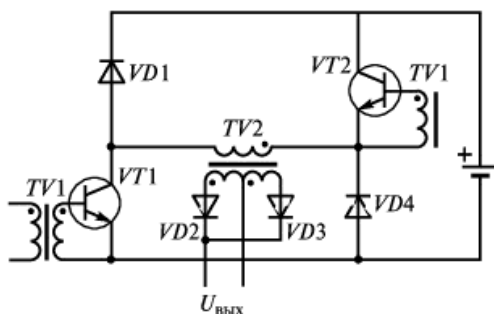


Рис. 2.48. Схема квазидвухтактного преобразователя напряжения с одним выходом

Таким образом, преобразователь напряжения имеет на выходе основную частоту пульсации, 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. 2.47). 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.

Многофазные преобразователи. 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:

$$P_{B.A} = [mUI / (U_d I_d)] U_d I_d = m k_\phi^u k_\phi^i I_d U_d,$$

где k_ϕ^u – коэффициент формы напряжения; k_ϕ^i – коэффициент формы тока.

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

$$mk_{\phi}^u k_{\phi}^i = \eta \xi.$$

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 v мощности искажений:

$$\xi = v \cos \varphi.$$

Коэффициент полезного действия выпрямления η определяется отношением мощности P_d к активной мощности выпрямленного тока P_{ad} , которая представляет собой среднее значение мощности пульсирующего тока за период

$$P_{ad} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_d(v) I_d(v) dv,$$

$$\eta' = P_d / P_{ad}.$$

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

$$P_{B.A} = mk_{\phi}^u k_{\phi}^i P_d \eta'', \text{ или } P_{B.A} = P_d / (\eta' \eta'' \xi).$$

Произведение $\eta' \eta'' = \eta$ можно считать полным КПД, а произведение $\eta \xi$ – полным энергетическим коэффициентом. С учетом этого

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

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

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

откуда следует

$$\eta = P_d / P_a; \quad \xi = P_a / P_{B.A}.$$

Таким образом, определив значения величин $P_{ад}$ и $P_{В-А}$ с помощью вольтметра и амперметра, а величину P_a с помощью ваттметра, значения величин η , ξ и N можно найти простыми расчетными соотношениями.

Преобразователь напряжения с амплитудной модуляцией по входу инвертора. Структурная схема преобразователя напряжения с амплитудной модуляцией по входу инвертора приведена на рис. 2.49. В ней 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 НСН.

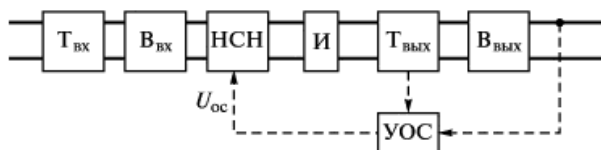


Рис. 2.49. Структурная схема источника электропитания с амплитудной модуляцией на входе инвертора:

$T_{вх}$ – трансформатор входной (сетевой); $B_{вх}$ – выпрямитель входной; НСН – непрерывный стабилизатор напряжения; И – инвертор; $T_{вых}$ – трансформатор выходной; УОС – устройство обратной связи; $B_{вых}$ – выпрямитель выходной

Пример выполнения схемы непрерывного стабилизатора напряжения приведен на рис. 2.50. Регулирующий компонент непрерывного стабилизатора на транзисторе $VT2$ управляется усилителем постоянного тока, выполненным на ОУ $DA1$. На инвертирующий вход ОУ подается регулируемое напряжение от источника опорного напряжения, содержащего элементы $VD1$, R_1 , R_2 . Регулирование источника опорного напряжения позволяет плавно изменять выходное напряжение непрерывного стабилизатора. На неинвертирующий вход ОУ 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. К этому же входу с положительного выхода подключена цепь R_4 , C_1 , обеспечивающая плавный выход в режим непрерывного стабилизатора напряжения ($\tau = R_4 C_1$) в момент включения и устранения низкочастотной сетевой пульсации на выходе НСН.

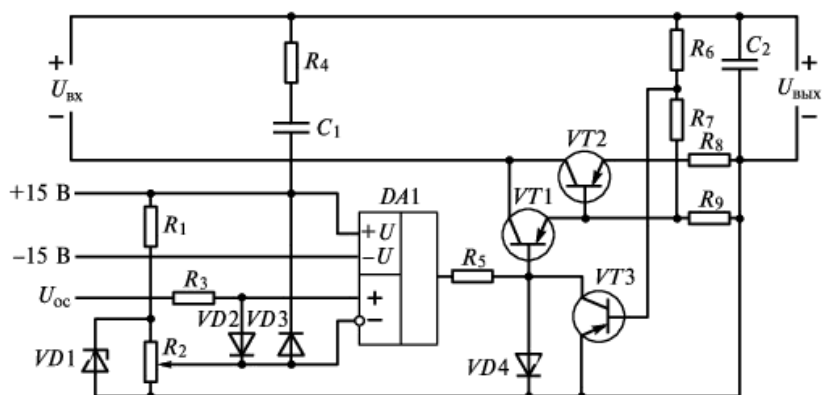


Рис. 2.50. Схема непрерывного стабилизатора напряжения

Для защиты ИЭП от перегрузок и короткого замыкания на выходе стабилизатора предусмотрена схема токовой защиты на транзисторе $VT3$. При превышении номинального выходного тока ИЭП 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. 2.51. 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 парафазные сигналы со скважностью, равной двум. Напряжение возбуждения с триггера поступает на первые входы селекторов импульсов (элементы $DD2.1, DD2.2$). Подачей на вторые входы этих селекторов логических уровней 1 или 0 осуществляется дистанционное управление включением и выключением ИЭП.

С выходов селекторов сигналы поступают на узел согласования, схема которого приведена на рис. 2.52. Транслирующие элементы $DD1.1 - DD1.4$ служат для согласования входных сигналов устройства управления с транзисторами $VT1, VT2$ и элементами $DD2.1$ и $DD2.2$, формирующими токи управления коммутирующими элементами инвертора. Последние выполнены на транзисторах $VT3, VT4$, работающих в двухтактной схеме со средним отводом от первичной обмотки выходного трансформатора.

переходу база–эмиттер транзистора $VT3$ прикладывается обратное напряжение, равное U_{C1} . Это напряжение форсирует выключение транзистора. Аналогичный процесс протекает в другом плече выходного каскада. Напряжение возбуждения с коллекторов транзисторов $VT3$, $VT4$ поступает на первичную обмотку выходного трансформатора.

В источниках электропитания рассматриваемого типа часто применяется узел автоматики и контроля, который в случае превышения выходным напряжением заданного значения выключает инвертор и выдает в цепь внешней автоматики сигнал лог. 1. Этот сигнал выдается во всех случаях отсутствия выходного напряжения. Пример схемы узла автоматики и контроля приведен на рис. 2.53.

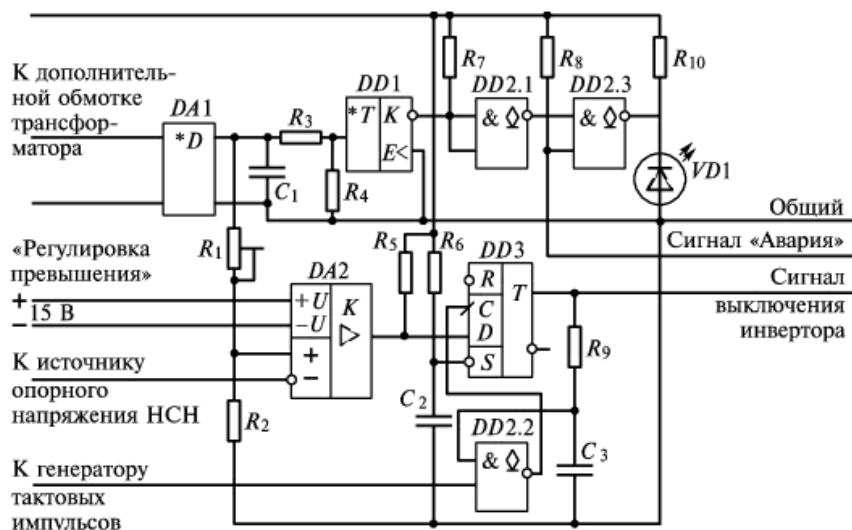


Рис. 2.53. Схема узла автоматики и контроля

Компаратор $DA2$ сравнивает напряжение опорного источника стабилизатора непрерывного действия с напряжением от дополнительной обмотки трансформатора. При превышении выходным напряжением заданного уровня компаратор переключает триггер $DD3$. При этом сигнал лог. 0, поступающий на селектор импульсов узла управления, выключает инвертор.

Для обеспечения необходимыми напряжениями компонентов схемы используется узел вспомогательного электропитания, обеспечивающий напряжения 5 В и ± 15 В. Узел выполнен на двух интегральных стабилизаторах типа 142ЕН5А и 142ЕН6А.

Для обеспечения работоспособности импульсных ИЭП широко используется регулирование напряжения с помощью *микропроцессорных интегральных микросхем*. Известно, что стабилизирующие ИЭП должны обеспечивать нагрузку напряжением с заданными характеристиками в условиях воздействия изменяющихся в широких пределах влияющих величин. Так, в цепи нагрузки в рабочем режиме могут иметь место короткие замыкания, т. е. возможно изменение выходного тока ИЭП от нуля до максимального значения.

В некоторых системах электропитания входное напряжение ИЭП в процессе работы может принимать значения, отличающиеся в два и более раза. Последний случай часто имеет место при электроснабжении ЭА 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 целесообразно использовать цифровые стабилизаторы параллельного типа с микропроцессорным управлением. 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. 2.54 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 Кл1–Кл N . В состав цифрового стабилизатора входит стабилизатор непрерывного действия НС, пример схемы которого приведен на рис. 2.55. Он предназначен для стабилизации основной секции с. 0 батареи. Цифровой стабилизатор обрабатывает информацию о токе, протекающем через стабилизатор НС, и в зависимости от его значения подключает или отключает дополни-

тельные секции. Таким образом осуществляется грубая стабилизация напряжения.

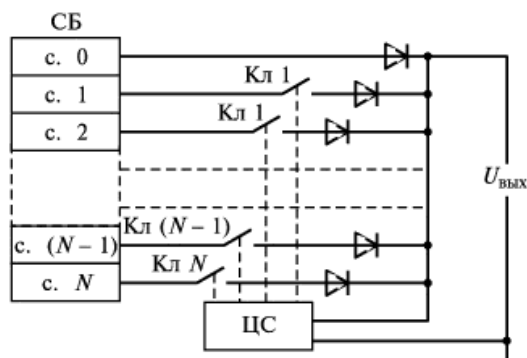


Рис. 2.54. Структурная схема системы электропитания с цифровым стабилизатором:

ЦС – цифровой стабилизатор; СБ – солнечная батарея; Кл – ключ

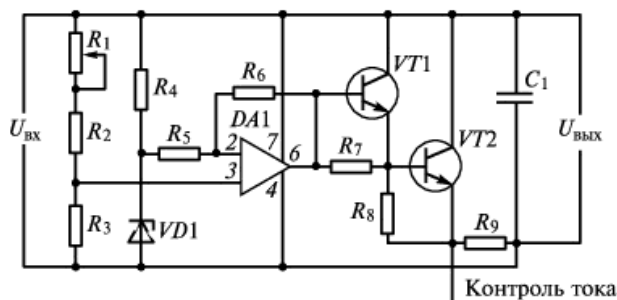


Рис. 2.55. Схема стабилизатора непрерывного действия в цепи основной секции

Точная стабилизация осуществляется стабилизатором непрерывного действия НС. Сигнал с делителя напряжения R_1, R_2, R_3 (см. рис. 2.55), 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 R_9 , сопротивление которого выбирается в зависимости от уровня максимального тока стабилизатора. Сигнал с резистора R_9 подается на схему сравнения, которая фиксирует превышение током до-

пустимо 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.

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 иницируется 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 успевала 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 батарей.

Следует 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 прерывания требуется 46 циклов. Отсюда следует, что при тактовой частоте микропроцессора 1 МГц максимально возможная частота синхронизации системы не должна превышать $10^6/46 = 21\,700$ Гц.

В источниках электропитания с микропроцессорным регулированием напряжения можно использовать однокристалльные микроЭВМ семейства МК48 или МК51, *n*-МОП-микропроцессоры серии 1816 и КМОП-микропроцессоры серии 1830. Переход на КМОП-технологии позволяет на порядок снизить ток потребления по сравнению с *n*-канальной МОП-технологией. МикроЭВМ семейства МК51 по сравнению с МК48 имеют больший объем памяти команд и памяти данных. Кроме того, быстродействие системы увеличивается от 2 до 10 раз (в зависимости от условий использования).

В табл. 2.3 приведены значения основных параметров однокристалльных микроЭВМ семейств МК48 и МК51. Указанные схемы выполняются в корпусах типа 2123.40-2.

Пример схемы включения однокристалльной микроЭВМ семейства МК51 приведен на рис. 2.56. В цепях электропитания микросхемы 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 ИЭП 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.

Таблица 2.3. Значения сновных параметров однокристальных микроЭВМ

Тип микросхемы	Объем внутренней памяти программ, байт	Тип памяти программ	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

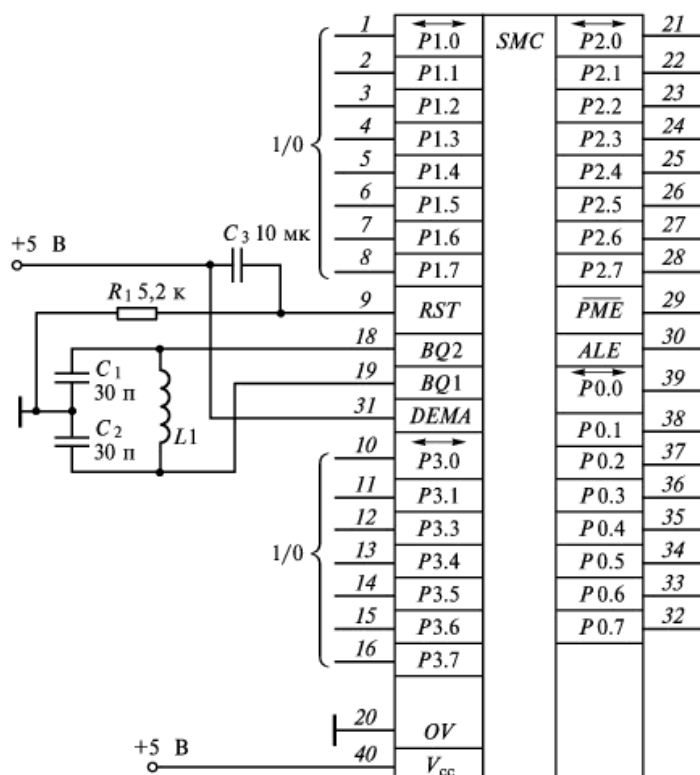


Рис. 2.56. Схема включения однокристальной микроЭВМ семейства МК51

Перечисленные требования могут быть удовлетворены при помощи ИЭП для передающего устройства с использованием микропроцессорного управления, выполненного по схеме, приведенной на рис. 2.57. Такой источник обеспечивает работу на активную или реактивную нагрузку и обладает малыми потерями в широком диапазоне регулирования. Учитывая большую мощность подобных источников, целесообразно использовать входную сеть трехфазного тока для снижения пульсаций на выходе входного выпрямителя $B_{вх}$.

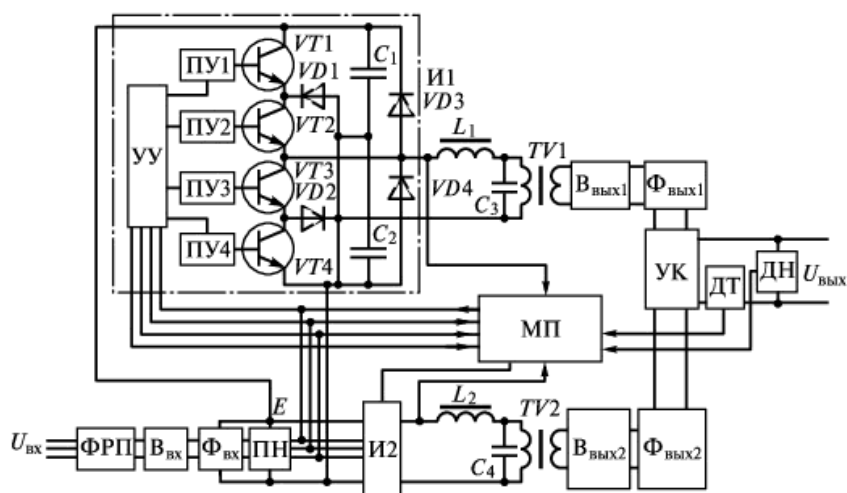


Рис. 2.57. Схема ИЭП передающего устройства с микропроцессорным управлением:

$B_{вых}$ – выпрямитель входной; $\Phi_{вх}$ – фильтр входной; И – инвертор силовой; ПН – преобразователь напряжения; УУ – устройство управления; ПУ – промежуточный усилитель; УК – устройство коммутации; ДТ – датчик тока; ДН – датчик напряжения; МП – микропроцессор

После сглаживания пульсации 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 $V_{\text{вых}}$ с выходным фильтром $\Phi_{\text{вых}}$. Устройство коммутации УК обеспечивает заданный способ соединения выходов двух каналов источника (последовательно или параллельно), что позволяет увеличить выходное напряжение или выходной ток источника по сравнению с одним каналом.

В выходной цепи ИЭП 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. Эти команды поступают в устройство управления УУ.

Последовательность работы инвертора следующая. В течение одного из полупериодов, когда транзисторы $VT1$ и $VT2$ открыты, а $VT3$ и $VT4$ закрыты, напряжение от конденсатора C_1 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 C_2 . 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 -контура, так как имеет место передача в нагрузку энергии, запасенной в индуктивности.

На выходе инвертора формируются импульсы напряжения прямоугольной формы с максимальным значением $U_{\text{вх}}$ и изменяющейся длительностью по закону управляющего сигнала. Форма выходного напряжения приведена на рис. 2.58, б.

Последовательный резонансный LC -контур на выходе инвертора настраивается на частоту первой гармоники последовательности прямоугольных импульсов и обеспечивает параметрическую стабилиза-

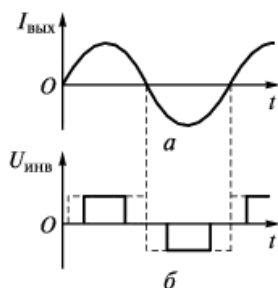


Рис. 2.58. Формы выходного тока (а) и выходного напряжения (б) в схеме с последовательным LC -контуром

цию тока в нагрузке. В результате выделения контуром первой гармоники в нагрузку передается через согласующий трансформатор ток синусоидальной формы (рис. 2.58, *a*). При максимальной ширине рабочего импульса, равного половине периода преобразования, моменты перехода тока через ноль совпадают с моментами коммутации транзисторов V_{T1} и V_{T4} , переключение которых происходит в обесточенном состоянии. При этом инвертор отдает в нагрузку максимальную мощность.

Последовательный резонансный контур обеспечивает автоматическое выравнивание напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 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 ИЭП на мощную емкостную нагрузку, поскольку накопление энергии в контуре происходит в течение определенного времени.

Рассмотренные в данной главе ИЭП применяются в лазерных установках. При этом они должны обладать необходимым 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. 2.59.

Модулятор M содержит тиристоры $VS1-VS4$ и дозирующий конденсатор C_1 . Тиристоры отпираются импульсами от устройства управления $УУ$ и перезаряжают дозирующий конденсатор C_1 . Момент отпирания определяется уровнями поступающих в устройство управления сигналов от датчика тока $ДТ1$ в цепи емкости, датчика тока $ДТ2$ в цепи нагрузки и значением опорного тока $I_{он}$ 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

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

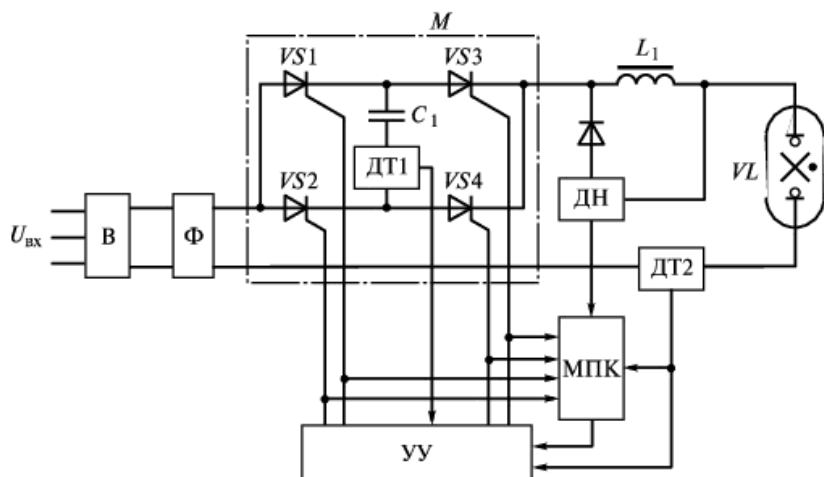


Рис. 2.59. Функциональная схема ИЭП лазерной установки:

В – выпрямитель; Ф – фильтр; М – модулятор; УУ – устройство управления; МПК – микропроцессорный контроллер; ДТ1 и ДТ2 – датчики тока; ДН – датчик напряжения; VL – нагрузка

В устройстве управления УУ 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_n значения опорного тока $I_{оп}$. Такой режим работы носит название *однопозиционного слежения*, при котором имеет место зависимость $I_n = I_{оп} + I_n / 2$. Второе слагаемое в правой части равенства учитывает пульсации среднего тока нагрузки. Амплитуда этих пульсаций определяется нагрузкой.

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

Нарастание тока при коротком замыкании в выходной цепи ИЭП происходит с весьма высокой скоростью, поэтому необходимо предельно возможное быстроедействие 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 однокристальной микроЭВМ, например типа 1816BE51. В контроллер поступает информация от датчиков тока нагрузки и напряжения, рассчитывается отношение величин $dU_{\text{н}} / dI_{\text{н}}$ и определяется новое значение опорного тока, которое подается в устройство управления.

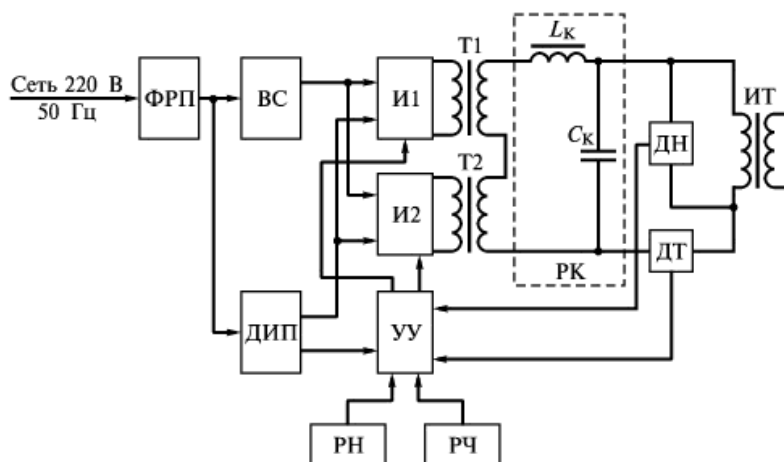


Рис. 2.60. Функциональная схема ИЭП с выходным напряжением регулируемой частоты и амплитуды:

ФРП – фильтр радиопомех; ВС – сетевой выпрямитель; И1 и И2 – инверторы; Т1 и Т2 – согласующие трансформаторы; РК – резонансный LC-контур; УУ – устройство управления; ДИП – дополнительный источник электропитания; ДН – датчик напряжения; ДТ – датчик тока; ИТ – испытываемый трансформатор; РН – регулятор напряжения; РЧ – регулятор частоты

Пример 2.3. Рассмотрим низковольтный ИЭП с выходным напряжением регулируемой частоты и амплитуды, который можно использовать для проверки и испытания высокочастотных трансформаторов. Частота выходного напряжения такого ИЭП имеет ряд дискретно переключаемых значений 20, 30, 50 и 100 кГц с плавной подстройкой каждого из указанных значений. Выходное напряжение регулируется от 24 до 270 В. При этом мощность на выходе источника может достигать 1000 В · А при частоте 20...30 кГц и 200 В · А при частоте 50...100 кГц. Источник рассчитан на однофазное входное напряжение $(220 \pm \pm 33)$ В частотой 50 Гц. Функциональная схема источника представлена на рис. 2.60. Источник содержит два мостовых инвертора И1 и И2, собранных на полевых транзисторах типа IRFP460 фирмы International Rectifier и драйверах HCPL3120 фирмы Hewlett-Packard. При этом инверторы включены параллельно по входу и управляются напряжением прямоугольной формы типа ме-

андр. В свою очередь, нагрузкой высокочастотных инверторов являются трансформаторы Т1 и Т2, вторичные обмотки которых соединены последовательно и включены на резонансный LC-контур. Нагрузкой LC-контура является трансформатор ИТ.

В рассматриваемом ИЭП осуществляется фазовый сдвиг между сигналами управления первого и второго инверторов. В результате векторного сложения напряжений на вторичных обмотках трансформаторов образуется широтно-модулированное напряжение U_{Σ} , которое поступает на LC-контур. Собственная резонансная частота ω_0 контура выбрана несколько ниже частоты преобразования инверторов. При этом напряжение первой гармоники в случае однократной ШИМ на входе LC-контура определяется выражением

$$U_1 = [4 / (\pi\sqrt{2})] \sin(\gamma\pi / 2) U_{\max},$$

где γ – относительная длительность импульса прямоугольного напряжения, $\gamma = 2t_n / T$; t_n – длительность импульса; T – период повторения импульсов; U_{\max} – максимальное значение прямоугольного импульса.

В результате на выходе резонансного контура образуется напряжение синусоидальной формы, амплитуда которого регулируется в широком диапазоне при изменении фазы управляющего сигнала и изменяется по закону

$$U_n = \frac{2\sqrt{2}U_1 Z_n}{\pi \sqrt{\left(\omega L_k - \frac{1}{\omega C_k}\right)^2 + Z_n^2}}.$$

Здесь L_k и C_k – индуктивность и емкость контура; Z_n – сопротивление нагрузки.

Одновременно в качестве регулировочной характеристики напряжения LC-контура используется функциональная зависимость модуля коэффициента передачи по напряжению $[K_u]$ от отношения частоты преобразования ω_1 к собственной резонансной частоте $[K_u]$ контура ω_0 :

$$[K_u] = f\left(\frac{\omega_n}{\omega_0}\right).$$

Значение модуля $[K_u]$ определяется выражением

$$[K_u] = \sqrt{\left(\frac{\omega_n L_k}{R_n}\right)^2 + (1 - \omega_n^2 L_k C_k)^2}.$$

Изменение частоты инверторов, выходных напряжения и мощности обеспечивает устройство управления, которое получает от органов управления на передней панели необходимые сигналы, а также сигналы обратной связи по выходным напряжению и току.

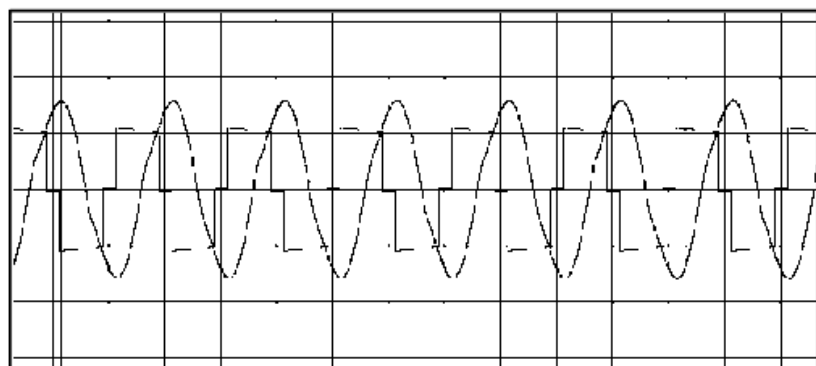
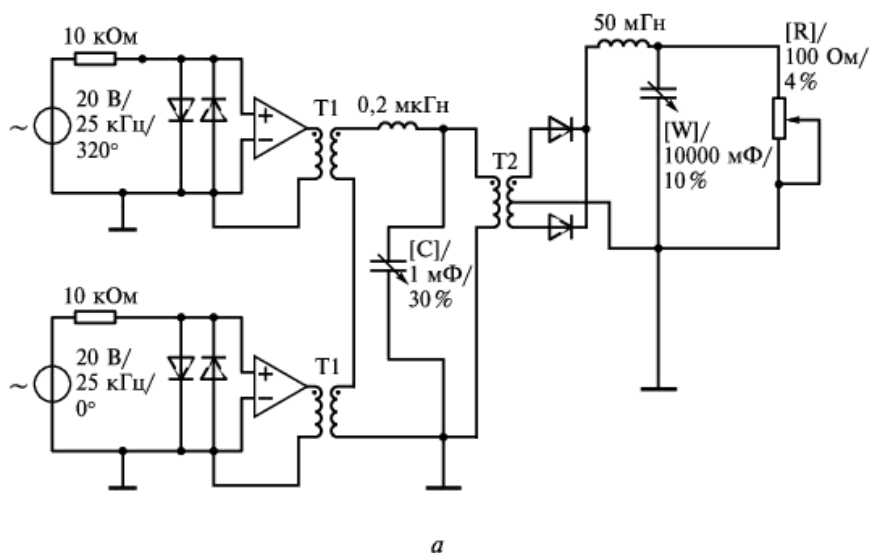


Рис. 2.61. Схема модели ИЭП для исследований трансформаторов (а) и диаграммы входного $U_{\text{вх}}$ и выходного $U_{\text{вых}}$ напряжений LC-контура (б):

Параметры модели трансформатора T1:

- коэффициент трансформации $n = 1,4$;
- индуктивность рассеяния $L_e = 0,1$ мкГн;
- индуктивность намагничивания $L_m = 42,2$ мкГн;
- активные сопротивления первичной и вторичной обмоток $R_p = R_s = 0,1$ Ом.

Параметры модели трансформатора T2:

- коэффициент трансформации $n = 1,5$;
- индуктивность рассеяния $L_e = 10$ мкГн;
- индуктивность намагничивания $L_m = 42,2$ мкГн;
- активные сопротивления первичной и вторичной обмоток $R_p = R_s = 0,1$ Ом.

При исследовании регулировочных характеристик ИЭП с помощью программы схемотехнического моделирования Electronic Workbench инверторы для упрощения заменялись идеальными операционными усилителями (ИОУ), работающими каждый на свой трансформатор (рис. 2.61, *а*). При этом на выходе ИОУ возможно получение двухполярного напряжения прямоугольной формы заданной частоты и амплитуды. Амплитуда выходного напряжения ИОУ определяется выбором двухполярного напряжения электропитания ИОУ.

Синхронное управление ИОУ осуществляется от двух генераторов синусоидального напряжения. Значения частоты и фазы генераторов в исследуемой схеме с резонансным LC -контуром в разомкнутом виде будут определять выходные напряжение и ток ИЭП и режимы работы каждого из компонентов схемы. Поэтому частота и фаза задаются в меню перед запуском программы в зависимости от необходимых выходных параметров ИЭП. Сдвиг по фазе напряжений задающих генераторов определяет нулевую паузу в результате векторного сложения напряжений на вторичных обмотках согласующих трансформаторов. Необходимые параметры (коэффициент трансформации, индуктивность намагничивания и рассеяния) согласующих трансформаторов Т1 и Т2, а также испытуемого или выходного трансформатора Т3 выбираются с учетом требуемого результата. Параметры выходного выпрямителя, сглаживающего фильтра и нагрузки также необходимо задать в меню программы. Интересующие в ходе исследований значения токов и напряжений отдельных элементов схемы, а также форма напряжения и тока выводятся на экран при помощи измерительных приборов и осциллографа. На рис. 2.61, *б* представлен пример диаграммы входного и выходного напряжений LC -контура, нагруженного на трансформатор с двухтактным выпрямителем, сглаживающим LC -фильтром и нагрузкой.

2.5. Низковольтные источники электропитания со стабилизацией выходного тока

В отличие от источника напряжения в источнике тока регулируемым параметром является выходной ток источника. Этот ток необходимо стабилизировать при изменении сопротивления нагрузки и колебаниях входного напряжения. В общем виде структурная схема источника тока представлена на рис. 2.62.



Рис. 2.62. Структурная схема источника тока:

U – напряжение электропитания от внешнего источника; ДТ – датчик тока; РК – регулирующий компонент; Н – нагрузка

Рассмотрим наиболее простые принципиальные схемы источников тока. В приведенной на рис. 2.63, *а* схеме ток в нагрузке определяется зависимостью

$$I_{\text{н}} = (U_{\text{вх}} - U_{\text{БЭ}}) / R_{\text{ДТ}},$$

где $U_{\text{вх}}$ – входное напряжение; $U_{\text{БЭ}}$ – падение напряжения на переходе база–эмиттер транзистора VT1; $R_{\text{ДТ}}$ – сопротивление датчика тока.

В этой схеме обратная связь по напряжению с выхода датчика тока $R_{\text{ДТ}}$ на вход регулирующего компонента $VT1$ в явном виде отсутствует. Схема имеет относительно невысокую стабильность тока.

Лучшую стабильность тока обеспечивает источник тока с дополнительным стабилизирующим транзистором, схема которого представлена на рис. 2.63, б.

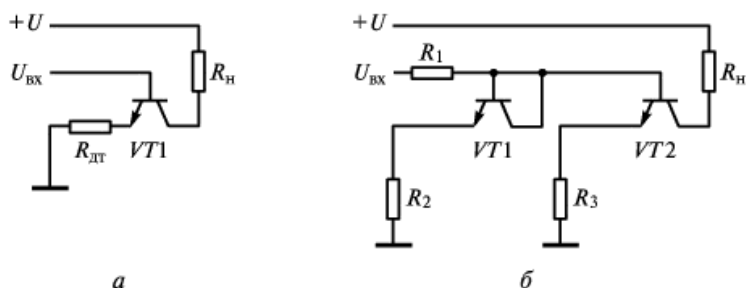


Рис. 2.63. Схемы источников тока без стабилизирующего транзистора (а) и со стабилизирующим транзистором (б)

Применение ОУ в источнике тока иллюстрирует схема, приведенная на рис. 2.64. В этой схеме регулирующим компонентом является транзистор $VT1$, который находится под управлением ОУ $DA1$. Задачей ОУ является выравнивание значения напряжений на инвертирующем и неинвертирующем выводах. Ток в нагрузке определяется выражением

$$I_{\text{н}} = U_{\text{вх}} / R_{\text{ДТ}}.$$

Напряжение на нагрузке $U_{\text{н}}$ в этой схеме подчиняется зависимости

$$U_{\text{н}} = I_{\text{н}} R_{\text{н}} < U - U_{\text{КЭнас}} - IR_{\text{ДТ}}; \quad I \cong I_{\text{н}},$$

где $U_{\text{КЭнас}}$ – напряжение насыщения транзистора $VT1$; $R_{\text{ДТ}}$ – сопротивление датчика тока.

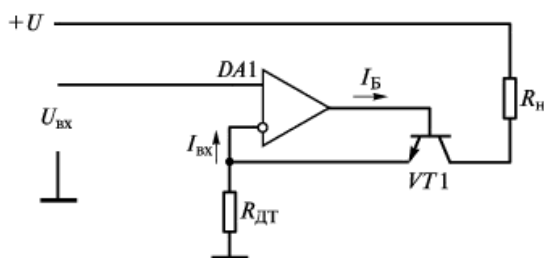


Рис. 2.64. Схема источника тока с ОУ

В рассматриваемой схеме разность тока I_n в нагрузке и тока I в датчике тока $R_{дт}$ определяет значение тока ошибки ΔI в цепи обратной связи:

$$\Delta I = I_B - I_{вх},$$

где I_B – ток в цепи базы транзистора $VT1$; $I_{вх}$ – ток в цепи инвертирующего входа усилителя $DA1$.

Стабильность тока повышается с уменьшением входного тока операционного усилителя и с увеличением коэффициента усиления транзистора $VT1$, поэтому рекомендуется использование составных транзисторов в качестве регулирующего компонента.

На рис. 2.65 представлена схема источника тока, обеспечивающая более точную стабилизацию тока в нагрузке путем ее включения последовательно с датчиком тока. Благодаря этому ток базы транзистора не влияет на ошибку стабилизации тока, которая определяется только малым входным током операционного усилителя $\Delta I = I_{вх}$. В этой схеме максимальное значение напряжения $U_{n \max}$ на нагрузке ограничивается неравенством

$$U_{n \max} < U_{\text{вых ОУ}} - U_{\text{вх}} - I R_{дт}.$$

Изображенные на рис. 2.63–2.65 схемы источников тока предназначены для получения относительно малых значений токов. Приведем примеры схем источников тока значением 6...10 А с высокой степенью стабилизации выходного тока. Такие источники тока используются в ЭА различного назначения.

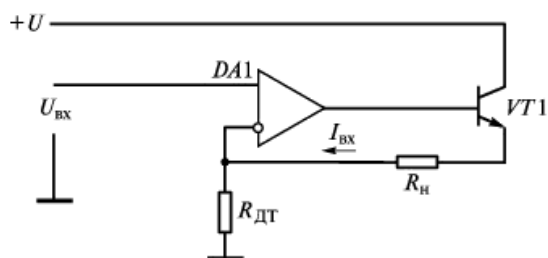
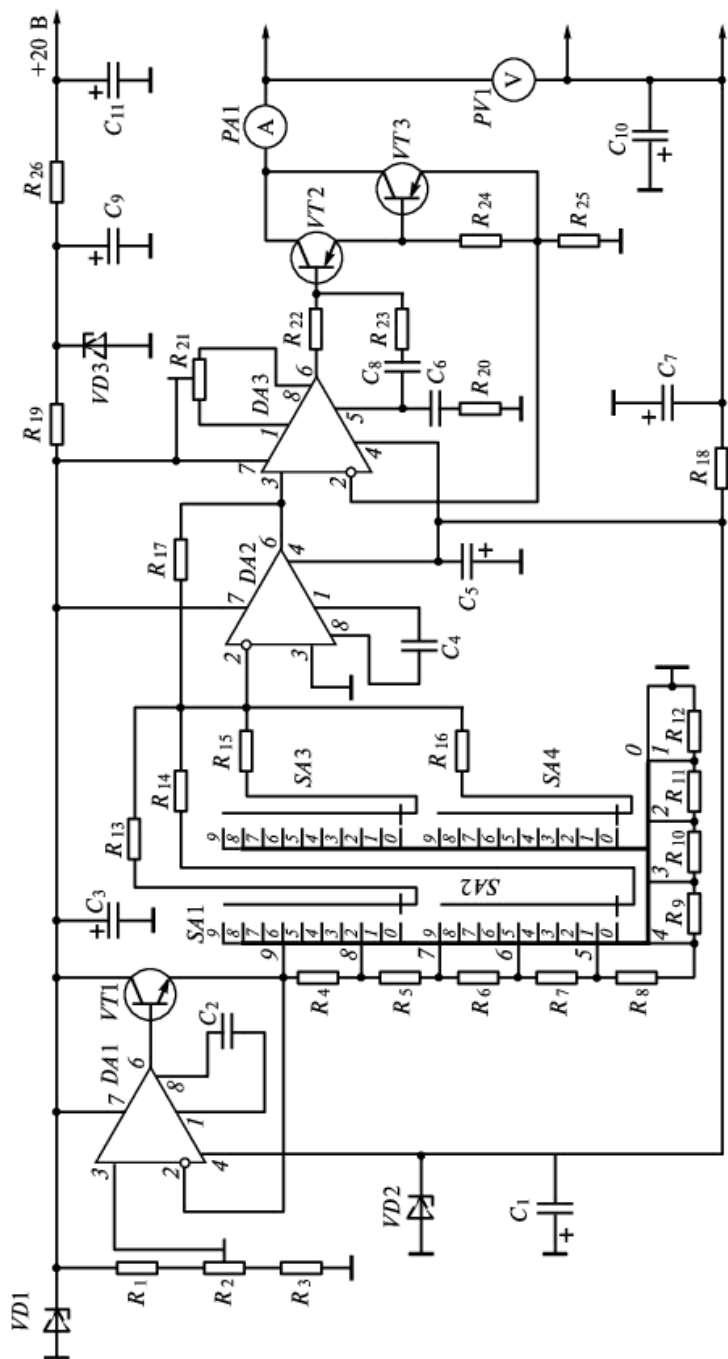


Рис. 2.65. Схема источника тока повышенной стабильности

Пример 2.4. Рассмотрим схему источника стабильного тока значением до 6 А (рис. 2.66). Источник содержит следующие основные узлы: регулирующий компонент, источник опорного напряжения, задающий узел, узел электропитания, контрольно-измерительные приборы.



Источник опорного напряжения представляет собой повторитель напряжения и содержит высокоточный операционный усилитель $DA1$ (микросхема типа $K140YD14A$) и транзистор $VT1$ типа $КТ603Б$. Нагрузкой опорного источника являются последовательно соединенные прецизионные резисторы R_4-R_{12} (типа $C2-1$ или $C2-13$) сопротивлением по $49,9$ Ом каждый. На вход повторителя подается постоянное напряжение U_0 с выхода двухступенчатого параметрического стабилизатора напряжения, который содержит диоды $VD1$ ($D818E$), $VD3$ ($KC515A$) и делитель напряжения R_1 ($2,2$ кОм), R_2 ($3,3$ кОм), R_3 ($3,3$ кОм). Падение напряжения на каждом из резисторов R_4-R_{12} можно принять равным $U_0 / 9$, что позволяет снять с выходов делителя десять опорных напряжений в диапазоне от 0 до U_0 . Резисторы делителя выбираются с допуском на сопротивление не более 1% .

Выходными сигналами опорного источника формируются в задающем узле напряжения для управления генератором выходного тока. В состав задающего узла входит высокоточный операционный усилитель $DA2$ (микросхема типа $K140YD14A$), который суммирует опорные напряжения с делителя $R_{43}-R_{12}$. С помощью переключателей $SA1-SA4$ на выходе операционного усилителя $DA2$ устанавливается значение напряжения от 0 до $1,111 U_0$ согласно зависимости

$$U_{DA2} = k_1 U_0 / 9 + k_2 U_0 / 90 + k_3 U_0 / 900 + k_4 U_0 / 9000,$$

где k_1-k_4 – коэффициенты, принимающие значения от 0 до 9 в зависимости от положения переключателей. Задающий узел позволяет дискретно установить задающее напряжение с шагом $U_0 / 9000$, при этом резисторы $R_{13}-R_{16}$ ($C2-29B$ или $C2-31$) сумматора должны иметь отклонение сопротивления порядка $0,05...0,1\%$ и значение сопротивления большее по сравнению с резисторами источника опорного напряжения.

Генератор выходного тока содержит усилитель мощности на транзисторах $VT2$ ($ГТ321В$) и $VT3$ ($КТ825Г$). Резистор R_{25} ($C5-8$ или $C5-16$ с сопротивлением $0,51$ Ом) является датчиком тока ОУ $DA3$ (микросхема типа $K153YD5$), который сравнивает задающее напряжение на неинвертирующем входе с напряжением обратной связи на инвертирующем входе. Выравнивание этих напряжений осуществляется воздействием на базу составного транзистора, который работает в линейном режиме. Изменения базового тока вызывают соответствующие изменения токов эмиттера и коллектора до тех пор, пока напряжение обратной связи, снимаемое с резистора R_{25} и пропорциональное току в силовой цепи, не сравняется с задающим напряжением.

Узел электропитания обеспечивает напряжения $17...20 В$ при токе $0,3...0,5 А$ и $27...30 В$ при токе до 6 или до $10 А$. Контроль тока и напряжения на нагрузке осуществляется стрелочными приборами $PA1$ ($0...10 А$) и $PV1$ ($0...30 В$). Полное отклонение вольтметра соответствует току не более 100 мкА для точного установления тока нагрузки.

Остальные компоненты схемы: конденсаторы C_1, C_3 (200 мкФ, $16 В$); C_2, C_4 (30 пФ); C_5, C_6 (500 мкФ, $16 В$); C_7 ($0,022$ мкФ); C_8 ($0,047$ мкФ); C_9 (4000 мкФ, $25 В$); C_{10}, C_{11} (2000 мкФ, $50 В$); резисторы R_{13} (10 МОм); R_{14} (1 МОм); R_{15}, R_{19} (100 кОм); R_{16}, R_{17} (10 кОм); R_{18} (220 Ом); R_{20} (56 Ом);

При выходной мощности источника тока, превышающей выходную мощность одного транзисторного моста, необходимо сложение мощностей по постоянному току в соответствии с приведенной структурной схемой.

Максимальное значение тока $I_{\text{ком}}$, коммутируемого транзисторами мостовой схемы, ориентировочно определяется по формуле

$$I_{\text{ком}} = P_{\text{вых max}} / \eta K_{\text{зап max}} U_{d \text{ min}}$$

где η – КПД преобразователя, примерно равный 0,8–0,85; $K_{\text{зап max}}$ – максимальный коэффициент заполнения импульсов; $U_{d \text{ min}}$ – минимальное значение выпрямленного напряжения сети. В случае параллельной работы мостовых схем полученное значение тока необходимо разделить на два.

Максимальное значение напряжения, коммутируемое транзисторами инвертора, для мостовой схемы равно максимальному выпрямленному напряжению с учетом коэффициента запаса $K_3 = 1,2$.

Для обеспечения высокой точности стабилизации тока в отличие от схем ограничения тока при перегрузках необходимо применение высокоточных датчиков тока, например на основе датчика Холла типа ДТХ-50. При этом сигнал обратной связи по току, снимаемый с датчика тока, поступает на усилитель рассогласования в схему устройства управления и контроля. Изменение коэффициента заполнения импульсов управления, образующееся в результате сравнения напряжения рассогласования с напряжением генератора пилы в микросхеме, приводит к регулированию выходного напряжения источника с целью стабилизации тока в нагрузке.

Максимальное выходное напряжение на вторичной обмотке трансформатора для источника тока определяется зависимостью

$$U_{\text{тр.вых max}} = \frac{I_{\text{нагр max}} R_{\text{нагр max}} + \Delta U_{\text{пр.выпр}}}{K_{\text{зап max}}}.$$

При суммировании выходного напряжения полученное значение $U_{\text{тр.вых max}}$ делится пополам.

Пример. 2.6. Рассмотрим радиопередающее устройство, предназначенное для генерирования мощных высокочастотных импульсов с широким набором частот повторения и длительностей, формирования непрерывных сигналов 1-го и 2-го гетеродинов приемника и сигнала опорной частоты. В устройстве используется выходной клистрон в качестве оконечного усилителя и ЛБВ в качестве предварительного усилителя. В состав радиопередающего устройства входят (рис. 2.68) возбудитель-гетеродин; формирователь зондирующего сигнала; усилитель выходного сигнала передатчика; высоковольтный стабилизирующий источник электропитания катодного напряжения.

Возбудитель-гетеродин формирует сигнал на выходных частотах радиопередающего устройства в заданном диапазоне частот, а также сигналы 1-го и 2-го гетеродинов приемника. Сигнал с выхода возбуди-

теля поступает на предварительный усилитель. В качестве активного компонента предварительного усилителя используется лампа бегущей волны.

Сигнал с выхода предварительного усилителя усиливается выходным усилителем передающего устройства. В качестве выходного усилителя используется клистрон с сеточным управлением. Между катодом и резонаторным блоком клистрона приложено постоянное высокое напряжение. Управление током клистрона осуществляется с помощью модулятора. В паузе между импульсами клистрон закрыт напряжением, приложенным между катодом и сеткой клистрона.

Модулятор формирует импульсы напряжения, поступающие на сетку клистрона. При поступлении импульса напряжение между сеткой и катодом становится близким к нулю, и клистрон усиливает сигнал, поступающий на его вход.

Импульсы, управляющие работой модулятора, поступают с подмодулятора. На вход подмодулятора приходят два импульса: импульс начала работы (ИНР) и импульс конца работы (ИКР). Длительность генерируемого клистроном высокочастотного импульса равна временному интервалу между фронтами импульсов ИНР и ИКР, поступающих на модулятор.

Мощный высокочастотный сигнал с выхода клистрона через выходной высокочастотный тракт поступает на облучатель антенного устройства. Выходной волноводный тракт содержит: ферритовый циркулятор; переключатель «антенна-эквивалент»; высокочастотную нагрузку — эквивалент антенны; элементы защиты тракта от высокочастотных пробоев; волновод, канализирующий сигнал к высокочастотному выходу.

Охлаждение коллектора и резонаторов клистрона, электромагнита, предварительного усилителя, выходного волноводного тракта, высокочастотной нагрузки осуществляется системой жидкостного охлаждения.

На выходе высоковольтного источника электропитания может быть установлено заданное в паспорте на клистрон напряжение, которое поддерживается с необходимой точностью. Высоковольтный источник электропитания обеспечивает плавный подъем выходного напряжения при включении, а также установку напряжения в пределах (0,7...1,0) номинального, что необходимо для проведения тренировки клистрона при его первоначальной установке после длительного хранения или длительного перерыва в работе.

В шкафу высоковольтного электропитания размещены:

— блок управления и преобразования;

- высоковольтные трансформаторно-выпрямительные модули (ВТВМ), высоковольтный делитель, фильтр;
- панель предохранителей;
- источник электропитания соленоида;

Основные технические данные высоковольтного источника электропитания, входящего в состав радиопередающего устройства, следующие:

— выходное напряжение, кВ	20
— выходной ток, А	1
— нестабильность выходного напряжения, %, не более	3
— уровень гармонических составляющих выходного напряжения в доплеровском диапазоне частот, мВ, не более	50
— время установления напряжения, с, не более	5

Структурная схема высоковольтного источника электропитания приведена на рис. 2.69.

Основой источника является преобразователь напряжения, работающий на частоте в диапазоне (90 ... 130) кГц. Основными узлами устройства являются мостовой инвертор (И), резонансный контур (РК), трансформаторно-выпрямительный модуль (ТВМ) и выходной фильтр (ВФ). Инвертор с подключенным к нему резонансным контуром образует резонансный инвертор.

Для получения заданной выходной мощности 24 кВт в источнике объединены восемь резонансных инверторов (И1 ... И8, РК1 ... РК8), включенных параллельно по выходу и работающих синхронно на согласованную с помощью четырех трансформаторно-выпрямительных модулей (ТВМ1 ... ТВМ4) нагрузку.

На соединенные параллельно первичные обмотки модулей ТВМ1 ... ТВМ4 поступает напряжение с максимальным значением порядка 450 В. Форма напряжения близка к синусоидальной. Выходное выпрямленное напряжение каждого модуля ТВМ равно 12 кВ при номинальном токе, равном половине выходного тока нагрузки, и рабочем потенциале относительно корпуса и первичной обмотки 24 кВ. Поэтому для получения заданного напряжения и выходной мощности модули ТВМ1 ... ТВМ4 включаются группами: ТВМ1 соединяется последовательно по выходу с ТВМ2, а ТВМ3 — последовательно по выходу с ТВМ4. Далее эти две группы соединены по выходу параллельно.

Регулировка и стабилизация напряжения на выходе осуществляется с помощью обратной связи. Напряжение обратной связи снимается с делителя напряжения ДН и подается в систему управления инверторами. Регулирование и стабилизация выходного напряжения обеспечивается частотным методом с отстройкой в сторону

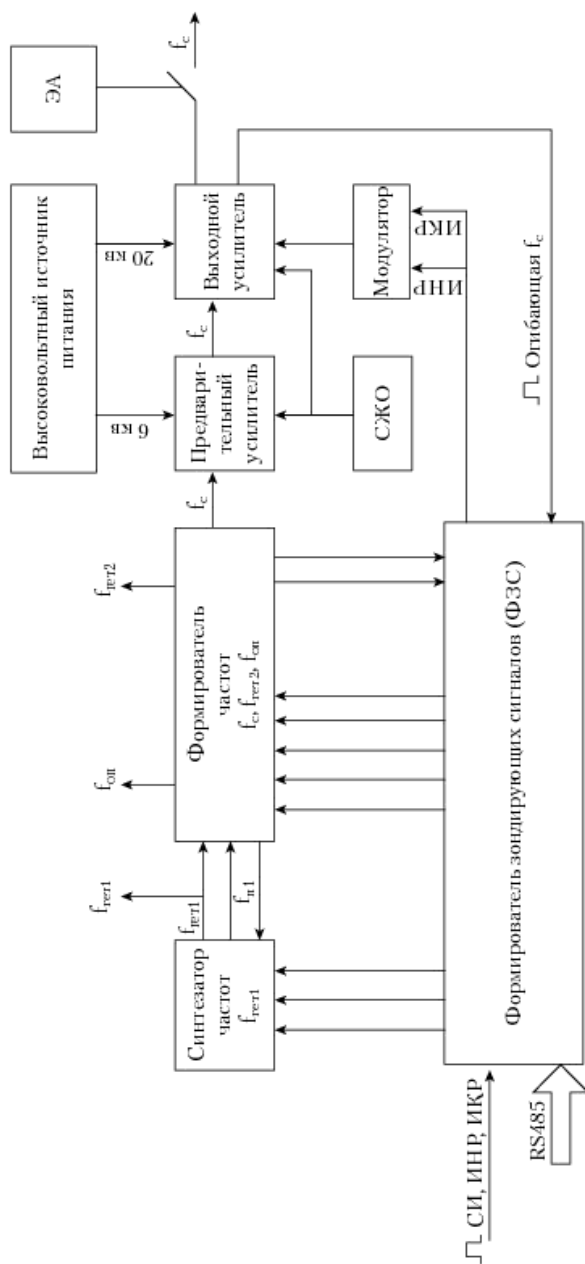


Рис. 2.68. Структурная схема радиопередающего устройства

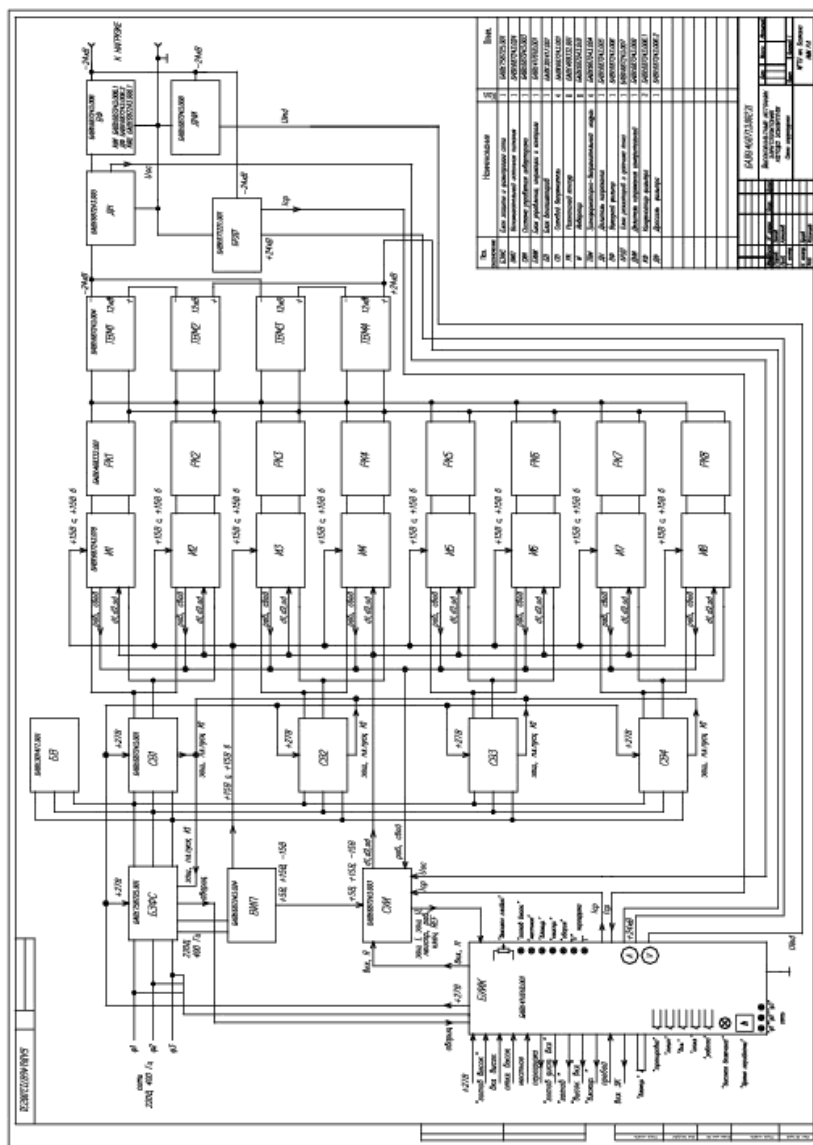


Рис. 2.69. Структурная схема источника стабилизированного напряжения

более высокой частоты от резонансной. Импульсы управления инверторами формируются системой управления, которая выполняет функции защиты от превышения выходного напряжения и тока, а также защиты силовых ключей инверторов от выхода из области безопасной работы (ОБР) при сбоях в процессе функционирования.

Напряжение на входы инверторов И1 ... И8 подается с выходов сетевых выпрямителей СВ1 ... СВ4, причем выпрямленное напряжение 310 В с одного выпрямителя поступает на два инвертора. На входы выпрямителей СВ1 ... СВ4 подается напряжение сети 220 В трехфазного тока частоты 400 Гц от блока защиты и фильтрации сети (БЗФС). В состав БЗФС входят сетевые помехоподавляющие фильтры и устройство защиты. Фильтры служат для защиты сети от помех, создаваемых инверторами, а также для защиты источника электропитания от помех, поступающих со стороны входной сети. Устройство защиты выполняет функцию защиты сети от аварийного тока в результате короткого замыкания на выходах выпрямителей СВ1 ... СВ4 (например, при пробое транзисторов инвертора).

Блок управления, индикации и контроля (БУИК) осуществляет функции индикации и контроля основных параметров источника электропитания, в том числе регулируемого выходного высокого напряжения, а также синхронизирует совместную работу с другими внешними устройствами комплекта аппаратуры.

Мощность, потребляемая источником электропитания от входной сети, определяется выражением

$$P_{\sim} = \frac{U_{\pi} I_{\pi}}{\eta Q},$$

где $U_{\pi} = 20$ кВ — катодное напряжение выходного усилителя передающего устройства; $I_{\pi} = 18$ А — импульсный ток выходного усилителя;

$\eta = (0,85...0,9)$ — КПД высоковольтного выпрямителя;

$Q = 20$ — скважность в импульсном режиме работы.

При указанных значениях величин входная мощность источника электропитания составляет 21 кВт.

Ток I_{ϕ} фазы входной сети

$$I_{\phi} = \frac{P_{\sim}}{U_{\sim} \cdot 1,73} = \frac{21000}{220 \cdot 1,73} \approx 55 \text{ А}.$$

Таким образом, в каждой фазе должен быть установлен предохранитель, рассчитанный на номинальный ток 60 А.

Переменная составляющая выходного напряжения высоковольтного выпрямителя в доплеровском диапазоне частот вызывает амплитудную и фазовую модуляции в высокочастотном сигнале выходного

усилителя передающего устройства. Уровень спектральных составляющих паразитной модуляции высокочастотного сигнала, вызванных пульсациями напряжения электропитания, должен быть ниже уровня собственных шумов выходного усилителя радиопередающего устройства. Относительный уровень шумов, вносимых собственно выходным усилителем в высокочастотный сигнал, пересчитанный на полосу приемного устройства Δf в герцах, имеет порядок минус сотен децибел. В связи с этим относительный уровень паразитной модуляции, вызванный спектральными составляющими пульсаций напряжения электропитания, должен быть ниже (хотя бы на 5 дБ) уровня собственных шумов радиопередатчика.

Уровень амплитудной модуляции высокочастотного сигнала находится из следующих соображений. Мощность на выходе усилительно-го клистрона определяется выражением

$$P = \eta K U^{5/2},$$

где η — коэффициент полезного действия выходного усилителя; K — первеанс выходного усилителя; U — выходное напряжение высоко-вольтового источника.

Приращение ΔP мощности связано с приращением ΔU напряжения соотношением

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{5}{2} \frac{\Delta U}{U}.$$

Максимальная мощность $P_{\text{макс}}$ амплитудно-модулированного сигнала связана с коэффициентом m_a амплитудной модуляции зависимо-стью

$$P_{\text{макс}} = P (1 + m_a)^2,$$

где P — мощность немодулированного сигнала; $\Delta P = P_{\text{макс}} - P = 2 m_a P$ (при малых коэффициентах амплитудной модуляции).

Следовательно,

$$m_a = \frac{5}{4} \frac{\sqrt{2} U_{\text{эфф}}}{U},$$

где $U_{\text{эфф}}$ — эффективное значение спектральной составляющей пуль-сации в напряжении электропитания.

В рассматриваемом примере, относительный уровень паразитной модуляции, вызванной спектральными составляющими, не должен превышать минус 110 дБ, т. е. должно соблюдаться соотношение $m_a \leq 6,3 \cdot 10^{-6}$. Отсюда

$$U_{\text{эфф}} \approx 78,5 \text{ мВ.}$$

Таким образом, для обеспечения допустимой амплитудной модуляции сигнала радиопередатчика уровень пульсаций выходного напряжения источника электропитания не должен превышать 80 мВ.

Следует отметить, что пульсации напряжения электропитания кроме амплитудной модуляции вызывают и фазовую модуляцию усиливаемого сигнала, связанную с модуляцией пучка электронов по скорости и, соответственно, изменением времени пролета электронов в пространстве дрейфа выходного усилителя.

Запаздывание $\theta = \omega\tau$ сигнала по фазе определяется временем пролета электрона в пространстве дрейфа между первым и последним резонаторами выходного усилителя. Типовым значением запаздывания сигнала для рассматриваемых приборов считают $\theta \approx 2000^\circ$. Связь запаздывания θ в выходном усилителе с напряжением U электропитания описывается выражением

$$\theta = \omega S \sqrt{\frac{m}{2e}} \frac{1}{\sqrt{U}},$$

где S — расстояние между первым и последним резонаторами выходного усилителя; m — масса электрона; e — заряд электрона.

Из последнего выражения следует, что коэффициент m_ϕ фазовой модуляции сигнала, вызванной наличием пульсаций в напряжении электропитания выходного усилителя, связан с этим напряжением соотношением

$$d\theta = m_\phi = \theta \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{U_{\text{эфф}}}{U}.$$

Полагая $m_\phi = 6,3 \cdot 10^{-6}$, получим $\frac{U_{\text{эфф}}}{U} \leq 2,5 \cdot 10^{-7}$ или $U_{\text{эфф}} \leq 3,5$ мВ, что на порядок меньше допустимых пульсаций для случая амплитудной модуляции сигнала.

Таким образом, уровень спектральных составляющих в выпрямленном напряжении на частотах от 5 кГц не должен превышать 5 мВ.

Пример 2.7. Источник электропитания соленоида обеспечивает установленное значение тока в пределах (10 ... 25) А со стабильностью не хуже $\pm 1\%$ при воздействии влияющих величин с плавным нарастанием тока за время не менее 1 с при нагрузке с активным сопротивлением от 1,5 до 3,0 Ом и индуктивностью около 0,2 Гн. Источник рассчитан на выходную мощность 2,0 кВт при входном напряжении (220 ± 44) В трехфазного тока частоты 400 Гц.

Источник электропитания соленоида выполнен по схеме регулируемого стабилизатора тока на базе двухтактного обратного преобразователя. По сравнению с однотактными такая схема отличается повышенной мощностью, а по сравнению

с традиционными двухтактными — меньшей сложностью и более высокой надежностью. Структурная схема источника приведена на рис. 2.70, где К — контактор, ВА — входной автомат, ВФ — входной фильтр, ЭК — электронный ключ, Пр — предохранитель, ПУ — плата управления, ПП — плата вспомогательного электропитания, В — вентиляторы, И — индикаторы напряжения и тока, Р — регулятор уровня тока, П — высокочастотный преобразователь, М — мостовая схема выпрямителя, Х1 и Х2 — входные разъемы, Х3 — выходной разъем.

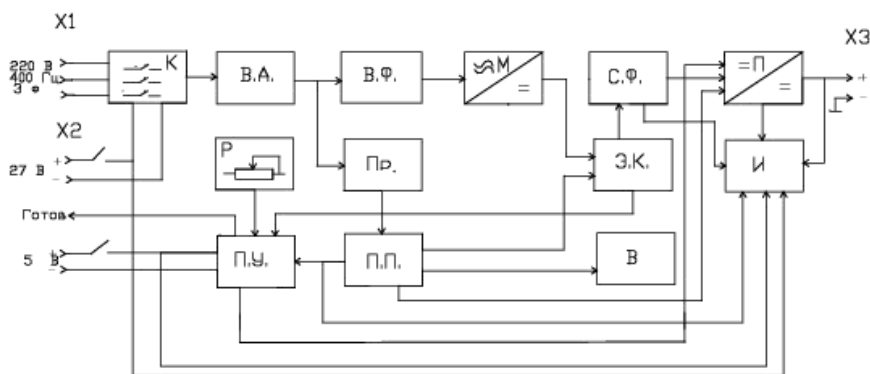


Рис. 2.70. Структурная схема источника электропитания соленоида

Принципиальная электрическая схема регулируемого стабилизатора тока приведена на рис. 2.71.

Мощный высокочастотный преобразователь выполнен на двухтактном драйвере D1 типа UC3825N, двух транзисторах VT1 и VT2 типа SPW17N80, двух трансформаторах T1 и T2 на сердечниках марки ETD59 и двух выпрямительных диодах VD3, VD4 типа CSD20060. Использование диодов CSD20060 на карбиде кремния, обладающих весьма малым временем восстановления, позволяет реализовывать мощные одноконтные схемы в режиме непрерывных токов. Схема представляет собой два одноконтных обратных преобразователя, работающих со сдвигом на полпериода за счет управления двухтактным драйвером. Регулирование выходной мощности происходит за счет обратной связи по току транзисторов через токовые трансформаторы T3 и T4. Контроль тока нагрузки ведется с помощью шунта R27 типа 75ШСМ3-30-0,5. На микросхеме D6 типа 1446УД1А собран усилитель сигнала датчика тока и усилитель сигнала ошибки, на который поступают сигналы усилителя датчика тока и напряжение датчика с контакта 2 разъема X4. Выход усилителя сигнала ошибки через диод VD8 подключен к выходу усилителя сигнала ошибки драйвера D1.

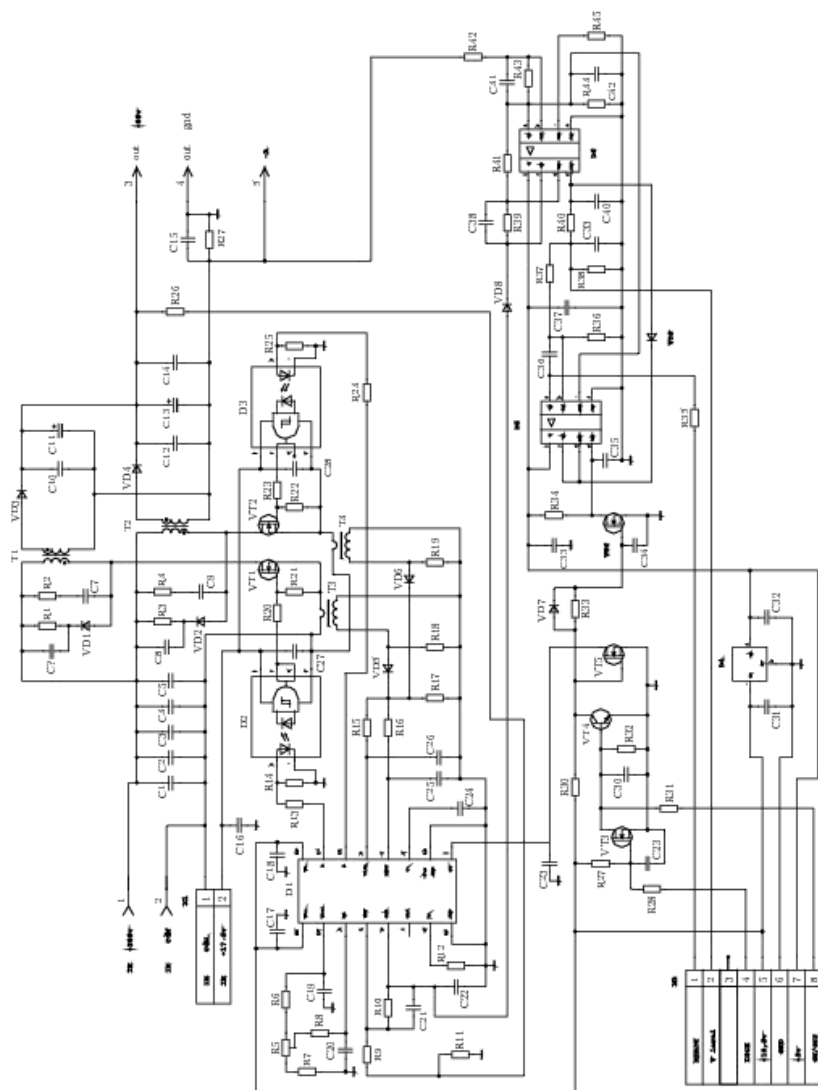


Рис. 2.74. Принципиальная электрическая схема стабилизатора тока

На половине микросхемы D5 выполнен компаратор, вырабатывающий сигнал «Готов» при достижении выходным током значения, равного 80% от заданного уровня. Этот сигнал поступает на контакт 1 разъема X4.

Включение источника электропитания соленоида с плавным нарастанием тока в нагрузке обеспечивает схема управления на транзисторах VT3—VT6 и половине микросхемы D5. Включение источника электропитания производится подачей сигнала с уровнем логической «1» на вход транзистора VT3 через контакт 8 разъема X4. Работа источника электропитания разрешена при подаче на контакт 4 разъема X4 сигнала с уровнем логического «0» или при соединении этого контакта с корпусной (земляной) шиной. Если контакт 4 разъема X4 отсоединяется от корпусной (земляной) шины или на него подается сигнал с уровнем логической «1», то работа источника блокируется.

При отсутствии нагрузки напряжение на выходе источника электропитания соленоида будет нарастать до предельного установленного значения 80 В. Ограничение выходного напряжения происходит за счет обратной связи по напряжению, реализованной на усилителе обратной связи драйвера D1 и делителе R26, R11. Уровень ограничения напряжения можно регулировать с помощью переменного делителя R5, R6, R7.

Развязку цепей управления с транзисторами VT1 и VT2 обеспечивают оптические драйверы транзисторов D2, D3 типа HCPL3120A. Для электропитания цепей управления и оптических драйверов используется дополнительный источник электропитания в виде мало-мощного сетевого преобразователя. Входное напряжение к стабилизатору тока подается от мощного сетевого выпрямителя через контакты X1, X2.

2.6. Многоканальные источники электропитания

Для многих видов ЭА требуются многоканальные ИЭП, которые предназначены для выработки нескольких номиналов напряжений (постоянного или переменного тока). Рассмотрим особенности их проектирования на примере построения ИЭП персональных ЭВМ (ПЭВМ) как одного из массовых видов ЭА. У таких ИЭП на входе используется напряжение однофазного переменного тока общепромышленной сети. В качестве выходных напряжений, как правило, используются напряжения +5, -5, +12, -12 В при общей выходной мощности от 65 до 250 Вт. Для КМОП-микросхем источники должны выдавать также сигнал PG (Power Good), высокий уровень которого равен ($5 \pm 0,5$) В.

Для каждого канала устанавливаются максимальный и минимальный выходные токи, определяемые диапазоном стабилизации выходных напряжений. Допустимые значения выходных токов типовых ИЭП ПЭВМ приведены в табл. 2.4. 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.

Таблица 2.4. Значения выходных токов ИЭП ПЭВМ

Выходное напряжение источника, В	Минимальные и максимальные выходные токи, А, при выходной мощности, Вт					
	65	90	150	200	230	250
+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

В случае отключения входного напряжения уровень сигнала PG становится низким, что приводит к появлению сигнала системного сброса RESET, который 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 ситуации.

Электрические схемы большинства современных ИЭП ПЭВМ выполняются на базе двухтактного полумостового инвертора. Различаются они в основном способом возбуждения устройства запуска (с самовозбуждением или с принудительным возбуждением). На рис. 2.72 приведена схема многоканального ИЭП типа GT-150W с самовозбуждением.

Входное выпрямленное напряжение сети подается на делитель, содержащий резисторы R_4 – R_7 . Этот делитель является базовым для обоих силовых транзисторов VT1 и VT2. Под воздействием суммарного напряжения $U_{вх}$ на конденсаторах C_6 , C_7 начинает протекать ток по базовым цепям транзисторов, содержащим следующие элементы: положительный вывод конденсатора C_6 ; резисторы R_4 , R_8 ; переход база–эмиттер транзистора VT1; резисторы

При равенстве токов, протекающих в противоположных направлениях через дополнительные (пусковые) витки 5, 6 трансформатора *TV1*, результирующий ток равен нулю и устройство не может быть запущено. Такой режим существует только теоретически. В ре-

альных устройствах всегда имеет место технологический разброс коэффициентов усиления по току транзисторов VT_1 , VT_2 , поэтому транзисторы приоткрыты в различной степени. В результате ток одного из транзисторов больше тока другого, результирующий ток через витки 5, 6 трансформатора TV_1 отличен от нуля и протекает в одном из направлений.

Если транзистор VT_2 приоткрыт в большей степени, чем VT_1 , то ток протекает от вывода 6 к выводу 5 трансформатора TV_1 . Если в большей степени приоткрыт транзистор VT_1 , то ток протекает от вывода 5 к выводу 6. Рассмотрим работу устройства для последнего случая.

При протекании тока через витки 5, 6 трансформатора TV_1 появляется напряжение на всех обмотках этого трансформатора. Потенциал вывода 4 становится выше потенциала вывода 5. Под действием разности этих потенциалов в базу транзистора VT_1 течет ток по цепи: вывод 4 трансформатора TV_1 ; диод VD_2 ; резистор R_2 ; резистор R_8 ; переход база–эмиттер транзистора VT_1 ; вывод 5 трансформатора TV_1 . Этот ток дополнительно приоткрывает транзистор VT_1 .

В это же время потенциал вывода 7 трансформатора TV_1 становится ниже потенциала вывода 8 и запирает транзистор VT_2 . Далее начинает проявляться действие положительной обратной связи. Оно заключается в том, что при увеличении тока через переход коллектор–эмиттер транзистора VT_1 и витки 5, 6 трансформатора TV_1 на витках 4, 5 возрастает напряжение, которое еще в большей степени приоткрывает транзистор VT_1 , создавая дополнительный ток в его базовой цепи. Этот процесс развивается лавинообразно в течение короткого времени и приводит к полному открыванию транзистора VT_1 и запираанию VT_2 . Через открытый транзистор VT_1 и первичную обмотку (выводы 1, 2) трансформатора TV_2 начинает линейно нарастать ток, что приводит к появлению импульса напряжения на всех обмотках этого трансформатора. Импульс напряжения с выводов 7, 5 заряжает накопительный конденсатор C_1 . Напряжение с конденсатора C_1 подается на вход электропитания схемы управления и согласующий каскад.

Схема управления запускается и генерирует на выходных выходах прямоугольные последовательности импульсов, которые подаются на согласующий каскад. Последний осуществляет переключение транзисторов VT_1 , VT_2 . На всех обмотках трансформатора TV_2 появляются импульсные напряжения номинального уровня. При этом напряжения с обмоток 3, 5 и 7, 5 постоянно под-

заряжают конденсатор C_1 , 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.

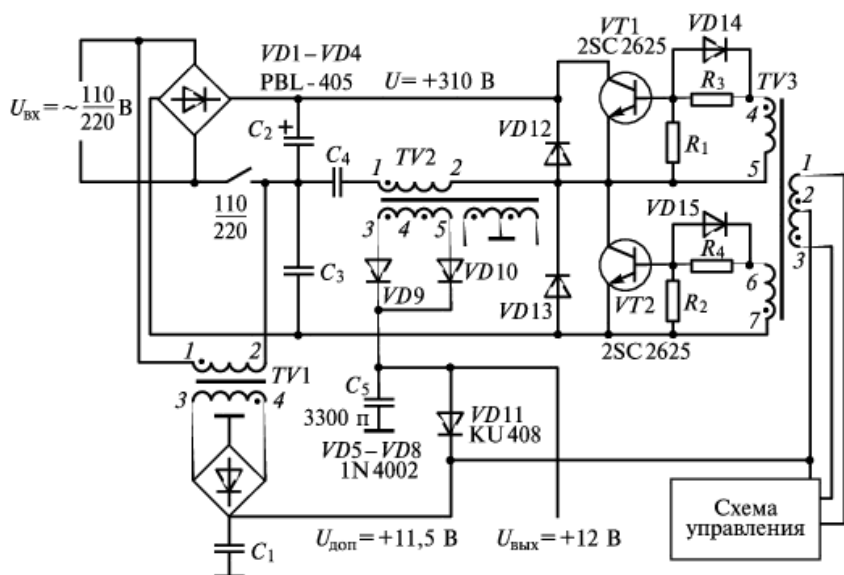


Рис. 2.73. Схема запуска с принудительным возбуждением ИЭП типа PS-200 В

Схема запуска с принудительным возбуждением приведена на рис. 2.73. 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–VD8, сглаживается конденсатором C_1 и значением 10...11 В подается на схему управления и трансформатор TV3. Одновременно происходит заряд конденсаторов C_2 и C_3 , поэтому к моменту подачи напряжения на схему управления силовой каскад 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–VD8, по-

этому указанные диоды пускового выпрямителя запираются и в дальнейшем не влияют на работу ИЭП.

Источник может быть выполнен с электропитанием схемы управления только от пускового выпрямителя, т. е. без подпитки через диод $VD11$. Однако в этом случае уровень пульсации напряжения $U_{\text{доп}}$ несколько выше, чем при электропитании схемы управления выходным напряжением $U_{\text{вых}}$.

Основное отличие рассмотренных схем заключается в том, что в схеме с самовозбуждением вначале осуществляется переключение силовых транзисторов, в результате чего появляется напряжение $U_{\text{доп}}$ электропитания микросхемы. В схеме с принудительным возбуждением вначале появляется напряжение $U_{\text{доп}}$, а затем происходит переключение силовых транзисторов. Следует отметить, что в схемах с самовозбуждением напряжение $U_{\text{доп}} = 26$ В выше по сравнению с $U_{\text{доп}} = 12$ В в схеме с принудительным возбуждением.

Согласующий каскад. Согласующий каскад является промежуточным звеном между маломощными цепями управления и мощным выходным каскадом. Различают две основные разновидности схем согласующего каскада: 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 согласующие каскады различают по следующим признакам: с общим управлением обоими силовыми транзисторами при помощи одного трансформатора, имеющего две вторичные обмотки; с отдельным 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. 2.74). Коллекторными нагрузками транзисторов $VT1$ и $VT2$ являются первичные полуобмотки импульсного управляющего трансформатора $TV1$ и резистор R_5 , 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 $VT1$, $VT2$ элементами C_1 , $VD1$, $VD2$ формируется на-

пряжение 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 запираание транзисторов.

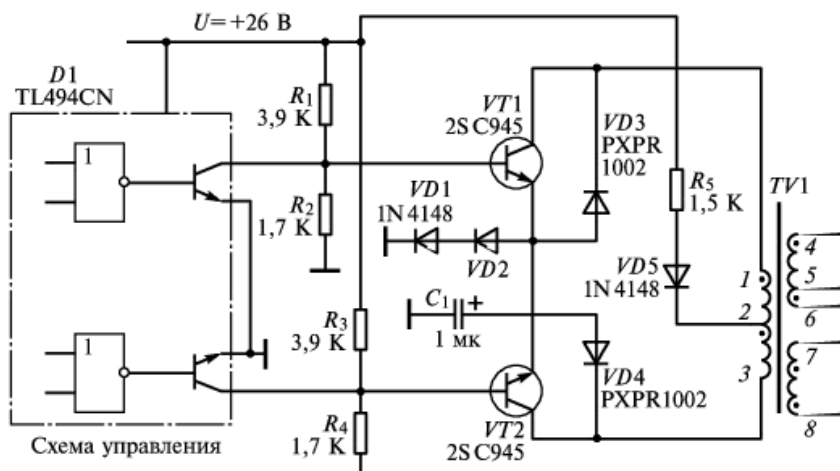


Рис. 2.74. Схема согласующего каскада с общим управлением ИЭП типа КУР-150 W

Демпфирующие диоды *VD3*, *VD4* снижают уровень аperiodических колебаний напряжения, возникающих при запираании транзисторов *VT1*, *VT2*. Колебания возникают в контуре первичной обмотки трансформатора в связи с наличием межвитковой емкости этой обмотки. При запираании транзистора *VT1* ток демпфирования протекает по цепи: контакт 3 первичной обмотки; переход коллектор–эмиттер транзистора *VT2*; диод *VD3*; контакт 1 первичной обмотки. При запираании 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. 2.75 приведен вариант транзисторного согласующего каскада с общим управлением источника электропитания типа ESP-1003 R. Силовые транзисторы *VT1*, *VT2* включены по схеме с общим эмиттером. Сигналы на переключение поступают от транзи-

сторов схемы управления, эмиттерными нагрузками которых являются резисторы R_1 , R_2 и R_3 , R_4 . Эти резисторы образуют базовые делители для транзисторов $VT1$, $VT2$. Форсирующие конденсаторы C_1 , C_2 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.

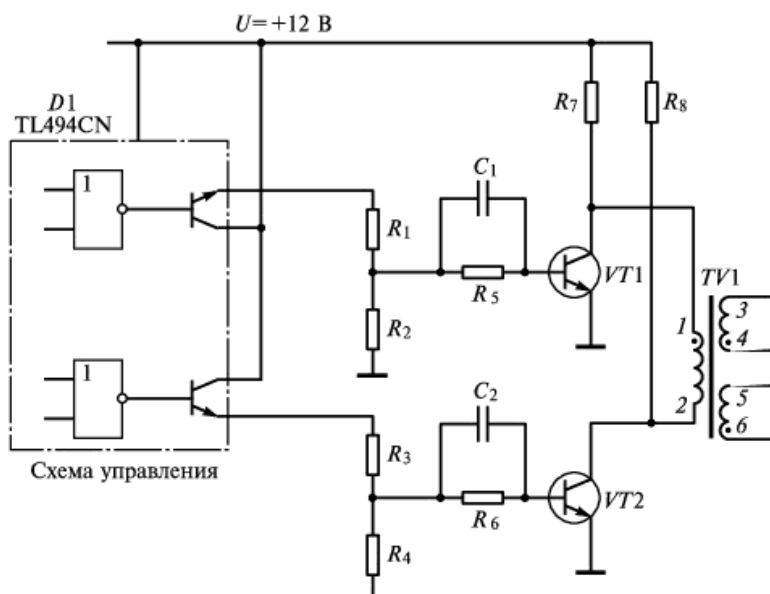


Рис. 2.75. Схема согласующего каскада с общим управлением ИЭП типа ESP-1003 R

В схеме, приведенной на рис. 2.76, 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.

На рис. 2.77 приведена схема согласующего каскада с двумя управляющими трансформаторами $TV1$ и $TV2$, первичные полуоб-

мотки 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.

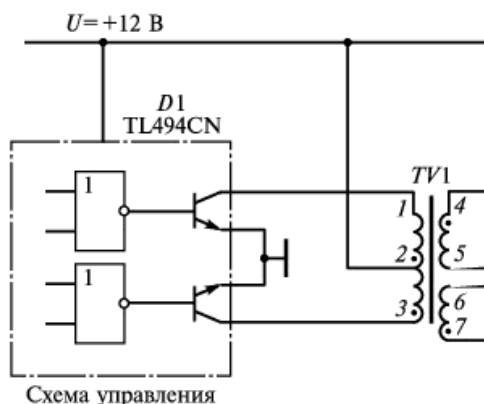


Рис. 2.76. Схема согласующего каскада с общим управлением ИЭП типа PS-200 В

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 воз-

вращается избыточная энергия, запасенная в магнитопроводе $TV1$ в период открытого состояния транзистора $VT1$. Избыточная энергия передается в накопительный конденсатор C_1 .

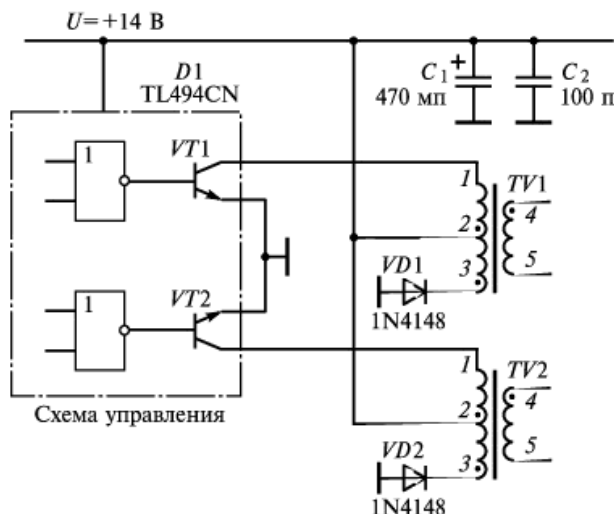


Рис. 2.77. Схема согласующего каскада с раздельным управлением ИЭП типа Arris

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 получают пульсирующие (содержат постоянную составляющую), что приводит к завышенным массе и объему трансформаторов. Рассмотренный вариант уступает другим вариантам согласующих каскадов в связи с необходимостью двух трансформаторов вместо одного.

Силовой каскад. Силовые каскады ИЭП ПЭВМ выполняются в большинстве случаев по полумостовой схеме. Основное различие этих каскадов заключается в методе построения 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.

Пример построения схемы базовых цепей силовых каскадов приведен на рис. 2.78. При использовании схемы с самовозбуждением базовый делитель соединяется с шиной $+310\text{ В}$ 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 низкоомными обмотками включены развязывающие диоды $VD1$, $VD2$.

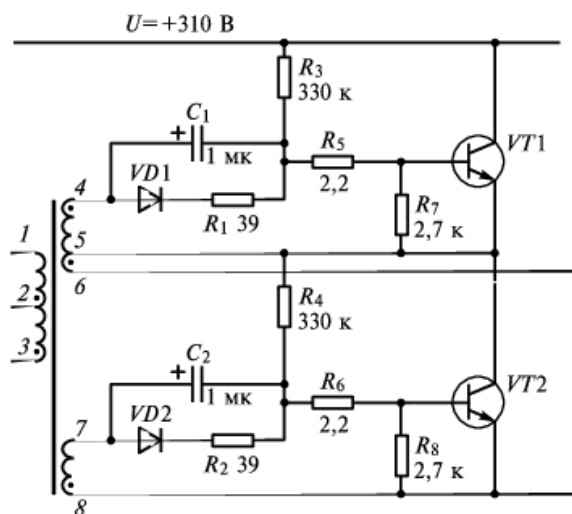


Рис. 2.78. Схема базовых цепей силовых транзисторов с самовозбуждением типа GT-200 W

При использовании схемы запуска с принудительным возбуждением связи базовых цепей с шиной $+310\text{ В}$ отсутствуют, поэтому развязывающие диоды не требуются.

Выходные цепи. Для получения напряжений $+5\text{ В}$ и $+12\text{ В}$ силовых каналов в различных ПЭВМ 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. 2.79 приведена схема с четырьмя выходными каналами. Рассмотрим работу одного из них (с выходным напряжением $+12\text{ В}$).

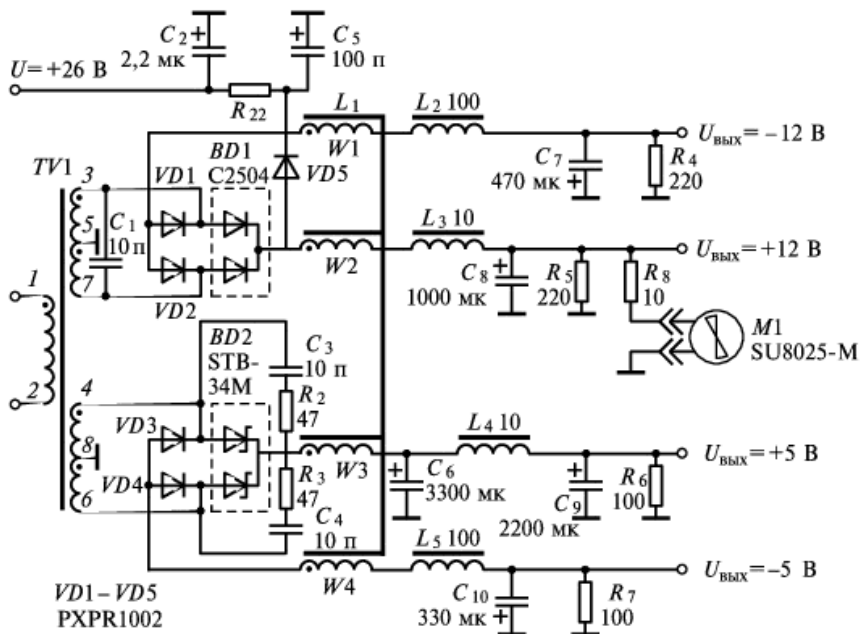


Рис. 2.79. Схема выходных цепей ИЭП типа КРР-150 W

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 возникновению линейно нарастающего тока по цепи: вывод 3 трансформатора; верхний диод сборки BD1; обмотка W2; дроссель L_3 ; нагрузка; конденсатор C_8 ; корпус; вывод 5 трансформатора. На этом интервале работы источника нижний диод сборки BD1 закрыт отрицательным напряжением на аноде. Одновременно с подзарядом конденсатора C_8 в магнитопроводах дросселей L_1 и L_3 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 L_1 и L_3 , передается в нагрузку и конденсатор C_8 . Ток подзаряда конденсатора C_8 во время паузы протекает по цепи: дроссель L_3 ; конденсатор C_8 ; корпус; выводы 5, 3 и 5, 7 трансформатора TV1; диоды сборки BD1; обмотка W2 дросселя L_1 .

В следующий интервал времени открывается второй силовой транзистор и от вывода 2 к выводу 1 первичной обмотки трансфор-

матора 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 L_1 и дроссель L_3 проходит через нагрузку и одновременно подзаряжает конденсатор C_8 . В течение последующей паузы накопленная в магнитопроводах дросселей L_1 и L_3 энергия передается в нагрузку и конденсатор C_8 . Далее процессы повторяются. Следует отметить, что конденсатор C_8 разряжается на нагрузку в течение всего времени работы ИЭП.

Параллельно выходным конденсаторам C_7 – C_{10} включены резисторы R_4 – R_7 , 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. В ИЭП на рис. 2.79 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).

Схема плавного пуска. При подаче входного напряжения на ИЭП выходные конденсаторы разряжены, что идентично короткому замыканию нагрузки. В этом случае мгновенная мощность в силовых транзисторах может превысить в несколько раз среднюю входную мощность. Причиной этого 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.

Пример схемы плавного пуска в составе источника электропитания типа LPS-02-150 XT приведен на рис. 2.80. На базе микросхемы управления типа TL494CN плавный пуск осуществляется с помощью RC -цепи, подключенной к неинвертирующему входу компаратора $DA3$ (вывод 4 схемы управления). При наличии выпрямленного входного напряжения в результате срабатывания схемы пуска по-

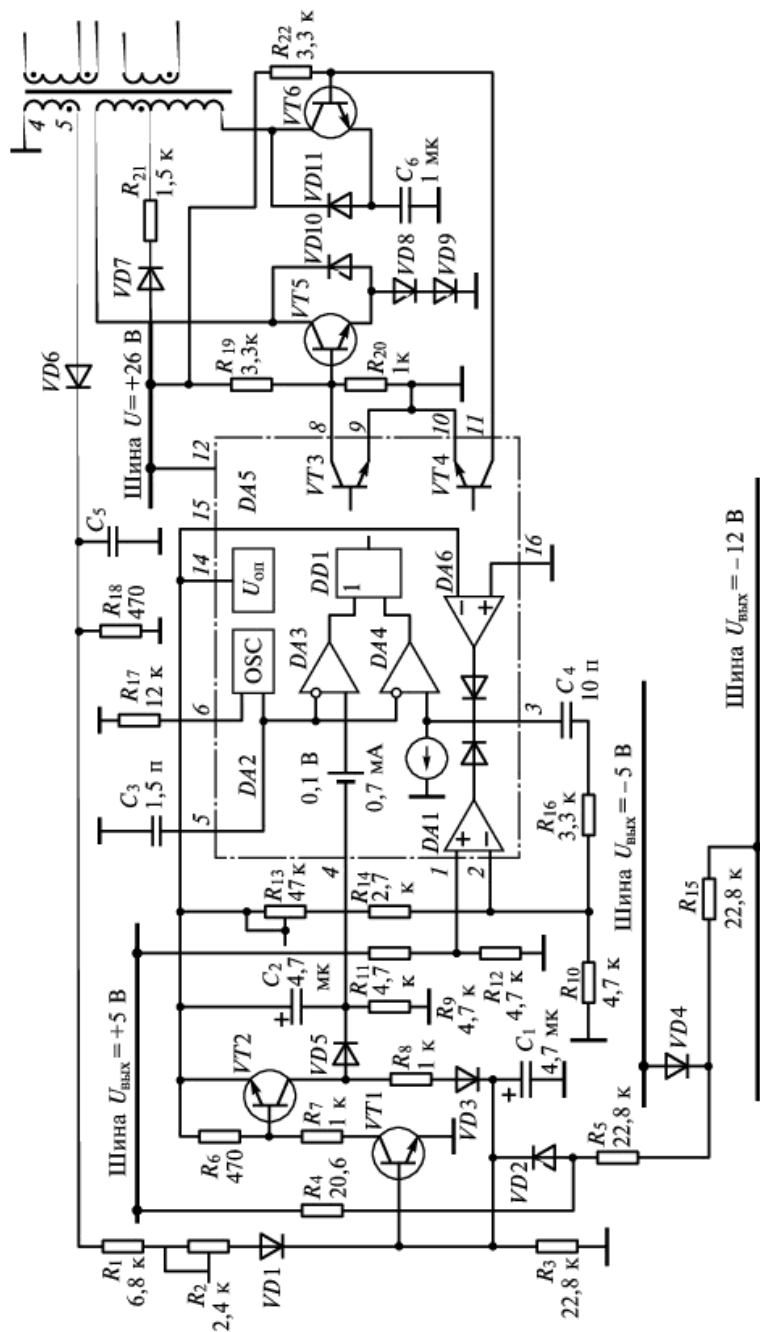


Рис. 2.80. Схема управления с плавным пуском ИЭП типа LPS-02-150 XT;
 VD_1 – VD_9 – 1N4148; VD_{10} , VD_{11} – PXPRI002

дается напряжение электропитания микросхемы 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 процесса плавного пуска приведены на рис. 2.81. 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 $U_{оп}$. Пилообразное напряжение $U_{вых DA2}$ генератора $DA2$ подается на инвертирующие входы компараторов $DA3$ и $DA4$ (рис. 2.81, а и б).

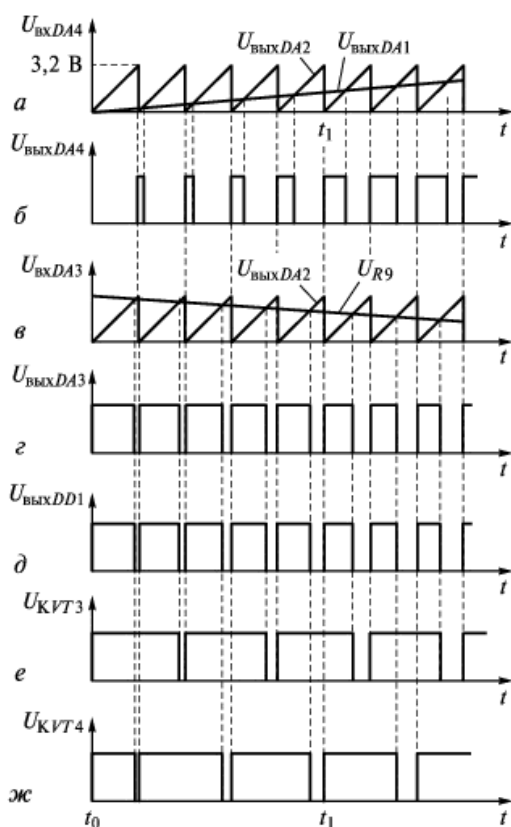


Рис. 2.81. Диаграммы процесса плавного пуска схемы, приведенной на рис. 2.66

На неинвертирующий вход ШИМ-компаратора $DA4$ подается напряжение $U_{\text{вых } DA1}$ от усилителя ошибки $DA1$ (см. рис. 2.81, *а*). Поскольку выходные напряжения ИЭП в этот момент еще отсутствуют, сигнал обратной связи с делителя R_{11}, R_{12} на неинвертирующий вход усилителя ошибки равен нулю. На инвертирующий вход этого усилителя подается положительное напряжение с делителя R_{13}, R_{14}, R_{10} , 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. 2.81, *б*).

Неинвертирующий вход компаратора $DA3$, обеспечивающего паузу, соединен с выводом 4 ИМС управления. На этот вывод подается напряжение U_{R9} внешней RC -цепи C_2, R_9 , соединенной с шиной опорного напряжения $U_{\text{оп}}$. При появлении напряжения $U_{\text{оп}}$ оно прикладывается к резистору R_9 , так как конденсатор C_2 полностью разряжен. По мере заряда конденсатора C_2 ток через него и резистор R_9 уменьшается и падение напряжения на резисторе R_9 имеет форму спадающей экспоненты (см. рис. 2.81, *б*). В соответствии с этим выходное напряжение компаратора $DA3$ представляет собой последовательность импульсов, уменьшающихся по ширине (рис. 2.81, *з*). На диаграммах выходных напряжений 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. 2.81, *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. 2.81, *е* и *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 времени

t_0-t_1 конденсаторы выходных фильтров плавно заряжаются, и блок выходит в номинальный режим работы.

Таким образом, перед каждым включением ИЭП конденсатор C_2 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 ИЭП ПЭВМ входит вентилятор для принудительного охлаждения самого источника и системного блока. Вентилятор выполняется на базе бесколлекторного вентиляного 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 ИЭП 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 располагаются обмотки. Для обеспечения угла сдвига 90° 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.

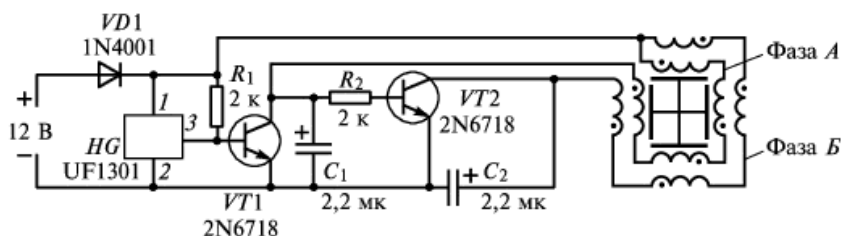


Рис. 2.82. Схема управления вентильным двигателем типа SU8025-M

На рис. 2.82 приведена схема управления вентильным двигателем 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 поочередно. Обмотка статора состоит из четырех катушек. В зависимости от положения ротора с вывода 3 датчика Холла *HG* поступает управляющий сигнал низкого или высокого уровня. При сигнале высокого уровня транзистор *VT1* открыт, а *VT2* закрыт и через обмотки фазы *A* протекает ток возбуждения. При повороте ротора вектор магнитной индукции поля ротора также поворачивается, изменяя свое направление, и с вывода 3 датчика *HG* подается сигнал низкого уровня, которым закрывается транзистор *VT1* и открывается *VT2*. В результате ток возбуждения будет проходить через обмотки фазы *B*. Вращение ротора продолжается после переключения транзисторов в том же направлении.

Прохождение импульсных токов через обмотки вызывает превышения напряжения, определяемые индуктивностями этих обмоток, при запираании транзисторов. Для снижения уровня этих превышений параллельно переходам коллектор–эмиттер транзисторов включаются конденсаторы *C1* и *C2*. Проникновению выбросов напряжения в сеть электропитания двигателя +12 В препятствует диод *VD1*.

На рис. 2.83 представлена схема управления вентиляторным двигателем 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*.

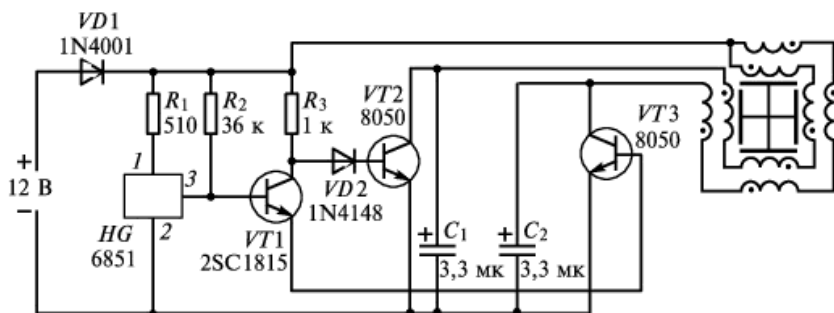


Рис. 2.83. Схема управления вентильным двигателем типа MD1208PTS1

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 конструируют обычно с учетом взаимозаменяемости, поэтому разработчики стремятся унифицировать их габаритно-установочные размеры и параметры. Однако их 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; наличие специальных индикаторов; наличие помехоподавляющих фильтров; 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 специального назначения надежность работы всегда была более важным критерием, чем стоимость. Удельный показатель по стоимости на единицу выходной мощности для ИЭП специального назначения составляет ориентировочно 15...25 долл./Вт из-за мелкосерийного производства, дороговизны компонентов, тщательной всеобщей проверки и испытаний.

Плотная компоновка ИЭП приводит к повышению рабочей температуры, снижению допустимых воздействий, надежности и ремонтопригодности. Поэтому чрезмерно завышенный удельный показатель выходной мощности на единицу объема может являться признаком слишком плотной компоновки.

Пример 2.8. Рассмотрим построение и работу многоканального ИЭП электронно-вычислительной аппаратуры реального времени на базе шины VME.

Модуль электропитания должен иметь следующие сочетания выходных напряжений $U_{\text{вых}}$ и выходных токов $I_{\text{вых}}$ каналов:

$$U_{\text{вых1}} = 5_{-0,125}^{+0,25} \text{ В} \quad - \quad I_{\text{вых1}} = 40 \text{ А};$$

$$U_{\text{вых2}} = 12_{-0,36}^{+0,6} \text{ В} \quad - \quad I_{\text{вых2}} = 5 \text{ А};$$

$$U_{\text{вых3}} = -12_{-0,36}^{+0,6} \text{ В} \quad - \quad I_{\text{вых3}} = 1,5 \text{ А}.$$

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 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 ЭА, 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 САЭС. Выбор схемы электроснабжения определяется временной диаграммой формирования сигналов интерфейса электропитания при аварии входной сети (рис. 2.84). Снижение напряжения сети $U_{\text{сети}}$ ниже допустимого уровня $U_{\text{сети доп}}$ должно вызвать появление сигнала «Авария сети» и сигнала «Системный сброс». Значения этих сигналов в течение промежутков времени τ_1 и τ_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. 2.85 приведена функциональная схема обеспечения электроэнергией источника электропитания от двух систем автономного электроснабжения САЭС1 и САЭС2, выходы выпрямителей

В2 и В4 которых соединены параллельно. Если исправны оба источника электроэнергии, то на вход системы электропитания напряжение подается от обоих выпрямителей В2 и В4. При выходе из строя одного из источников электроэнергии обеспечивается работа от оставшегося исправным.

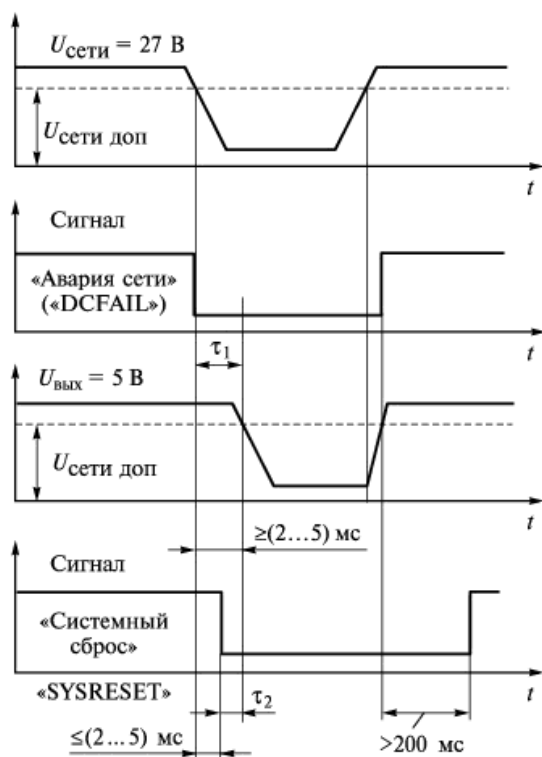


Рис. 2.84. Диаграммы формирования сигналов аварии сети и системного сброса для функционирования шины VME

Для компенсации кратковременных провалов в сети постоянного тока и поддержания напряжения в течение заданного времени при отказе обоих САЭС используется накопитель электроэнергии – аккумуляторная батарея АБ, работающая с выпрямителями В2 и В4 в буферном режиме. В подвижных электронных средствах в качестве такого накопителя обычно используется аккумуляторная батарея самоходного шасси или аппаратного отсека.

Структурная схема источника электропитания приведена на рис. 2.86. Во входной сети ИЭП устанавливаются фильтры радиопомех (ФРП), которые не входят в состав модуля и размещаются в блочном каркасе. В качестве ФРП могут быть применены фильтры Б23Б-1-2,2 мкФ Φ_{10}^{+100} % -7вар -50В-25А-В (по одному в положительной и отрицательной цепях).

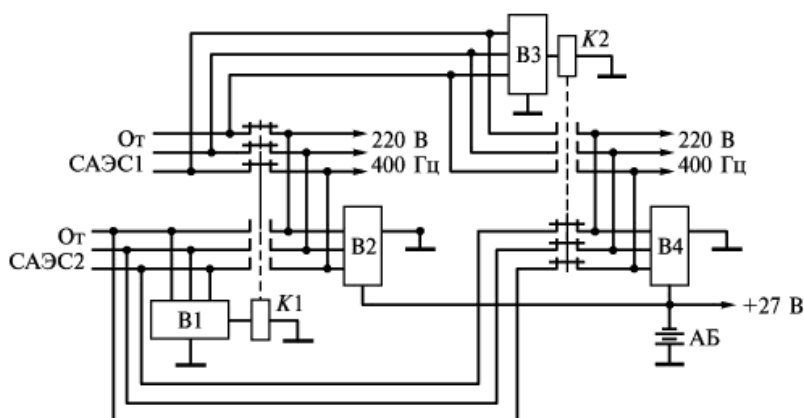


Рис. 2.85. Функциональная схема электроснабжения ИЭП от двух систем автономного электроснабжения:

B2 и B4 – выпрямители; АБ – аккумуляторная батарея

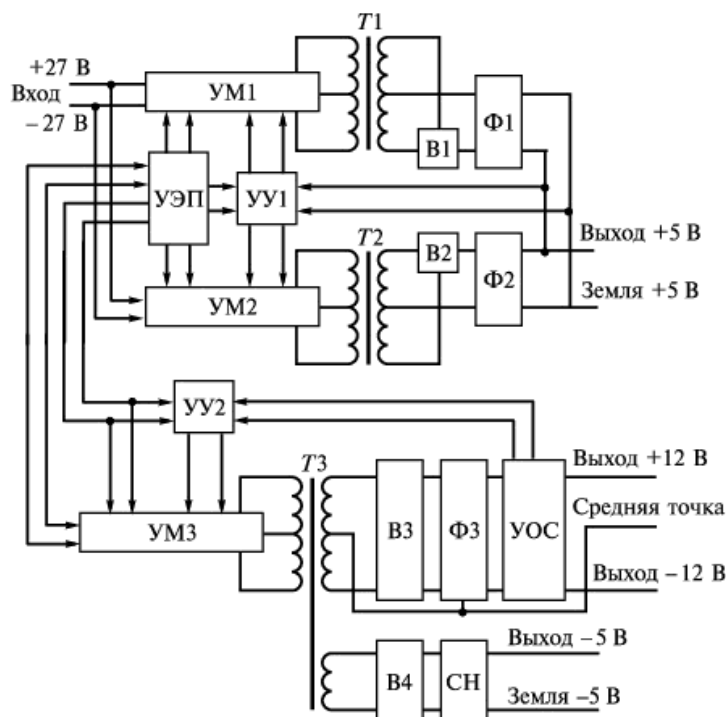


Рис. 2.86. Структурная схема ИЭП:

УМ – усилитель мощности; УЭП – устройство электропитания; УУ – устройство управления; В – выпрямитель; СН – стабилизатор напряжения; Ф – фильтр; Т – трансформатор; УОС – устройство обратной связи

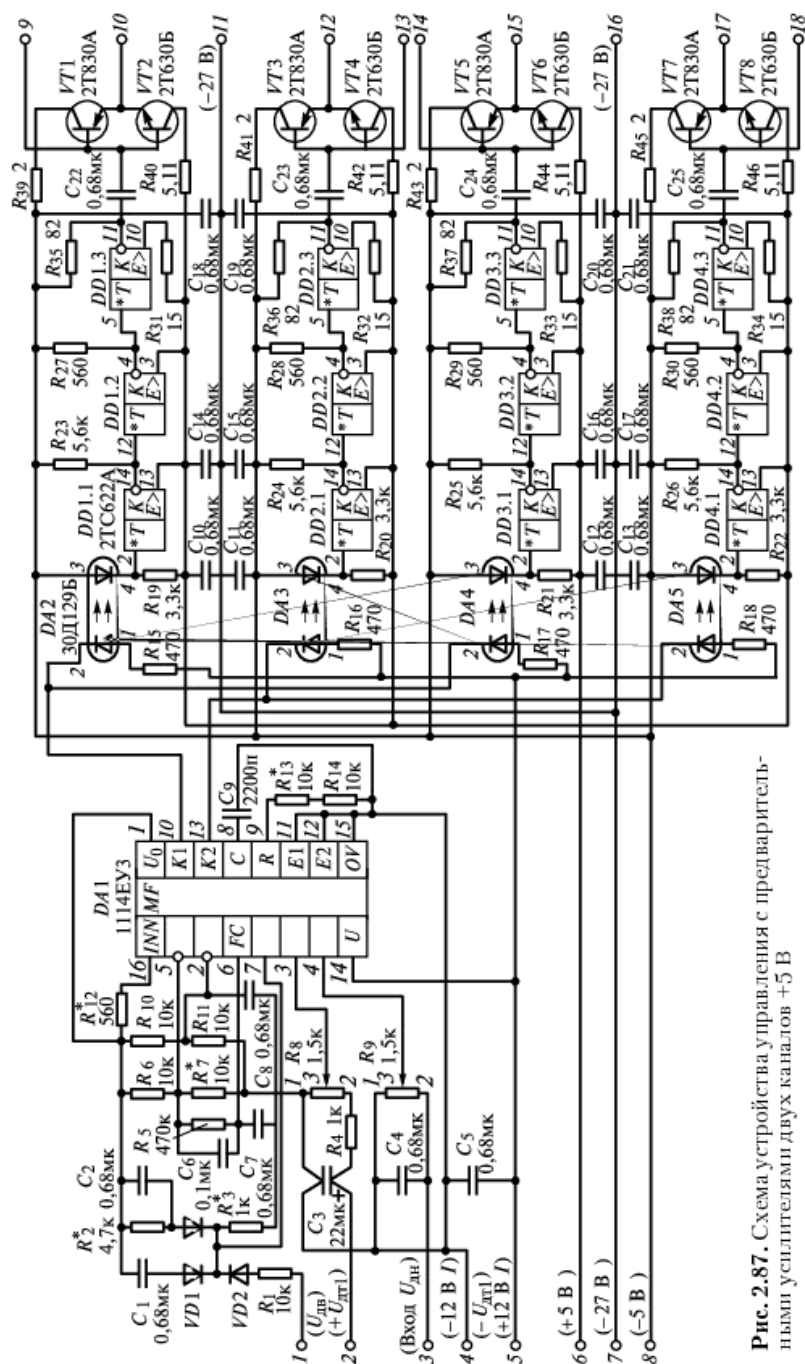


Рис. 2.87. Схема устройства управления с предварительными усилителями двух каналов +5 В

В усилителях мощности УМ в качестве ключевых компонентов применены транзисторы типа 2Т866, закрепленные на радиаторе. Устройства управления УУ построены на базе интегральных микросхем типа 1114ЕУЗ, двухтактные сигналы которой управляют транзисторами через диодные оптотары.

На рис. 2.87 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 и -12 В. Структурная схема интегральной микросхемы типа 1114ЕУЗ приведена на рис. 2.88. 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 СНСН.

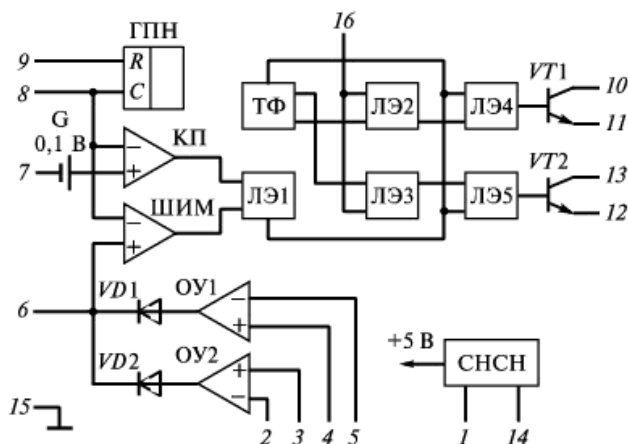


Рис. 2.88. Структурная схема интегральной микросхемы 1114ЕУЗ:

ГПН – генератор пилообразного напряжения; КП – компаратор паузы; ОУ – операционный усилитель; ЛЭ – логический элемент; ТФ – триггер-фазорасщепитель; СНСН – стабилизатор напряжения непрерывного действия

Рабочая частота переключения ИМС задается резисторами R_{13} , R_{14} и конденсатором C_9 (см. рис. 2.87). Сопротивление резисторов R_{13} , R_{14} выбирается в диапазоне 3...100 кОм, емкость конденсатора C_9 – в диапазоне 510 пФ...0,22 мкФ. Частота генератора пилообразного напряжения определяется по выражению

$$f_{\text{ГПН}} = \frac{1}{(0,6...0,8)(R_{13}+R_{14})C_9}.$$

Установка паузы производится резистором R_2 , который ограничивает входной ток триггер-фазорасщепителя ТФ и выбирается в пределах 0...1 кОм. С вывода 1 опорное напряжение подается на резисторы R_6 , R_7 , R_{10} , R_{11} , задающие напряжения на инвертирующие выходы 2 и 5 ОУ. Их сопротивления выбираются в диапазоне 3...30 кОм.

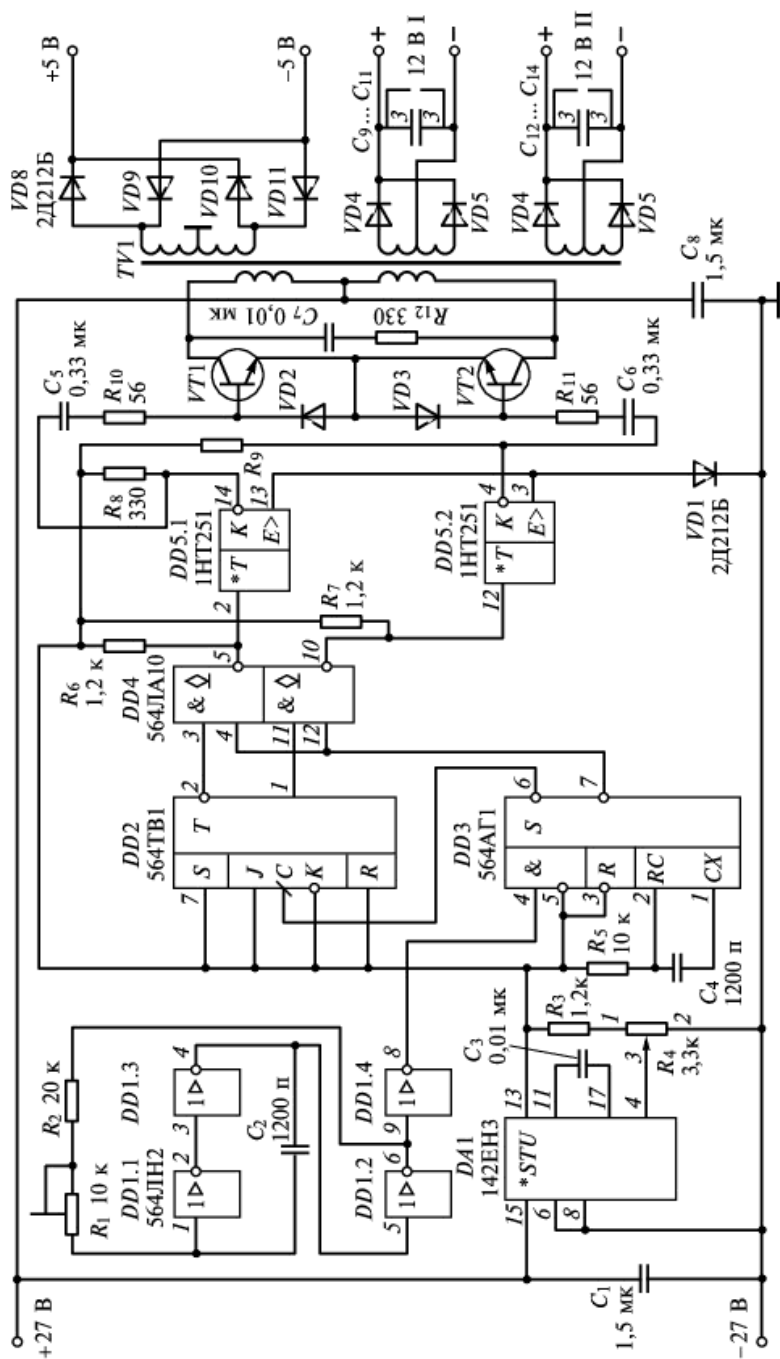


Рис. 2.89. Схема УЭП

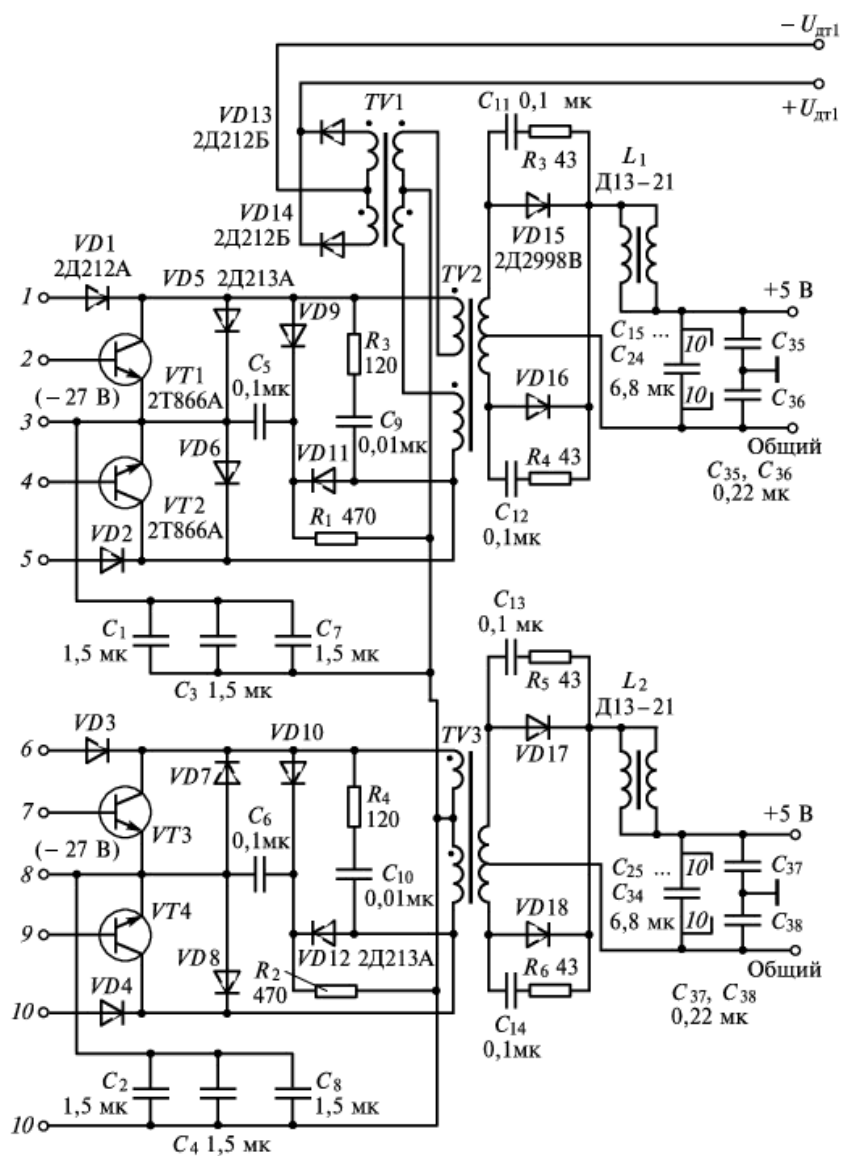


Рис. 2.90. Схема силовых цепей двух каналов +5 В

К выводу 7 подключается резистор R_3 смещения компаратора паузы и резистор R_1 ограничения сигнала дистанционного выключения $U_{д.в.}$. Сопротивление резистора R_3 выбирается в пределах 0...3 кОм, резистора R_1 – в пределах 1...10 кОм. На вывод 14 подается напряжение электропитания ИМС (от 9 до 36 В), вывод 15 является общим. Конденсатор C_5 выполняет функции входного фильтра и выбирается в пределах 0,1...10 мкФ. Конденсатор $C1$ емкостью 0,1...10 мкФ определяет длительность плавного пуска. Блокировка двухтактного вывода 16 осуществляется включением резистора R_{12} (0...1 кОм). В качестве фильтра выходного напряжения усилителя (вывод 6) используется конденсатор емкостью 0...1 мкФ.

Подключение нагрузки допускается в цепь коллектора или эмиттера выходных транзисторов ИМС. При включении нагрузки в цепь эмиттера остаточное напряжение не превышает 3 В при выходных токах до 200 мА. Мгновенное значение рассеиваемой мощности каждого выходного транзистора в процессе переключения не должно превышать 1,0 Вт.

Суммарная емкость радиокомпонентов и монтажа, подключенных к выходным транзисторам ИМС, не должна превышать 510 пФ. Тепловое сопротивление переход-корпус микросхемы 50 °С/Вт.

Схема устройства электропитания (УЭП), обеспечивающего работу ИЭП, приведенного на рис. 2.86, представлена на рис. 2.89. Устройство электропитания 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. Подаваемое 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. 2.90 изображена схема силовых цепей двух каналов с выходными напряжениями +5 В, управляемых устройством, схема которого приведена на рис. 2.73. По условиям компоновки выбраны силовые транзисторы типа 2Т866А ($VT1$ – $VT4$). 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 Шоттки, параллельно которым включены защитные RC -цепи.

2.7. Источники электропитания высокого напряжения малой мощности

Схемотехническое исполнение ИЭП высокого напряжения малой мощности имеет свои особенности, которые определяются прежде всего параметрами аппаратуры, для электропитания которой они предназначены. Так, ИЭП индикаторных устройств определяются особенностями жидкокристаллических индикаторов, газоплазменных панелей или электронно-лучевых трубок (ЭЛТ), которые характеризуются следующими параметрами: цветом свечения экрана; способностью сохранять записанное изображение; особенностями конструкции электронно-оптических систем или устройств управления; размерами экрана; диапазоном частот и т. д.

Общим для индикаторных ЭЛТ являются способ отклонения электронного луча и наличие памяти. Наиболее важным признаком ЭЛТ, определяющим требования к ИЭП, является цвет свечения экрана. По этому признаку различают монохромные и многоцветные приемные ЭЛТ. Последние подразделяются по принципу действия на двух- и трехцветные. В двухцветных индикаторных трубках – *пенетронах* – цвет свечения изменяется путем 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 продолжитель-

ность 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 пульсации выходного напряжения ИЭП определяется четкостью изображения. При повышенной пульсации изображение получается нечетким (размытым), чем затрудняется или делается невозможным его восприятие. Требуемый уровень пульсации выходного напряжения в зависимости от типа трубки составляет 0,02...0,2 %. Верхнее значение пульсации относится к трубкам с приэкранной сеткой, нижнее – к трубкам без приэкранной сетки.

Нестабильность уровней выходного напряжения переключаемых ИЭП не должна превышать 1,5...2 % при воздействии влияющих величин. При большей нестабильности напряжения становится заметным изменение положений отдельных элементов изображения, что приводит к искажению информации.

Частота переключения уровней выходного напряжения определяется наличием группировки информации по цвету. Если в индикаторном устройстве предусмотрена группировка, то частота переключения может быть неизменной и составлять несколько десятков герц. При отсутствии группировки частота переключения может достигать 10 кГц и быть переменной. Повышение частоты переключения приводит к усложнению высоковольтного ИЭП, 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. Для получения высоких уровней выходного напряжения ИЭП 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 и фильтр. В состав стабилизирую-

щих 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 ТВМ 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 выходе гальванически развязанных выпрямительных узлов.

Высоковольтные трансформаторно-выпрямительные модули в значительной степени определяют основные параметры высоковольтного ИЭП (КПД, выходное сопротивление, пульсации выходного напряжения). При разработке высоковольтных ИЭП 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, вычисляют по формуле

$$I_{cp} = 4U_1 C_{o2} f (W_2 / W_1)^2,$$

где U_1 – входное напряжение на первичной обмотке; $n = W_2 / W_1$ – коэффициент трансформации (отношение числа витков вторичной обмотки к виткам первичной обмотки); f – частота входного тока.

В табл. 2.5 приведены средние значения тока заряда собственной емкости C_{o2} при различных значениях частоты и коэффициента трансформации при $C_{o2} = 100$ пФ и $U_1 = 100$ В. Из данных таблицы видно, что при больших коэффициентах трансформации и повышенных частотах этот ток заряда достигает недопустимо больших значений.

Таблица 2.5. Средние значения тока заряда собственной емкости

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 ТВМ 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 их можно использовать 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 – в ИЭП с коэффициентом трансформации не более 10.

В высоковольтных ТВМ с умножением напряжения трансформатор используется как промежуточное звено и выполняет функцию предварительного повышения напряжения. Дальнейшее повышение уровня напряжения осуществляется диодно-конденсаторными умножителями напряжения. Различают следующие схемы с умножением напряжения: асимметричные и симметричные, однополупериодные и двухполупериодные, однофазные и трехфазные.

Примеры построения *однофазных асимметричных однополупериодных схем умножения напряжения* приведены на рис. 2.91. 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, представленной на рис. 2.91, *а*, напряжение на первом конденсаторе равно U_1 , а на остальных равно $2U_1$. В схеме, изображенной на рис. 2.91, *б*, напряжение на конденсаторах равно nU_1 , где n – порядковый номер конденсатора.

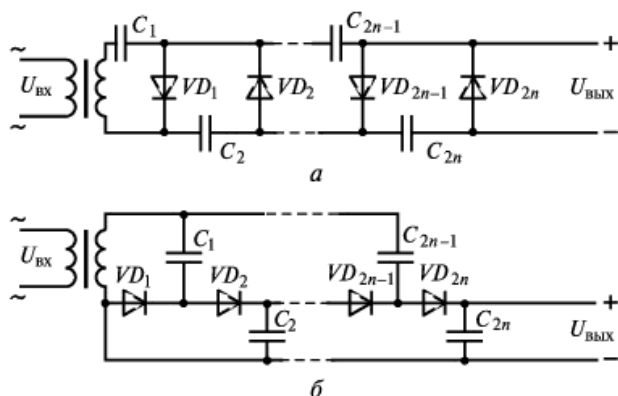


Рис. 2.91. Однофазные однополупериодные схемы умножения напряжения: независимая (*а*) и зависимая (*б*) от напряжения на конденсаторе

Однофазная двухполупериодная мостовая схема умножения напряжения содержит n мостовых выпрямителей с выходными разрядными конденсаторами, соединенными по входу последовательно (рис. 2.92).

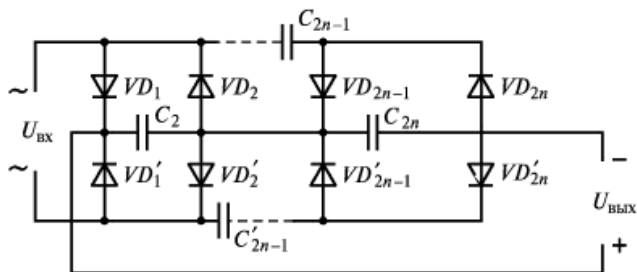


Рис. 2.92. Схема умножения напряжения однофазная двухполупериодная мостовая

Диагональ 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 осуществляется 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 умножения напряжения однофазная двухполупериодная циклическая содержит в двух цепях $2n + 2$ диодов, которые шунтируют выходные выводы, и $2n - 2$ конденсаторов, которые объединены в две нечетные (подзарядные) колонны (рис. 2.93). 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 $C_{\text{вых}}$.

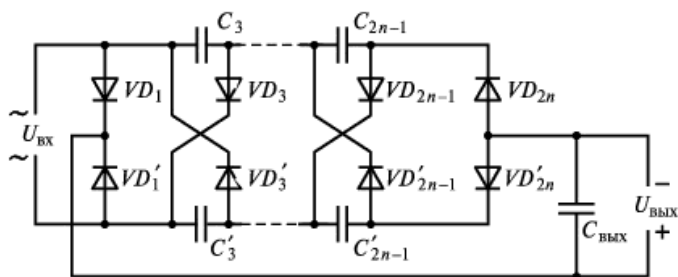


Рис. 2.93. Схема умножения напряжения однофазная двухполупериодная циклическая

В течение основной части периода входного напряжения конденсатор $C_{\text{вых}}$ разряжается на нагрузку, а напряжение на конденсаторах подзарядных колонн, которые отделены от нагрузки закрытыми диодами, остается неизменным. Когда входное напряжение при-

ближается к амплитудному, заряд конденсаторов увеличивается. Приведенная на рис. 2.93 схема симметрична относительно входных и выходных выводов.

Симметричные схемы умножения напряжения могут быть образованы путем параллельного соединения двух однотипных однополупериодных схем умножения, приведенных на рис. 2.91. При этом выходные разрядные конденсаторы у схем каждого плеча оказываются общими, а две подзарядные колонны конденсаторов по входу подключаются к двум синфазно включенным источникам напряжения переменного тока. В этом случае схема содержит $4n$ диодов и $3n$ конденсаторов.

Трехфазная однополупериодная схема умножения напряжения (рис. 2.94, а) содержит в трех цепях $6n$ диодов (соединены по трехфазной мостовой схеме и шунтируют выходные выводы) и $4n$ конденсаторов (объединены в четыре конденсаторные колонны: три нечетные (подзарядные) и одну четную (выходную)). По структурному построению рассматриваемая схема содержит три однофазные однополупериодные схемы, имеющие общую выходную колонну конденсаторов.

Схема умножения напряжения трехфазная двухполупериодная мостовая (рис. 2.94, б) 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. 2.95) содержит в трех цепях $3n + 3$ диодов (подключаются от каскада к каскаду поочередно-последовательно к каждой из трех подзарядных конденсаторных колонн по закону циклической перестановки) и $3n - 3$ конденсаторов (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 напряжения происходит разряд выходного конденсатора на нагрузку, а напряжение на конденсаторах нечетных колонн, которые отделены от нагрузки закрытыми диодами, остается неизменным. Когда значение входного напряжения приближается к выходному, происходит подзаряд конденсаторов схемы.

Параметры схем, изображенных на рис. 2.91–2.95, приведены в табл. 2.6. Эти параметры позволяют инженеру-разработчику выбрать оптимальный вариант схемы умножения напряжения в зависимости от предъявляемых требований. Схемы умножения напряжения рекомендуются для применения в высоковольтных ИЭП малой мощности при токах нагрузки порядка единиц миллиампер. Оптимальное число каскадов принято равным 4–6. При уменьшении тока нагрузки до единиц или десятков микроампер и выходных напряжениях свыше 20 кВ число каскадов может быть увеличено.

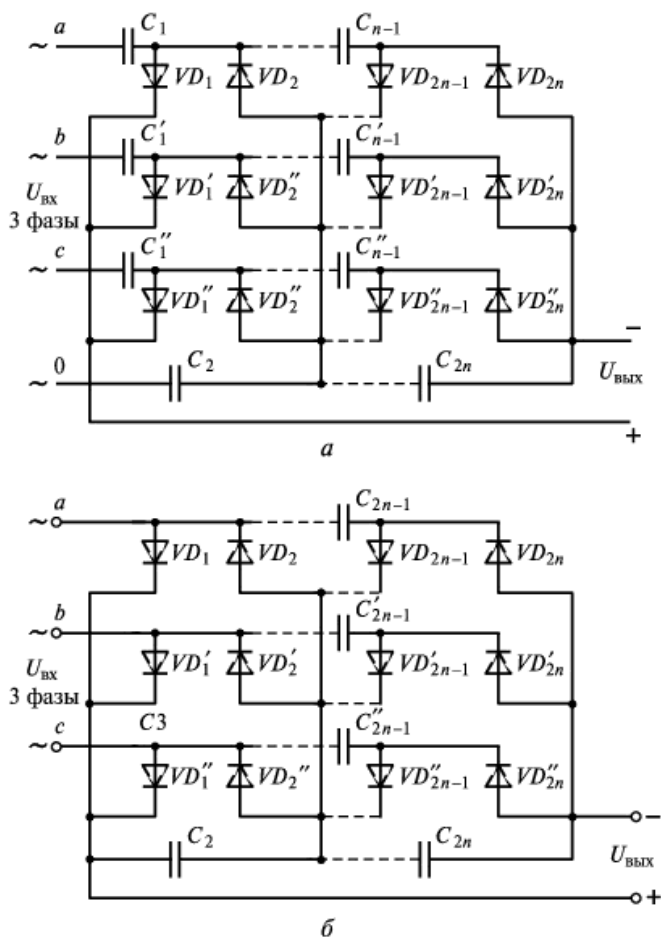


Рис. 2.94. Схема умножения напряжения трехфазная однополупериодная (а) и двухполупериодная мостовая (б)

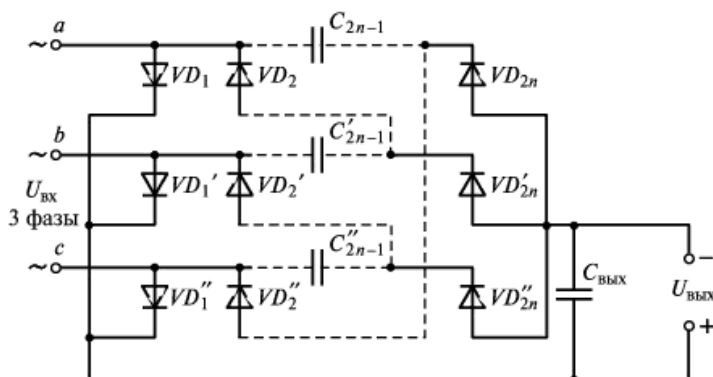


Рис. 2.95. Схема умножения напряжения трехфазная двухполупериодная циклическая

Таблица 2.6. Параметры схем ИЭП высокого напряжения с умножением напряжения

Рисунок	$U_{\text{вых}}$ (холостой ход)	Число диодов	Число конденсаторов	$B = R_{\text{вых}} f_{\text{вых}} C$	$\Gamma = U_{\text{н}} \frac{fC}{I_{\text{вых}}}$
2.77, а	$2nU_{\text{вх}}$	$2n$	$2n$	$(8n^3 + 9n^2 + n)/12$	$(n^2 + n)/2$
2.77, б	$2nU_{\text{вх}}$	$2n$	$2n$	$2n - 0,5$	1
2.78	$nU_{\text{вх}}$	$4n$	$3n - 2$	$(2n^3 - 3n^2 + 4n)/12$	$n/2$
2.79	$nU_{\text{вх}}$	$2n+2$	$2n-2$	$(2n^3 - 3n^2 + n + 3\lambda - a)/12$; $a = [2n - \sqrt{2(\lambda + n)}]^2$; при $\lambda < 0,5n^2$; $a = n^4/(2\lambda)$ при $\lambda > 0,5n^2$	$\lambda/2$
2.80, а	$2nU_{\text{вх,ф}}$	$6n$	$4n$	$(8n^3 + 6n^2 + 4n)/36$	$(n^2 + n)/6$
2.80, б	$nU_{\text{вх,л}}$	$6n$	$4n-3$	$(2,4n^3 - 3,25n^2 + 15,5n)/36$	$(n^2 + 3n)/24$
2.81	$nU_{\text{вх,л}}$	$3n+3$	$3n-3$	$(4n^3 - 12n^2 + 8n + b)/36$; $b = 6\lambda + 3n$ при $\lambda < n^2$; $b = 3(\lambda + n^2 - n)$ при $\lambda > n^2$	$\frac{\lambda(2n-2+\lambda)}{6(n-1+\lambda)}$

Примечание. n – число каскадов умножения; $\lambda = C / C_{\text{вых}}$ – 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; Γ – функция, характеризующая максимальную пульсацию выходного напряжения; $U_{\text{н}}$ – переменная составляющая выходного напряжения.

При выходной мощности свыше 100 Вт схемы умножения напряжения применять не рекомендуется. В этом случае наиболее эффективно строить *высоковольтные трансформаторно-выпрямительные ИЭП с суммированием выходных напряжений*, полученных на выходе гальванически развязанных выпрямительных узлов. Эти виды ИЭП находят широкое применение в индикаторных устройствах с выходным напряжением свыше 30 кВ и с повышенной выходной мощностью. На рис. 2.96 приведена схема высоковольтного ТВМ, содержащая большое число выходных обмоток с выпрямителями, соединенными последовательно. Применяются подобные ТВМ в широком диапазоне частот переменного тока.

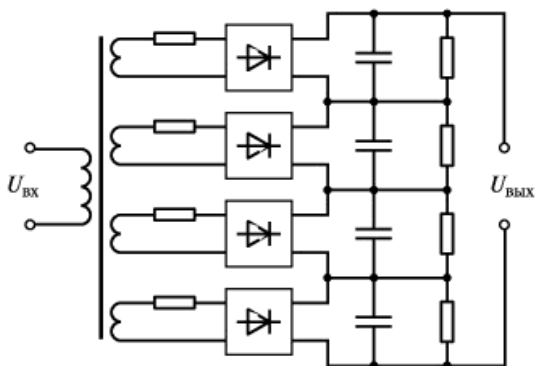


Рис. 2.96. Схема высоковольтного ТВМ

Широкое применение находят *высоковольтные ИЭП с промежуточным преобразованием частоты* с помощью инверторов.

По схемным и конструктивным признакам высоковольтный ИЭП на базе инверторов состоит из двух функциональных узлов: низковольтного и высоковольтного.

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 следующие функциональные узлы: высоковольтный трансформатор; высоковольтный выпрямитель, выполняемый обычно по диодно-конденсаторной схеме умножения напряжения, и высоковольтный делитель напря-

жения обратной связи в стабилизирующих высоковольтных ИЭП. Объединение функции делителя напряжения обратной связи в единый узел высоковольтной части схемы нецелесообразно, 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 электропитания переменного тока в напряжение постоянного тока, подаваемого на вход инвертора.

Высоковольтный ИЭП с бестрансформаторным входом не имеет преимуществ по массе и по объему по сравнению с содержащим входной трансформатор высоковольтным ИЭП при мощности до 40 Вт (частотой 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. Тем не менее при малых выходных мощностях и узких пределах изменения напряжения электропитания применение стабилизатора непрерывного действия является целесообразным.

Рассмотрим высоковольтный ИЭП с промежуточным преобразованием частоты, работающий в режиме стабилизации мощности с внутренней ШИМ с пропорционально-токовым управлением. Этот

способ стабилизации позволяет получить равномерный КПД во всем диапазоне изменения выходного напряжения и тока нагрузки.

На рис. 2.97 приведена схема двухтактного инвертора с источником постоянного тока на входе и его диаграммы напряжений и токов. Выходной трансформатор выполнен с отводом от средней точки первичной обмотки и с немагнитным зазором в магнитопроводе. Этот зазор не превышает 1 % средней длины магнитной линии магнитопровода. В этом случае значение индуктивности трансформатора может быть рассчитано по выражению

$$L_{1T} = 1,44 \cdot 10^{-6} S_m \frac{W_1^2}{\Delta}. \quad (2.3)$$

Здесь S_m – площадь сечения магнитопровода, m^2 ; W_1 – число витков полуобмотки; Δ – зазор, м.

Выражение (2.3) справедливо, если предельная индукция не превышает индукции насыщения.

Режим работы с источником постоянного тока на входе инвертора обеспечивается включением в его входную цепь линейного дроселя, индуктивность которого $L_{др}$ выбирается много больше индуктивности первичной полуобмотки трансформатора.

На рис. 2.97, б представлены диаграммы напряжений и токов в элементах рассматриваемой схемы. 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 τ_n цепи нагрузки значительно превышает длительность полупериода ($\tau_n \gg T/2$), то $C_n \gg 1/(2fR_n)$ 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.

$$\int_0^{T/2} U_{др} dt = 0; \quad \int_0^{T/2} i_c dt = 0. \quad (2.4)$$

Примем, что потери в элементах схемы отсутствуют. В этом идеализированном случае имеем баланс входной и выходной мощностей.

$$I_{вх} U_{вх} = I_n U_n.$$

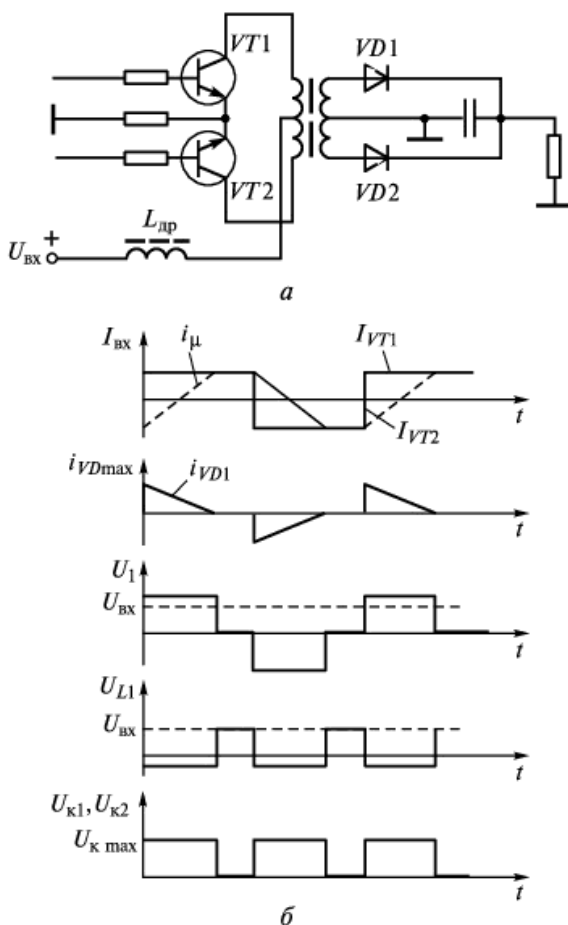


Рис. 2.97. Схема двухтактного инвертора с источником постоянного тока на входе (а) и его диаграммы напряжений и токов (б)

Скважность импульсов тока q , поступающих на вход емкостного фильтра, примем больше единицы:

$$q = (T/2)/\tau_1 > 1. \quad (2.5)$$

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:

$$U_2 = U_{\text{н}} = \text{const}.$$

Напряжение на первичной полуобмотке также постоянно, поскольку оно связано с напряжением U_2 постоянным коэффициентом трансформации $k_{\text{т}}$:

$$U_1 = (1/k_{\text{т}})U_2 = U_{\text{н}}/k_{\text{т}}.$$

Пока открыт диод, напряжение на первичной полуобмотке отлично от нуля, что приводит к изменению тока намагничивания трансформатора со скоростью

$$\frac{di_{\mu}}{dt} = \frac{U_1}{L_{1\text{т}}} = \frac{U_{\text{н}}}{k_{\text{т}}L_{1\text{т}}}.$$

Как только ток намагничивания в момент $t = \tau_1$ достигнет значения $i_{\mu \text{ max}} = I_{\text{вх}}$, 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 установившегося процесса следует симметрия тока намагничивания, т. е. за промежуток 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

$$\Delta i_{\mu} = \int_0^{\tau_1} \frac{U_1}{L_{1\text{т}}} dt = \frac{U_1}{L_{1\text{т}}} \tau_1.$$

Следовательно,

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_1}{L_{1\text{т}}} \tau_1. \quad (2.6)$$

С учетом зависимости (2.5) из уравнения (2.6) получим

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_1}{4f_{\text{п}} q L_{1\text{т}}}. \quad (2.7)$$

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 $i_{\text{д}} = 2I_{\text{вх}} / k_{\text{т}}$ до нуля. В течение интервала τ_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 (2.4) следует, что среднее за полупериод напряжение на первичной полуобмотке трансформатора

$$U_{\text{вх}} = \frac{1}{T/2} \int_0^{\tau_1} U_1 dt = \frac{U_1 \tau_1}{T/2}.$$

Отсюда

$$U_1 = q U_{\text{вх}}. \quad (2.8)$$

Подставив уравнение (2.8) в выражение (2.7), получаем

$$I_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / 4f_{\text{п}} L_{1\text{т}}. \quad (2.9)$$

Это уравнение представляет собой входную вольт-амперную характеристику (ВАХ) инвертора, которая не зависит от сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ и коэффициента трансформации $k_{\text{т}}$. Из условия (2.5) следует также, что средний за период ток емкости нагрузки $C_{\text{н}}$ равен нулю.

Ток нагрузки равен разности между током диода и током емкости. Следовательно,

$$i_{\text{с}} = i_{\text{д}} - I_{\text{н}}.$$

При $I_{\text{н}} = \text{const}$

$$\begin{aligned} \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} (i_{\text{д}} - I_{\text{н}}) dt &= \frac{1}{T/2} \left[\int_0^{\tau_1} (i_{\text{д}} - I_{\text{н}}) dt + \int_{\tau_1}^{T/2} (i_{\text{д}} - I_{\text{н}}) dt \right] = \\ &= \frac{1}{T/2} \left(\int_0^{\tau_1} i_{\text{д}} dt - \frac{T}{2} I_{\text{н}} \right) = 0; \end{aligned} \quad (2.10)$$

$$I_{\text{н}} = \frac{1}{T/2} \int_0^{\tau_1} i_{\text{д}} dt = \frac{1}{T/2} \int_0^{\tau_1} i_{\text{д max}} \left(1 - \frac{t}{\tau_1} \right) dt = \frac{i_{\text{д max}}}{2q} = \frac{I_{\text{вх}}}{k_{\text{т}}}.$$

Напряжение на нагрузке

$$U_{\text{н}} = \frac{U_{\text{вх}} R_{\text{н}}}{4f_{\text{н}} L_{1\text{т}} k_{\text{т}} q}. \quad (2.11)$$

Из баланса мощностей при отсутствии потерь с учетом выражений (2.9), (2.10) и (2.11) получаем

$$\frac{U_{\text{вх}}^2}{4f_{\text{н}}} = \frac{U_{\text{вх}}^2 R_{\text{н}}}{(4f_{\text{н}} L_{1\text{т}} k_{\text{т}} q)^2}.$$

Отсюда

$$q = \frac{1}{k_{\text{т}}} \sqrt{\frac{R_{\text{н}}}{4f_{\text{н}} L_{1\text{т}}}}. \quad (2.12)$$

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

$$U_{\text{К max}} = 2U_1 = 2qU_{\text{вх}}.$$

С учетом выражения (2.7) входная мощность равна выходной

$$P_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}^2 / 4f_{\text{н}} L_{1\text{т}} = P_{\text{н}} = I_{\text{н}} U_{\text{н}}$$

и не зависит от параметров нагрузки, т. е. инвертор является стабилизатором мощности нагрузки с внутренней ШИМ и его выходная характеристика описывается гиперболой.

Как следует из выражения (2.12), 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 выражению (2.3), обратно пропорциональна значению немагнитного зазора в сердечнике, а частота преобразования задается углом управления.

При выполнении условия (2.5), т. е. при $q > 1$, значение выходного напряжения, согласно выражению (2.11), пропорционально входному напряжению $U_{\text{вх}}$ скважности импульсов q и сопротивлению нагрузки $R_{\text{н}}$.

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 ИЭП будет постоянным, если среднее значение напряжения на входной обмотке трансформатора постоянно. Это постоянство, как следует из выражения (2.7), 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 (2.10) и (2.7) следует, что

$$U_1 = I_{\Pi} k_T q^2 4fL_{1T},$$

т. е. для поддержания среднего значения U_1 постоянным при изменении тока нагрузки в $1/(1 - \gamma_i)$ раз, где $\gamma_i = \Delta I_{\Pi} / I_{\Pi}$ – относительное изменение тока нагрузки, скважность импульсов тока должна быть изменена в $1/\sqrt{1/(1 - \gamma_i)}$ раз и, следовательно, скважность 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.

Пример 2.9. Выполним расчет схемы ключевого компонента инвертора с источником постоянного тока на входе. Силовой каскад инвертора должен быть рассчитан на выходную мощность порядка 25 Вт. Поэтому его целесообразно выполнять по схеме с разделительным трансформатором на входе и отводом от средней точки выходного трансформатора. Схема ключевого компонента инвертора приведена на рис. 2.98. В качестве ключей применены транзисторы типа 2Т847А. Трансформатор содержит магнитопровод типа Ш16 \times 20, число витков каждой первичной полуобмотки $W_{12} = W_{23} = 44$. Число витков высоковольтной обмотки $W_B = 1680$. Коэффициент трансформации

$$k_T = W_B / W_{12} = 1680/44 = 38.$$

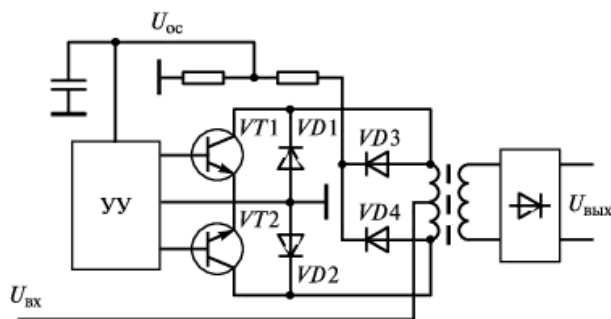


Рис. 2.98. Схема ключевого компонента инвертора:
УУ – устройство управления

Выходная мощность источника электропитания $P_{\text{ВЫХ}} = 25$ Вт. Принимаем КПД равным 65 %. Отсюда входная мощность инвертора $P_1 = P_{\text{ВЫХ}} / \eta = 25 / 0,65 = 40$ Вт.

Немагнитный зазор в магнитопроводе трансформатора принимаем равным $\Delta = 0,3 \cdot 10^{-3}$ м.

Индуктивность трансформатора, приведенная к первичной обмотке, определяется по выражению

$$L_{1T} = 1,44 \cdot 10^{-6} S_M W_1^2 / \Delta = 1,44 \cdot 10^{-6} \cdot 3,2 \cdot 10^{-2} \cdot 44^2 / (0,3 \cdot 10^{-3}) = 3 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

Сопротивление нагрузки, приведенное к вторичной обмотке, $R'_H = 310$ кОм.

Частота переключения транзисторов должна составлять

$$f < \frac{R'_H}{4q^2 k_T^2 L_{1T}} = \frac{310 \cdot 10^3}{4 \cdot 1,1^2 \cdot 38^2 \cdot 3 \cdot 10^{-3}} = 20,8 \text{ кГц.}$$

Выбираем $f = 16$ кГц. Уточняем значение q при номинальном токе нагрузки:

$$q_{\text{ном}} = \frac{1}{k_T} \sqrt{\frac{R'_H}{4fL_{1T}}} = \frac{1}{38} \sqrt{\frac{310 \cdot 10^3}{4 \cdot 16 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 10^{-3}}} = 1,07.$$

Входное минимальное напряжение, обеспечивающее данную выходную мощность,

$$U_{\text{ВХ}} = \sqrt{P_1 4fL_{1T}} = \sqrt{40 \cdot 192} = 88 \text{ В.}$$

Для обеспечения постоянства $U_{\text{ВХ}}$ при $U_{\text{ВХ max}} = 110$ В

$$q_{H \text{ max}} = q_{\text{ном}} \cdot 1,2 = 1,07 \cdot 1,2 = 1,28.$$

Входной ток при $U_{\text{ВХ min}}$

$$I_{\text{ВХ1}} = \frac{U_{\text{ВХ min}}}{4fL_{1T}} = 90 / 192 = 0,47 \text{ А.}$$

Входной ток при $U_{\text{вх max}}$

$$I_{\text{вх2}} = I_{\text{вх1}} / q_{\text{и max}} = 0,39 \text{ А.}$$

При уменьшении тока нагрузки в 10 раз скважность импульсов увеличивается в $\sqrt{10}$ раз, т. е. в 3,16 раза.

Входной ток при $U_{\text{вх max}}$ и $I_{\text{н min}}$

$$I_{\text{вх min}} = 0,39 / 3,16 = 1,24 \text{ А.}$$

Скважность импульсов тока при $I_{\text{вх min}}$

$$q_{\text{i min}} = 1,28 \cdot 3,16 = 4,05.$$

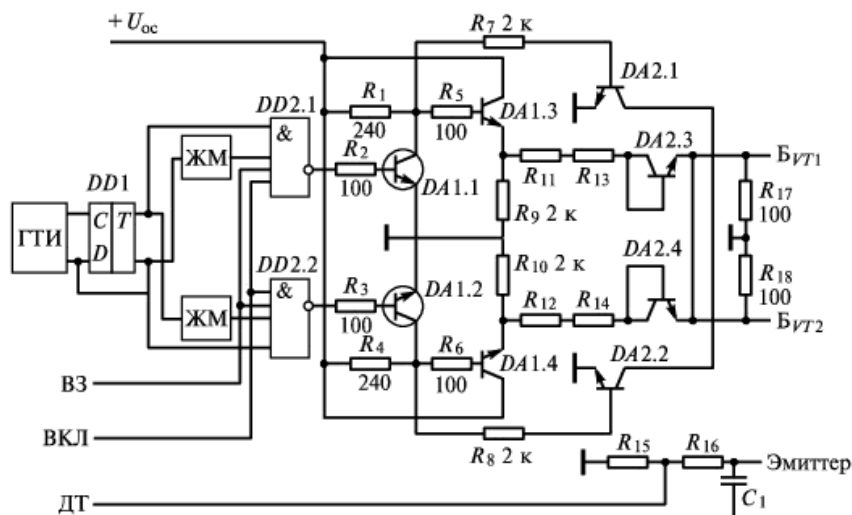


Рис. 2.99. Схема узла управления инвертора:

ГТИ – генератор тактовых импульсов; ЖМ – ждущий мультивибратор; ВЗ – вход защиты; ДТ – датчик тока

Схема узла управления, выполненная на микросхемах серии 530, приведена на рис. 2.99. 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 элементах 4И-НЕ (микросхемы типа 530ЛА1). Вторые входы селекторов подключены ко входам двух ждущих мультивибраторов ЖМ, которые 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 ГТИ жду-

ций 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 на выходах предварительных усилителей импульсов $DA1.1$ и $DA1.2$ формируются сигналы лог. 0, которые закрывают транзисторы ключевого компонента. Третьи входы селекторов объединены и соединены со входом ВКЛ инвертора.

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. 2.100. Исполнительный компонент узла защиты (*RS*-триггер) выполнен на логических схемах 2И-2ИЛИ-НЕ (микросхемы *DD2.1*, *DD2.2* типа 530ЛР11). На вход *R* триггера (вход ДТ) подается сигнал с датчика, установленного в цепи эмиттеров силовых транзисторов.

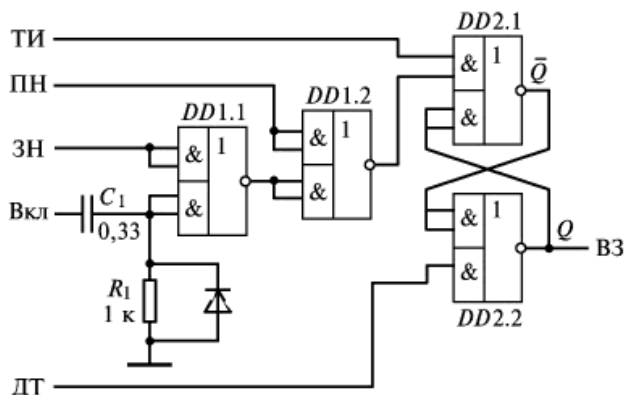


Рис. 2.100. Схема формирователя узла защиты:

ТИ – вход тактовых синхронимпульсов; ПН – вход сигнала превышения напряжения; ЗН – вход сигналов заданной нормы напряжения; ДТ – датчик тока; ВЗ – выход узла защиты

Формирователь импульса аварии выполнен на логических элементах *DD1.1* и *DD1.2* (микросхемы типа 530ЛР11). На вход ПН подается импульс лог. 1, характеризующий превышение напряжения на выходе ИЭП выше заданного уровня. Импульс лог. 0, подаваемого на вход ПН, означает, что напряжение на выходе не превышает заданного уровня. Подаваемый на вход ЗН сигнал лог. 1 означает, что напряжение на выходе ИЭП не уменьшилось ниже заданного уровня. Подаваемый на вход ЗН сигнал лог. 0 указывает, что напряжение на выходе ниже заданного уровня. На вход ВКЛ подается сигнал начальной установки уровнем напряжения +5 В. Резистор R_1 и конденсатор C_1 выбираются такими, чтобы длительность импульса начальной установки была несколько больше времени выхода ИЭП на режим. Перед включением ИЭП на всех входах узла защиты и на выходе ВЗ присутствуют импульсы лог. 0, что не дает возможности включения ИЭП.

При подаче на вход ВКЛ напряжения +5 В на выходе $DD1.1$ формируется импульс лог. 0, а на выходе $DD1.2$ – лог. 1. Это позволяет синхри́мпульсу, подаваемому на вход ТИ, установить на выходе Q RS -триггера сигнал лог. 1. Последний разрешает прохождение импульсов управления на выходы ключевых компонентов инвертора. Если на выходе ИЭП устанавливается напряжение в пределах заданной нормы, то на входе ПН останется сигнал лог. 0, а на входе ЗН – сигнал лог. 1, который подтвердит сигнал включения. На входе S триггера останется сигнал лог. 1. При перегрузке или коротком замыкании на выходе источника электропитания на входе ДТ формируется сигнал лог. 1, а на выходе Q – сигнал лог. 0, что приводит к закрытию транзисторов инвертора. Тактовым импульсом ТИ на выходе вновь формируется сигнал лог. 1, что приводит к включению высоковольтного ИЭП.

Если ток нагрузки превышает номинальный ток на 30...50 %, то описанные выше переключения приведут к снижению напряжения на выходе и ограничению тока нагрузки, т. е. ИЭП перейдет в режим стабилизации тока нагрузки. При значительной перегрузке или коротком замыкании напряжение на выходе уменьшится ниже заданного уровня, на входах ЗН и S сформируется импульс лог. 0, который блокирует прохождение импульсов ТИ и приведет к отключению ИЭП. Повторное включение возможно только после снятия напряжения +5 В со входа ВКЛ и повторной подачи напряжения.

Аналогично происходит ограничение выходного напряжения на заданном уровне подачей импульсов на вход ПН, характеризующих превышение напряжения на выходе ИЭП.

Схема генератора тактовых импульсов приведена на рис. 2.87. Генератор обеспечивает регулирование частоты следования импульсов, что необходимо для установления оптимального режима работы ИЭП. При включении напряжение на конденсаторе C_1 мало. Транзистор $DA1.2$ закрыт, напряжение коллектора максимально. На выходе $DD1.2$ высокий уровень напряжения, а на выходе $DD1.3$ – низкий. Выходным напряжением $DD1.2$ конденсатор C_1 заряжается по цепи диод $DA1.4$ – резистор R_1 . Как только напряжение на конденсаторе C_1 достигнет суммы напряжения на нижнем плече делителя (резисторы R_4, R_5, R_6) и превысит пороговое напряжение на переходе эмиттер–база транзистора $DA1.2$, последний откроется и на выходе $DD1.2$ сформируется низкий уровень напряжения, а на выходе $DD1.3$ – высокий уровень (фронт тактового импульса). Конденсатор C_1 разряжается по цепи диод $DA1.1$ – резистор R_2 – выход $DD1.2$. Как только напряжение на конденсаторе C_1 достигнет напряжения закрывания транзистора, генератор перейдет в исходное состояние.

Изменением напряжения на нижнем плече делителя осуществляется регулирование частоты следования импульсов, которая может измениться автоматически по цепи база–эмиттер транзистора $DA1.3$.

Как указывалось ранее, стабилизация и регулирование выходного напряжения ИЭП осуществляются за счет изменения тока базы силовых транзисторов инвертора путем изменения входного напряжения U_{oc} предварительного усилителя на транзисторах $DA1.1$ и $DA1.2$ (см. рис. 2.99) и эмиттерного повторителя на транзисторах $DA1.3$ и $DA1.4$. Резисторы $R_{11}, R_{13}, R_{12}, R_{14}$ и диоды

DA2.3, DA2.4 служат для ограничения тока базы силовых транзисторов инвертора, подключенных к выходу эмиттерных повторителей. Транзисторы DA2.1 и DA2.2 служат для форсированного запираания силовых транзисторов инвертора. При подаче на базу транзистора запирающего напряжения (например, B_{VT1}) импульсом с другого плеча предварительного усилителя (DA1.2) открывается транзистор DA2.2, который подключает напряжение конденсатора C_1 обратной полярности к переходу база–эмиттер силового транзистора (B_{VT1}), форсируя переход последнего в закрытое состояние. Датчик тока (R_{15}) установлен в цепи эмиттеров силовых транзисторов. Резистор R_{16} служит для выравнивания режимов работы силовых транзисторов. Напряжение на этом резисторе выбирается равным примерно 0,7 В.

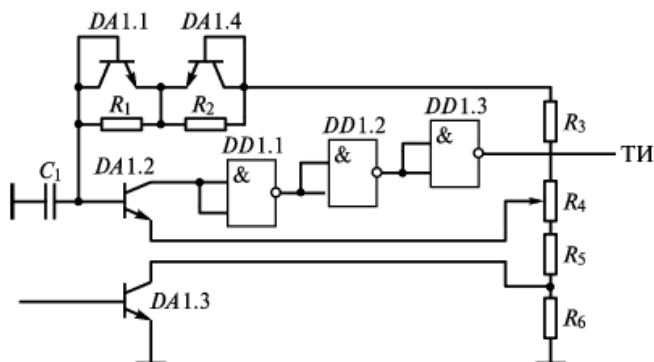


Рис. 2.101. Схема генератора тактовых импульсов:
ТИ – выход генератора тактовых импульсов

Узел управления должен обеспечивать регулирование тока коллектора силовых транзисторов в пределах 0,1...0,5 А. Минимальный коэффициент усиления транзистора 2Т847А в режиме, близком к режиму насыщения, равен пяти, а максимальный составляет 10. Таким образом, узел управления должен обеспечивать регулирование тока базы транзисторов в следующих пределах:

$$I_{B \max} = I_{K \max} / \beta_{\min} = 0,5/5 = 0,1 \text{ А};$$

$$I_{B \min} = I_{K \min} / \beta_{\max} = 0,1/10 = 0,01 \text{ А}.$$

Выбираем сопротивление ограничительного резистора в цепи базы равным 48 Ом (два резистора по 24 Ом каждый). Максимальный ток через ограничительные резисторы

$$I_{\text{огр max}} = I_{B \max} + U_{ЭБ\max} / R_{17} = 0,1 + 0,8/100 = 0,108 \text{ А}.$$

Максимальный ток базы транзистора DA1.3 и DA1.4 равен

$$I_{BDA1.3} = I_{\text{огр}} / \beta_{DA1.3 \min} = 108/20 = 5 \text{ мА}.$$

Необходимое максимальное значение напряжения на коллекторе предварительного усилителя (DA1.1, DA1.2)

$$U_{KЭп\max} = I_{Б DA1.3} R_5 + U_{БЭ DA1.3} + I_{огр\max} (R_{11} + R_{13}) + U_{DA2.3} + U_{Б1Э} = \\ = 0,005 \cdot 100 + 0,7 + 0,108 \cdot 48 + 0,7 + 0,7 = 7,8 \text{ В.}$$

Ток коллектора транзистора DA1.1 в закрытом состоянии

$$I_{K DA1.1} = I_{Б DA1.3} + U_{KЭп\max} / R_7 = 5 \cdot 10^{-3} + 7,8 / 2000 = 9 \text{ мА.}$$

Максимальное напряжение источника обратной связи

$$U_{ос\max} = U_{KЭп\max} + I_{K DA1.1} R_1 = 7,8 + 9 \cdot 10^{-3} \cdot 240 = 10,2 \text{ В.}$$

При минимальном токе базы силового транзистора

$$I_{огр\min} = I_{Б\min} + U_{ЭБ\min} / R_{17} = 0,01 + 0,5 / 100 = 0,015 \text{ А;}$$

$$I_{DA1.3\min} = I_{Бр\min} / \beta_{\min} = 0,015 / 30 = 0,5 \text{ мА;}$$

$$U_{KЭп\min} = 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 100 + 0,5 + 0,015 \cdot 48 + 0,5 + 0,5 = 2,3 \text{ В.}$$

Управление высоковольтным ИЭП может быть выполнено на микросхемах типа 1114ЕУ1 или 1114ЕУ3. Эти микросхемы по своему функциональному назначению и построению эквивалентны схеме, приведенной на рис. 2.99, и включают в себя генератор тактовых импульсов, узел защиты, формирователь парафазных импульсов и селекторы импульсов.

Качество изображения на экране видеомонитора в значительной степени определяется пульсациями напряжения электропитания. Если частота пульсаций не совпадает с частотой строчной развертки, то это влияет на работу узла фазовой автоподстройки, сбивая начало строки. В связи с этим к переменной составляющей выходного напряжения ИЭП предъявляются достаточно жесткие требования, что приводит к завышению его массы и объема. В то же время ИЭП со сравнительно высокими пульсациями может быть использован для электропитания видеомонитора, если синхронизировать его работу импульсами строчной развертки.

2.8. Источники электропитания высокого напряжения большой мощности

Большая выходная мощность высоковольтных источников необходима для электропитания ЭА различного назначения: СВЧ-приборов и приборов квантовой электроники, передающих устройств, электродов ионно-лучевого тракта установок ионного леги-

рования, рентгеновских трубок и др. Перечисленные устройства различаются уровнем напряжения и требованиями к его качеству. Наиболее жесткие требования предъявляются обычно к ИЭП передающих устройств.

Допустимые нестабильность и пульсация выходного напряжения высоковольтных ИЭП 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 должна обеспечиваться нестабильность частоты $\Delta f/f = 10^{-4} \dots 10^{-5}$ в течение всего 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

$$\Delta f / f = 3 \cdot 10^{-3} \Delta U_a / U_a. \quad (2.13)$$

Если $\Delta f/f = 10^{-5}$, то из выражения (2.13) 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 флуктуаций в электронном пучке. Одной из причин этих флуктуаций являются пульсации анодного напряжения, которые приводят к модуляции амплитуды (амплитудные шумы) и фазы (фазовые шумы) выходных сигналов передающего устройства. По заданному спектральному распределению пульсации анодного напряжения можно определить амплитудные γ_a и фазовые γ_ϕ шумы выходного прибора из зависимостей

$$\gamma_a = 10 \lg(1/2) S; \quad (2.14)$$

$$\gamma_\phi = 10 \lg(\phi/2)^2 S, \quad (2.15)$$

где S – относительная спектральная плотность флуктуаций анодного напряжения в полосе Δf ; ϕ – угол пролета электронов.

Поскольку в выходных приборах средней мощности $\phi \approx 10\pi \dots 20\pi$, то из выражений (2.14) и (2.15) следует, что уровень допустимых флуктуаций напряжений ИЭП определяется в основном фазовыми шумами. Например, в приборах средней мощности для ограничения допустимого уровня шумов 130...140 дБ/Гц гармонические составляю-

щие ускоряющего напряжения в диапазоне доплеровских частот в заданной полосе анализа не должны превышать $10^{-7} U_a$. При умеренных требованиях к уровню шумов гармонические составляющие ускоряющего напряжения могут достигать $(10^{-4} \dots 10^{-3}) U_a$.

Выполнение требований по уровню гармонических составляющих может быть обеспечено различными схемотехническими решениями источников электропитания, анализ которых приведен ниже.

Нестабилизирующие ИЭП. При построении ИЭП 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 пульсации на выходе выпрямителя представляется зависимостью

$$U_k = \frac{2m \cos k\pi \cdot \sin(\pi / m)}{\pi (1 - m^2 k^2)} U_{\phi},$$

где m – число фаз выпрямленного напряжения; U_{ϕ} – амплитуда фазного напряжения.

Для электронных средств повышенной мощности обычно применяется система электроснабжения трехфазного тока. В этом случае для схемы выпрямления с $m = 6$ 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 повышению массы и объема передающего устройства. Так, при входном напряжении 220 В трехфазного тока частоты 400 Гц, выходной мощности нестабилизирующего ИЭП 115 кВт, выходном напряжении 30 кВ и допустимом уровне гармоник выходного напряжения не более $10^{-6} U_a$ масса пассивного фильтра составляет 65 % общей массы, а объем – 45 % общего объема ИЭП. При частоте входного тока 50 Гц масса и объем фильтра возрастут.

Стабилизирующие ИЭП. Для достижения низкого уровня гармоник выходного напряжения при ограниченных массе и объеме высоковольтные ИЭП 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 ИЭП со стабилизацией на стороне системы электро-снабжения (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 пульсации выходного напряжения. Последний недостаток обусловлен необходимостью применения мощных тиристоров в качестве исполнительных элементов схемы. Помехи, создаваемые этими тиристорами, передаются через трансформатор во вторичную цепь и требуют применения громоздких фильтров.

ИЭП со стабилизаторами непрерывного действия. Для выполнения жестких требований к качеству выходного напряжения мощного высоковольтного ИЭП 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.

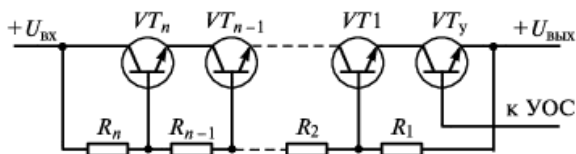


Рис. 2.102. Схема последовательного соединения регулирующих транзисторов с резистивным делителем напряжения, включенным между входом и выходом

На рис. 2.102 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 ($VT_1 - VT_n$) поступает сигнал с резистивного делителя напряжения $R_1 - R_n$. 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 по-

звolyет 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.

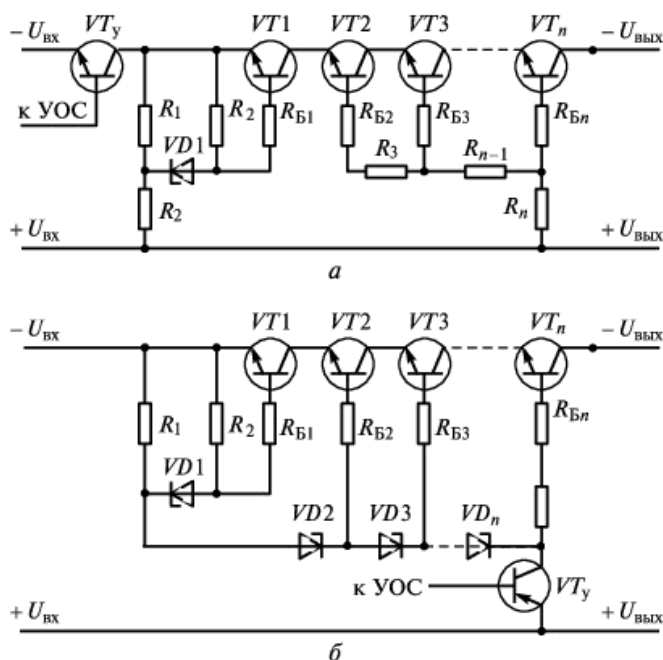


Рис. 2.103. Схемы транзисторных регулирующих устройств с последовательным соединением транзисторов с резистивным делителем напряжения, включенным параллельно входным выводам (а) и с делителем напряжения на стабилитронах (б)

На рис. 2.103 приведены схемы транзисторных регулирующих устройств с последовательным соединением транзисторов и делителем напряжения, включенным параллельно входным выводам, позволяющим создавать стабилизирующие высоковольтные источники с широким диапазоном регулирования выходного напряжения. На рис. 2.103, а приведена схема с включением силового перехода управляющего транзистора VT_y последовательно с управляемыми транзисторами $VT_1 - VT_n$ и резистивным делителем напряжения, а на рис. 2.103, б – схема с включением силового перехода управляющего транзистора VT_y в цепь делителя напряжения, выполненного на стабилитронах $VD_2 - VD_n$.

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.

Низкий уровень гармонических составляющих напряжения обеспечивается включением на выходе стабилизатора сглаживающего фильтра, основным элементом которого является конденсатор. Требования к частотным свойствам последнего определяются частотой пульсации 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.

На рис. 2.104 приведена типовая зависимость допустимой для конденсатора амплитуды напряжения $U_{\text{доп}}$ от частоты при определенной температуре. Граничная частота определяется допустимым снижением емкости $C_{\text{доп}}$. 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.

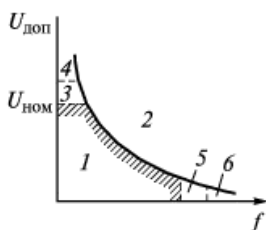


Рис. 2.104. Зависимость допустимой амплитуды напряжения на конденсаторе от частоты:

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

Далее в качестве примеров рассмотрены особенности схемного построения мощных высоковольтных ИЭП передатчиков, содержащих стабилизатор напряжения непрерывного действия на стороне высокого напряжения. В таких ИЭП к выходному напряже-

нию $U_{\text{вых}}$ 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 ИЭП передающих устройств следует отнести необходимость применения устройства нагрузки, в котором обеспечивается отвод большой мощности тепловыделения. В подвижных электронных средствах на самоходных шасси или прицепах эта мощность может превышать 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 ИЭП порядка десятков киловатт целесообразно использовать устройство, в котором электрическое сопротивление создается при помощи проточной воды. В этом случае вода обеспечивает также охлаждение устройства.

Построение ИЭП определяется техническими требованиями (в том числе условиями эксплуатации), структурной схемой и видом модуляции передающего устройства. В случае, когда передатчик строится на базе пролетного клистрона с сеточной кодоимпульсной модуляцией, 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 ИЭП с трансформаторным входом и стабилизатором напряжения непрерывного действия, выполняющим одновременно функции активного фильтра. Электрическая схема такого ИЭП приведена на рис. 2.105. В ней входной трансформатор с выпрямителем образуют ТВМ А1.

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 запасных инструментов и приборов (ЗИП) передатчика показал целесообразность использования электровакуумной лампы типа ГМИ-32-Б1. Управление

ние 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 R_{23} типа С5-36В-10-75Ом \pm 10%. Ограничение выходного напряжения производится защитным неуправляемым разрядником FI типа Р-63.

Для обеспечения заданных температурных режимов служат осевые электроventильаторы М1 и М2 типа 2ДВО.07.60-366-4. Для цепей управления стабилизатора используются вспомогательные напряжения с выходов трансформаторов TV1–TV4. С помощью выпрямителей и фильтров на выходах трансформаторов TV3 и TV4 обеспечивается напряжение 380 В постоянного тока 0,05 А. В качестве высоковольтных плечей делителей используются высоковольтные резисторные сборки А2 и А3. Функциональный контроль (ФК) выходного напряжения –12 кВ осуществляется по сигналу с переменного резистора R_{27} .

Электрическая схема ТВМ приведена на рис. 2.106. Входное напряжение подается на контакты x , y , z первичных обмоток L_1 – L_3 , соединенных треугольником, и на электроventильаторы. Вторичные обмотки соединены треугольником и звездой для повышения частоты пульсации выходного напряжения в 12 раз по сравнению с частотой тока сети.

Усилитель постоянного тока, обеспечивающий регулирование и стабилизацию выходного напряжения, определяет также уровень гармонических составляющих. Усилитель может быть выполнен на электровакуумных (рис. 2.107) или полупроводниковых (рис. 2.108) приборах. Применение в схеме усилителя электровакуумных приборов 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 существующими стандартами максимально 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 на электровакуумных приборах (см. рис. 2.107) обеспечивает регулирование и стабилизацию выходного напряжения высоковольтного ИЭП в пределах 2...25 кВ постоянного тока. В усилителе используется двойной триод типа 6Н21Б. Параметрический стабилизатор напряжения состоит из двух каскадов. Первый каскад содержит

стабилитроны $VD8$ и $VD9$. Второй каскад содержит стабилитрон $VD5$, который формирует опорное напряжение для лампы $VL1$. Цепь обратной связи по быстро изменяющемуся току содержит конденсатор C_1 и конденсатор емкостью $0,05 \text{ мкФ}$, 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 $1,5...1,7 \text{ мА}$.

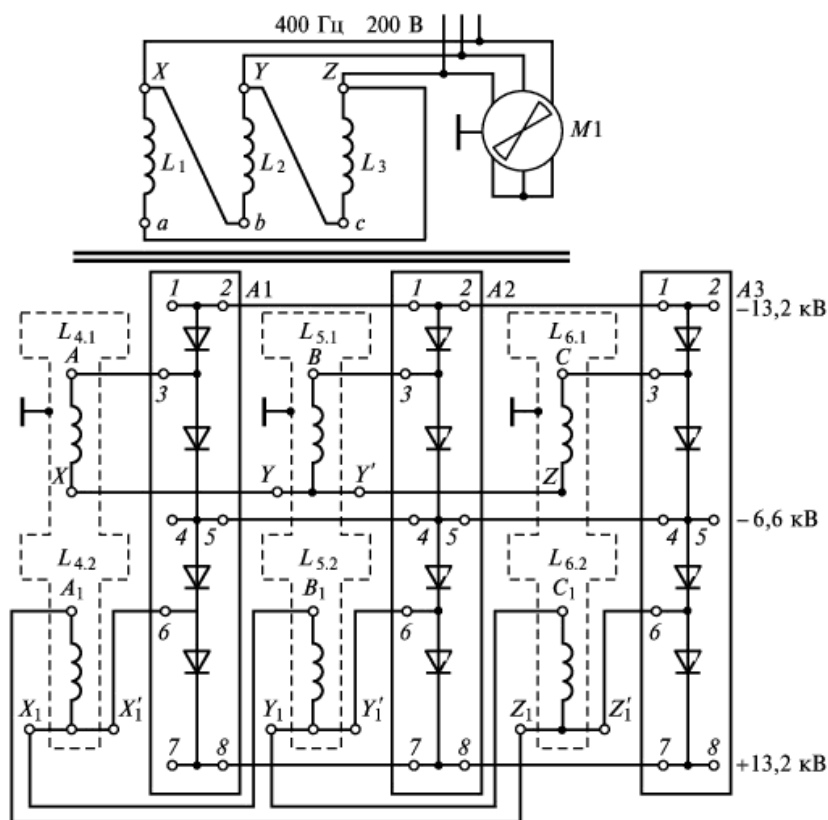


Рис. 2.106. Электрическая схема ТБМ

Напряжение с резистора R_2 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 R_{10} – балластным в составе второго каскада.

В состав параметрического стабилизатора введены стабилитроны $VD6, VD7$ (в первый каскад) и $VD3, VD4$ (во второй каскад) для

повышения уровня стабилизируемого напряжения (дополнительно к уровню напряжения стабилвольта). Выводы стабилвольта $VD5$ шунтированы конденсаторами C_3 и C_4 для снижения уровня шумов.

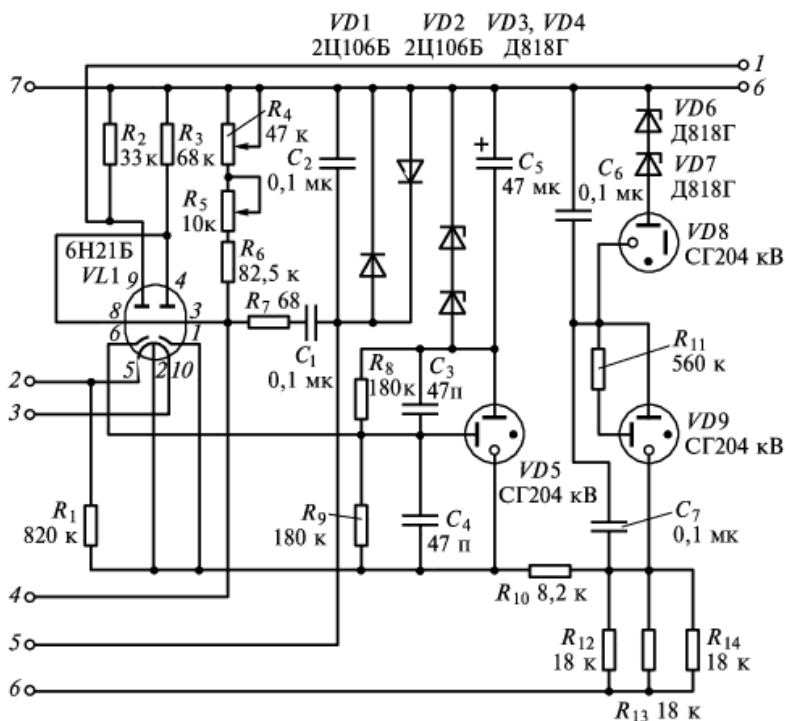


Рис. 2.107. Схема усилителя постоянного тока на электровакуумных приборах

При наличии сигнала рассогласования, сформированного цепью обратной связи по постоянному току и подаваемого на контакт 4, открывается или закрывается правая половина лампы $VL1$. При увеличении выходного напряжения стабилизатора лампа приоткрывается, поскольку потенциал на сетке становится более положительным по отношению к потенциалу на катode. При этом ток через лампу увеличивается и потенциал сетки (вывод 8) становится более отрицательным относительно опорного напряжения от стабилвольта $VD5$. Ток через резистор R_2 и анод второй половины лампы (вывод 9) уменьшается, падение напряжения на резисторе R_2 снижается, в результате чего напряжение на регулирующей лампе становится менее отрицательным, т. е. приоткрывает регулирующую лам-

пу. Для устойчивой работы стабилизатора между контактами 5 и 6 включается конденсатор емкостью 1 мкФ.

В схеме усилителя постоянного тока на полупроводниковых приборах, приведенного на рис. 2.108, применены следующие полупроводниковые элементы: $D1, D2$ – интегральные выпрямители 542НД4; $D3, D4$ – операционные усилители 140УД6А; $VT1-VT3$ – транзисторы 2Т504А; $VT4$ – транзистор 2Т505А.

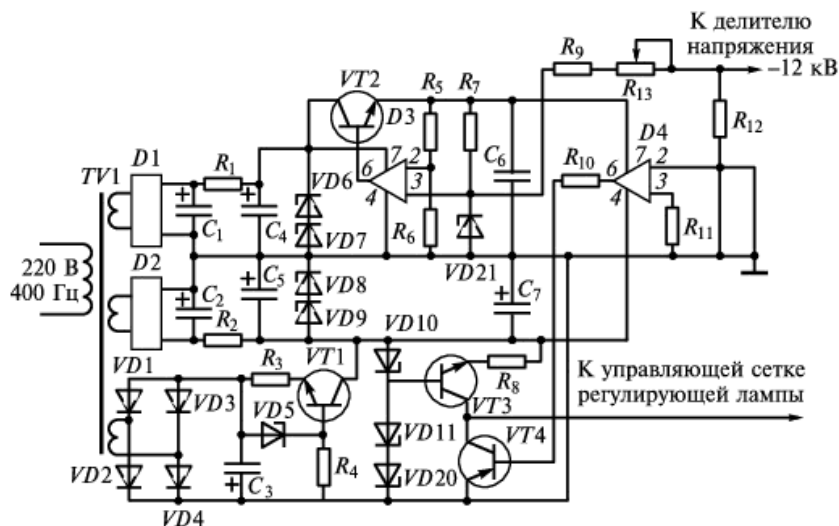


Рис. 2.108. Схема усилителя постоянного тока на полупроводниковых приборах

ИЭП со стабилизаторами импульсного действия. Применение регулируемых инверторов с прямоугольной формой напряжения в высоковольтных ИЭП 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; $C_2 = 18...250$ пФ; $W_1 = 50$; $W_2 = 1000-5000$; $f = 25$ кГц; $i_{cp} \approx 0,1...7$ 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 ИЭП 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 ω_{II} .

В качестве достоинства ИЭП с LC -контуром 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 ИЭП.

Параметры LC -контура (рис. 2.109) при заданной мощности в нагрузке и выбранной добротности Q нагруженного контура при условии совпадения собственной резонансной частоты контура ω_0 с частотой преобразования ω_1 определяются через характеристическое сопротивление R_x зависимостью

$$R_x = U_{\text{вых.и}}^2 / (P_{\text{вх.к}} Q),$$

где $U_{\text{вых.и}}$ – выходное напряжение инвертора; $P_{\text{вх.к}}$ – мощность на входе контура; $Q = \omega_0 / R_{\text{н}}$ – добротность нагруженного LC -контура; $R_{\text{н}}$ – сопротивление нагрузки.

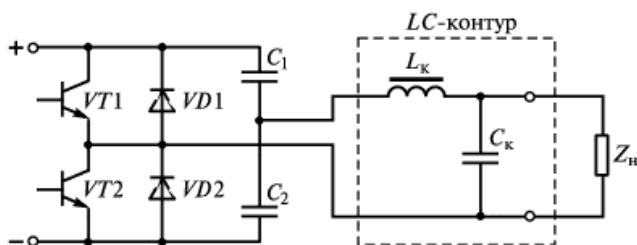


Рис. 2.109. Схема преобразователя напряжения с LC -контуром

Отсюда индуктивность L_k и емкость C_k контура 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 (см. рис. 2.109). 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 ω_1 , диапазона ее регулирования и максимального напряжения U_{Ck} 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 ω_{Π} к собственной резонансной частоте контура ω_0

$$|k_u| = f(\omega_{\Pi} / \omega_0). \quad (2.16)$$

Значение модуля $|k_u|$ определяется из выражения

$$|k_u| = \sqrt{(\omega_{\Pi} L_K / R_{\Pi})^2 + (1 - \omega_{\Pi} L_K C_K)^2}.$$

Регулировочные характеристики нагруженного LC -контура при различных значениях параметра добротности Q приведены на рис. 2.110. Для получения наибольшего диапазона регулирования по $|k_u|$ при наименьшем изменении отношения ω_{Π} / ω_0 необходимо стремиться к работе на линейном участке характеристики. Этому условию соответствует значение добротности $Q = 0,1$. 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. 2.102) минимальное выходное напряжение $U_{\text{вых. и}}$ составляет 130...140 В при входном напряжении 220 В переменного тока. Следовательно, напряжение на конденсаторе U_{C_K} при работе преобразователя на частоте выше резонансной ω_0 будет равно

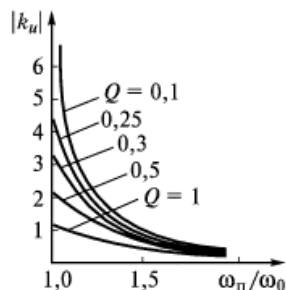


Рис. 2.110. Зависимость коэффициента передачи $|k_u|$ от частоты преобразования для различных значений добротности Q

$$U_{C_K} = \frac{U_{\text{вых. и}}}{Q} = \frac{130...140}{0,1} = 1300...1400 \text{ В.}$$

Для современных конденсаторов допустимое рабочее напряжение при частоте 10 кГц составляет 0,1...0,5 от номинального U_{Π} и находится в пределах 100...500 В. Исключение составляют конденсаторы типа К78-3, у которых рабочее напряжение на частоте 20 кГц может быть равно номинальному 630 В, а при частоте 30 кГц составляет

$0,5U_H$. При дальнейшем повышении частоты следует резкое снижение допустимого рабочего напряжения. Таким образом, частотные свойства конденсаторов определяют режим частотной модуляции в высоковольтных источниках электропитания.

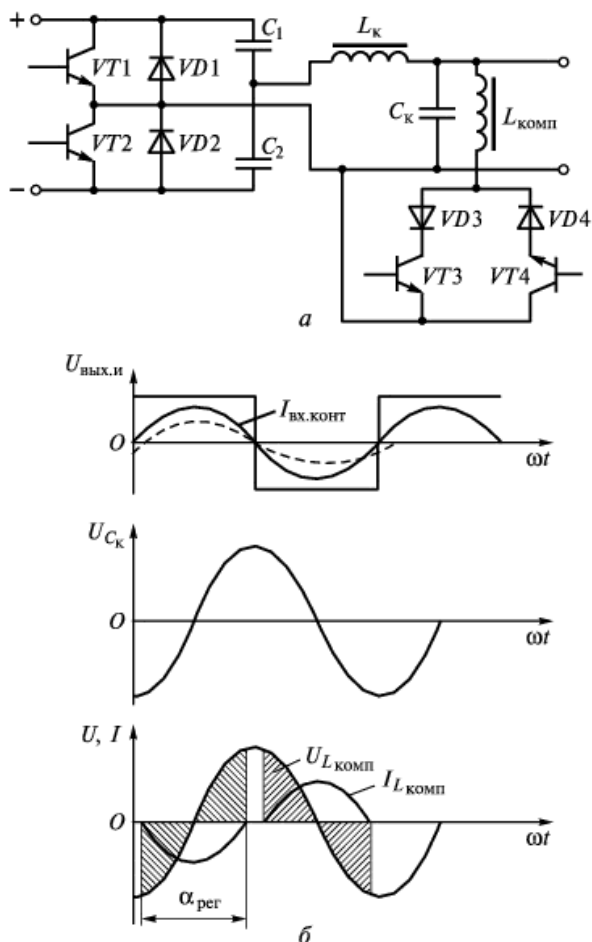


Рис. 2.111. Схема регулирования параметров резонансного контура (а) и временные диаграммы ее работы (б)

Схема преобразователя, в котором *регулирование напряжения осуществляется изменением параметров LC-контура*, приведена на рис. 2.111, а, а временные диаграммы ее работы – на рис. 2.111, б. Изменение параметров контура осуществляется путем включения парал-

тельно емкости C_k дросселя поперечной компенсации $L_{\text{комп}}$ с последовательно соединенными встречно-параллельными транзисторами. Эквивалентное индуктивное сопротивление $L_{\text{э}}$ такой цепи можно рассчитать по выражению

$$L_{\text{э}} = \frac{L_{\text{комп}}}{1 - (2\alpha/\pi)\sin(2\alpha/\pi)},$$

где $L_{\text{комп}}$ – индуктивность дросселя компенсации; α – угол регулирования.

На рис. 2.111, б приведены графики изменения токов и напряжений в транзисторах 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, отличается от нулевого значения, поскольку при расстройке контура входной ток будет сдвинут по фазе относительно коммутируемого напряжения, но его значение при этом уменьшается.

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 $L_{\text{комп}}$ 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 широтно-импульсной модуляции можно обеспечить от инверторов напряжения мостового или полумостового типа при обеспечении непрерывности входного тока контура соответствующим алгоритмом управления ключами.

На рис. 2.112, а приведена схема инвертора, обеспечивающая регулирование среднего значения напряжения на входе LC -контура путем ШИМ. Достоинством схемы является то, что напряжение на ключевых компонентах не превышает половины коммутируемого напряжения, а также возможно переключение транзисторов при токе, близком к нулевому значению при минимальном угле регулирования α . Диаграммы работы транзисторов в этой схеме приведены на рис. 2.112, б. Недостатком схемы является то, что в случае глубокого регулирования напряжения на входе LC -контура (например, при токе холостого хода в нагрузке) потребляемый от инвертора ток имеет импульсный характер.

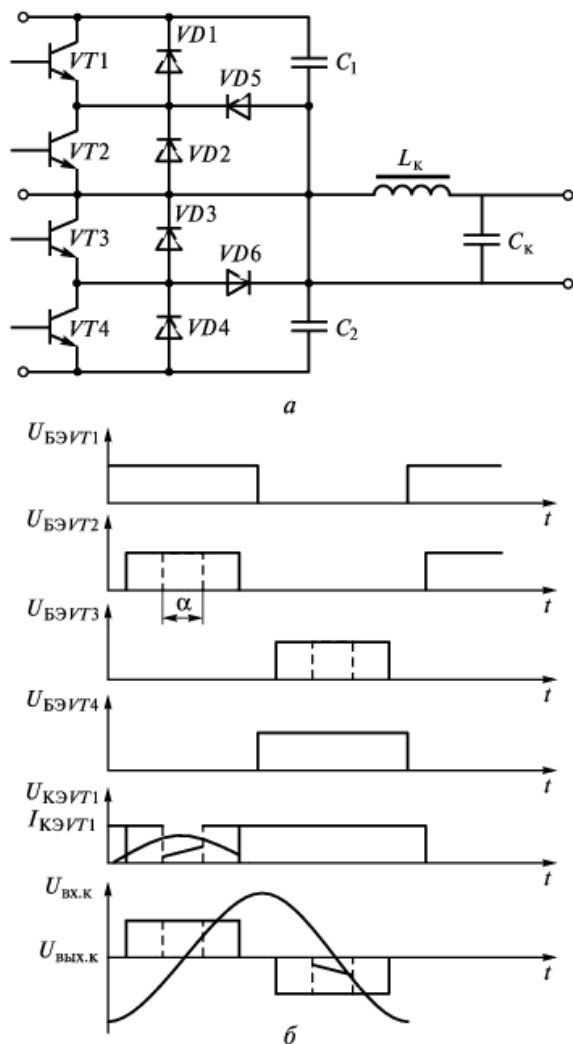


Рис. 2.112. Схема инвертора с широтно-импульсной модуляцией (а) и временные диаграммы работы транзисторов (б)

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 выбранного значения добротности Q .

Способ амплитудного регулирования напряжения на входе LC -контура осуществляется схемой, представленной на рис. 2.113. Преобразователь содержит два полумостовых инвертора (основной и дополнительный), включенных последовательно. Основной инвертор, в состав которого входят транзисторы $VT1$, $VT2$ и конденсаторы C_1 , C_2 , является нерегулирующим. Он работает на резонансный LC -контур, к выходу которого подключен основной трансформатор $TV2$ с выпрямителем $B2$. Дополнительный инвертор, в состав которого входят транзисторы $VT3$, $VT4$ и конденсаторы C_3 , C_4 , является регулирующим. К его выходу подключен дополнительный трансформатор $TV1$, выход которого соединен с входом аналогичной полярности основного инвертора.

Управление транзисторами инверторов осуществляется устройством управления 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.

С выхода основного инвертора, рассчитанного на номинальную мощность нагрузки, разнополярное напряжение $U_{\text{вх.к}}$ прямоугольной формы поступает на вход резонансного LC -контура, собственная резонансная частота ω_0 которого совпадает с частотой ω_1 переключения. В результате к первичной обмотке основного трансформатора $TV2$ прикладывается напряжение $U_{Cк}$ синусоидальной формы (рис. 2.113, б).

Дополнительный инвертор, управление которого осуществляется от широтно-импульсного модулятора, вырабатывает прямоугольное напряжение с паузой на нуле (рис. 2.113, в). 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. 2.113, б. Поэтому динамические потери в транзисторах основного инвертора имеют минимальное значение.

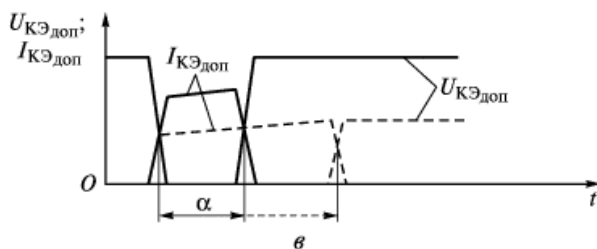
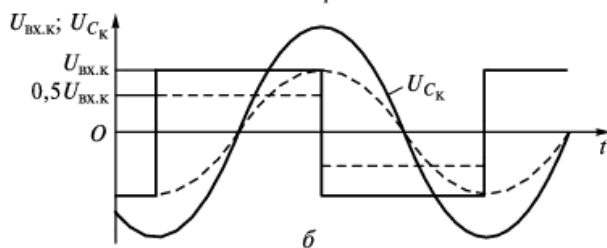
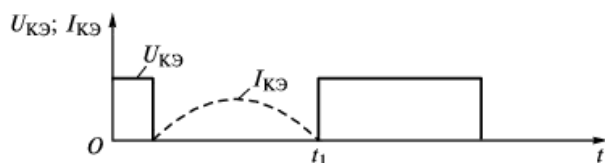
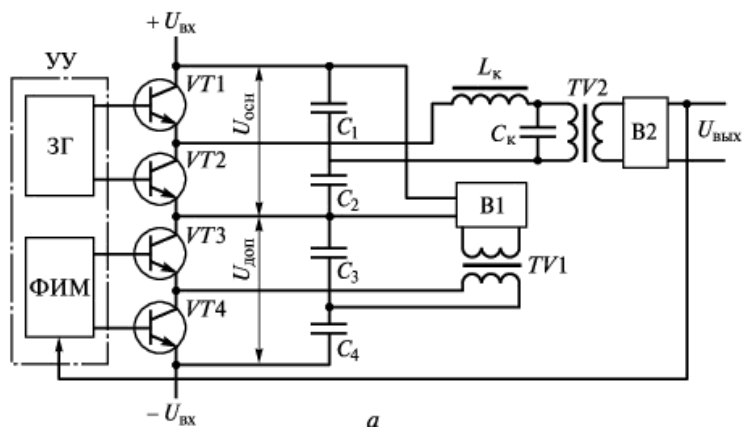


Рис. 2.113. Схема с амплитудным регулированием напряжения на входе LC -контура (*a*), диаграммы напряжений и токов основного (*б*) и дополнительного (*в*) инверторов:

УУ – устройство управления; ЗГ – задающий генератор; ФИМ – фазоимпульсный модулятор; В – выпрямитель

Входной ток основного инвертора представляет собой сумму двух токов: тока $I_{\text{вх.ср}}$ от ИЭП и тока $I_{\text{доп}}$ от дополнительного инвертора. Без учета КПД значение тока $I_{\text{вх.ср}}$ определяется из выражения

$$I_{\text{вх.ср}} = P_{\text{вх}} / U_{\text{вх}},$$

где $P_{\text{вх}}$ – мощность на входе LC-контура; $U_{\text{вх}}$ – входное напряжение преобразователя.

Отсюда мощность $P_{\text{доп}}$, на которую должен быть рассчитан дополнительный инвертор, пропорциональна отношению напряжения $U_{\text{доп}}$, приложенного к входу дополнительного инвертора, к входному напряжению $U_{\text{вх}}$:

$$P_{\text{доп}} = P_{\text{вых}} U_{\text{доп}} / U_{\text{вх}}. \quad (2.16)$$

Входное напряжение источника делится между основным и дополнительным инверторами, т. е.

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{осн}} + U_{\text{доп}}.$$

Коэффициент $k_{\text{тр}}$ трансформации дополнительного трансформатора определяется из соотношения $k_{\text{тр}} = 2U_{\text{осн}} / U_{\text{доп}}$, с учетом которого входное напряжение

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{осн}} + 2U_{\text{осн}} / k_{\text{тр}}. \quad (2.17)$$

При $k_{\text{тр}} = 2$

$$U_{\text{осн}} = U_{\text{вх}} / 2.$$

С учетом выражения (2.17) из зависимости (2.16) получаем

$$P_{\text{доп}} = P_{\text{вых}} / 2.$$

Максимальный ток через транзисторы дополнительного инвертора, который фактически является переключаемым током при прямоугольной форме выходного напряжения, определяется из выражения

$$I_{\text{КЭ доп}} = P_{\text{доп}} / U_{\text{доп}} = P_{\text{вх}} / (U_{\text{вх}} k_{\text{зап}}), \quad (2.18)$$

где $k_{\text{зап}}$ – коэффициент заполнения.

При номинальной нагрузке (когда $k_{\text{зап}} = 1$) и единичных значениях величин $P_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вх}}$ ток $I_{\text{КЭ доп}}$ также имеет единичное значение.

Регулирование выходного напряжения преобразователя осуществляется путем изменения угла проводимости α 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, получим

$$U_{\text{осн}} = 0,25U_{\text{вх}}; \quad U_{\text{доп}} = 0,75U_{\text{вх}}; \quad k_{\text{зап}} = 0,3.$$

В этом случае ток, переключаемый транзисторами дополнительного инвертора, в соответствии с выражением (2.18) отличается от единичного значения:

$$I_{\text{КЭ доп}} = \frac{0,5P_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}} k_{\text{зап}}} = 1,66.$$

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.

2.9. Устройства защиты мощной высоковольтной электронной аппаратуры

Обеспечение защитных функций при возникновении аварийного режима в выходных цепях является одним из основных технических требований, предъявляемых к ИЭП. 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 ИЭП и разряда накопительного конденсатора. Время протекания аварийного тока при этом составляет 0,1...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 с помощью специальных схем формируют напряжение ступенчатой формы и проводят тренировки прибора после пробоа. 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 их невозможно использовать в малогабаритной ЭА.

Недостатки перечисленных устройств защиты устраняются применением схем, в которых в качестве датчиков тока использованы *геркотроны* – реле (от геркон и греч. *otrupo* – возбуждаю), содержащие геркон и обмотку возбуждения, магнитный поток которой приводит к переключению контактов геркона. В качестве исполнительных элементов в таких схемах применяются *тиристоры* (от греч. *thyra* – дверь, вход и англ. (*resi*)stor – сопротивление) – полупроводниковые приборы на основе монокристалла с тремя или более электронно-дырочными переходами (например, $p-n-p-n$), обладающие выпрямительными свойствами. Обычно тиристор имеет три вывода: два из них (анод и катод) контактируют с крайними областями кристалла, а третий (управляющий электрод) – с одной из промежуточных областей.

Конструктивно геркотрон выполнен таким образом, что магнитное поле, создаваемое обмоткой возбуждения, через слой высоковольтной изоляции вызывает срабатывание *геркона* (от гер(метизированный) и кон(такт)) – переключателя с консольными пружинящими контактами из ферромагнитного материала, помещенными в герметизированный баллон. Применение 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 ИЭП.

В электронной аппаратуре широко используются три варианта защитных устройств: с последовательным и параллельным включением тиристоров во входные цепи; с параллельным включением тиристоров в выходную высоковольтную цепь. В устройстве с после-

К – контактор; Г – гермотрон

При возникновении аварийного режима ток в цепи обмотки гермотрона возрастает и приводит к его срабатыванию (размыканию контактов), в результате чего разрываются через диодные мосты $VZ2$ и $VZ3$ цепи управления тиристорных ключей $VS3...VS6$. При первом же прохождении синусоидального тока через нулевое значение тиристоры $VS3-VS6$ 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, представленной на рис. 2.114, 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 $VS1-VS6$, через которые постоянно протекает рабочий ток (до 200 А), что с учетом особенностей работы тириستоров в составе ЭА ограничивает возможности их практического применения. Так, при температуре окружающей среды $+65^{\circ}\text{C}$ обдув тиристоров воздухом со скоростью 2 м/с не обеспечивает их эффективное охлаждение. В связи с необходимостью применения громоздких радиаторов для охлаждения тиристоров объем узла коммутации может оказаться неприемлемым для размещения в мобильной электронной аппаратуре.

Схема защитного устройства с параллельным включением тиристоров во входные цепи приведена на рис. 2.115. 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 тиристоров позволяет 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 Γ о наличии аварийного режима поступает в устройство управления УУ, с которого подаются одновременно команды в устройство коммутации тиристоров УКТ и устройство коммутации контактора УКК. Тиристоры открываются за время 10...15 мкс и создают короткое замыкание на шинах ИЭП со стороны входа, в результате чего напряжение на входе трансформатора $TV1$ снижается почти до нуля и подача тока к прибору $VL1$ прекращается. Геркотрон Γ возвращается в исходное состояние, однако команды на выходах устройства управления сохраняются.

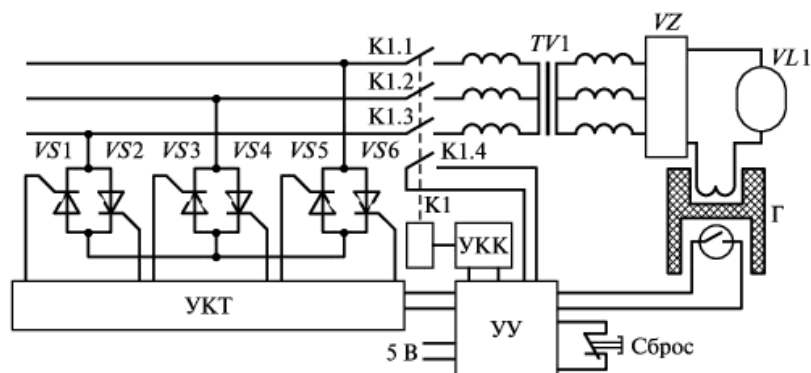


Рис. 2.115. Схема устройства защиты с параллельным включением тиристоров во входные цепи:

УКТ – устройство коммутации тиристоров; УКК – устройство коммутации контактора; УУ – устройство управления; Γ – геркотрон; К – контактор

Через промежуток времени 20...50 мс, определяемый собственным временем отпускания контактора, размыкаются без тока контакты $K1.1$ – $K1.3$ 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, приведенных на рис. 2.114 и 2.115, 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. 2.116 изображена 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.

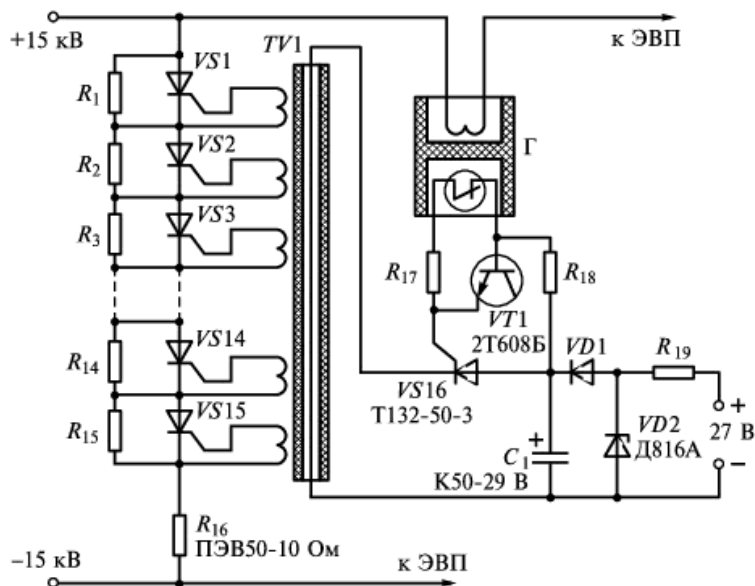


Рис. 2.116. Схема устройства защиты по выходной цепи высокого напряжения

Короткозамыкатель содержит 15 тириستоров 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 $TV1$ 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 ПВМК-6-1. Последний служит первичной обмоткой импульсного трансформатора. Конструкция короткозамыкателя рассчитана на испытательное напряжение 30 кВ переменного тока.

При замкнутом контакте геркотрона транзистор $VT1$ и тиристор $VS16$ закрыты, конденсатор C_1 заряжен до напряжения примерно 22 В, тиристоры $VS1-VS15$ закрыты. При превышении током высоковольтной цепи заданного значения размыкается контакт геркотрона Г, открывается транзистор $VT1$, отпирается тиристор $VS16$ 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 тиристоров $VS1-VS15$ и отпираанию 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.

2.10. Электромагнитная совместимость источников электропитания в составе электронной аппаратуры

Электромагнитная совместимость (ЭМС) – способность приборов, устройств, технических систем, биологических объектов выполнять заданные функции в условиях воздействия на них электрических, магнитных и электромагнитных полей, существующих в окружающей их обстановке, и не создавать недопустимые помехи другим объектам.

Применительно к ИЭП под электромагнитной совместимостью понимается способность ИЭП и составляющих их узлов выполнять заданные функции в условиях воздействия на них электрических, магнитных и электромагнитных полей, а также обеспечивать совместимость их с нагрузкой и системой электроснабжения. Такое разграничение вызвано существенным различием параметров электрических контуров, в которых могут возникнуть нежелательные ударные колебания. Учет особенностей этих контуров и режимов работы отдельных частей электрических схем позволяют выработать рекомендации по обеспечению ЭМС ИЭП в составе ЭА.

Электромагнитную совместимость ИЭП при нормируемом качестве его выходного напряжения с ЭА определяют следующие параметры:

- номинальное значение выходного напряжения;
- допустимый диапазон изменения выходного тока;
- нестабильность выходного напряжения;

- пульсация выходного напряжения (среднеквадратическое значение);
- размах пульсирующего выходного напряжения;
- гармонические составляющие выходного напряжения в определенном диапазоне частот при заданной полосе анализа.

Характер размаха A пульсирующего напряжения (от пика до пика) иллюстрируется графиком изменения выходного напряжения, приведенном на рис. 2.117, где $U_{\text{вых}}$ – выходное напряжение ИЭП, наблюдаемое в течение времени t .

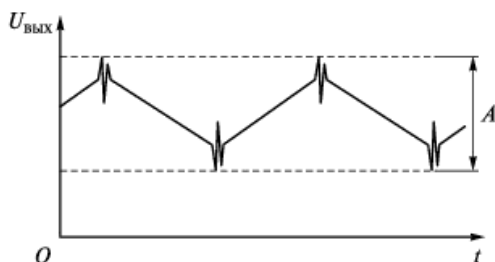


Рис. 2.117. Характер размаха A пульсирующего напряжения (от пика до пика)

Электромагнитную совместимость ИЭП при нормируемом качестве его выходного тока с ЭА определяют следующие параметры:

- номинальное значение выходного тока;
- допустимый диапазон изменения выходного напряжения;
- нестабильность выходного тока;
- пульсация выходного тока.

Источниками электромагнитных помех могут быть любые компоненты схемы, вызывающие импульсное изменение тока (напряжения). В источниках электропитания такими компонентами являются, как правило, активные приборы (транзисторы, тиристоры, диоды, модуляторные лампы и т. п.). Уровни помех, создаваемые различными функциональными элементами и узлами, могут существенно различаться. Так, помехи от выпрямителей меньше помех от преобразователей. Однако на чувствительную нагрузку они могут оказывать существенное влияние.

Основными схемными устройствами, применяемыми для снижения уровня помех, являются стабилизаторы напряжения непрерывного действия и фильтры. Рассмотрим работу выпрямителей,

преобразователей, фильтров и их составных частей в широком диапазоне частот.

Электромагнитные помехи, создаваемые *выпрямителями*, обусловлены двумя основными причинами: нелинейностью характеристик диодов и временем прохождения коммутационных процессов в них. Нелинейность характеристик проявляется в искажении формы тока, потребляемого из системы электроснабжения. Возникающие при этом помехи находятся в низкочастотной части спектра. В этом случае затрудняется электромагнитная совместимость ЭА, получающей электроэнергию от одной системы электроснабжения. Снижение уровня помех, проходящих в систему электроснабжения, достигается применением громоздких фильтров.

Если система электроснабжения вырабатывает напряжение синусоидальной формы, то его искажение существенно зависит от соотношения мощностей систем электроснабжения и электропитания. Так, в режиме холостого хода коэффициент гармоник в выходном напряжении системы электроснабжения обычно не превышает 5 %. При мощности генератора трехфазного тока 120 кВт входное напряжение трехфазного мостового выпрямителя мощностью 20 кВт искажается в меньшей степени, чем при мощности генератора 30 кВт. В последнем случае соотношение мощностей систем электроснабжения и электропитания не обеспечивает их электромагнитную совместимость.

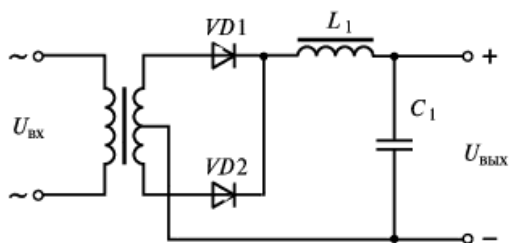


Рис. 2.118. Выпрямитель для преобразователей напряжения

Коммутационные помехи выпрямителей расположены, как правило, в области высоких частот. В приведенной на рис. 2.118 схеме выпрямителя на двух диодах $VD1$ и $VD2$, являющейся традиционной для силовых низковольтных преобразователей напряжения, при переключении из открытого состояния в закрытое в связи с инерционностью диодов возможно одновременное протекание тока через них в течение короткого промежутка времени. Это приводит к возникновению периодических ударных колебаний. Максимальное

напряжение ударных колебаний находится в прямой зависимости от индуктивности рассеяния трансформатора. Такая же зависимость существует между максимальным обратным током диодов и временем рассасывания носителей заряда. При увеличении индуктивности рассеяния трансформатора и емкости диода частота ударных колебаний снижается.

Высокочастотные помехи передаются из вторичной обмотки трансформатора в первичную и, следовательно, в систему электропитания. Если напряжение ударных колебаний, приведенное к первичной обмотке трансформатора, достигает значения $U_{y.k.}$, то уровень помехи в системе электропитания U_{II} можно представить следующей зависимостью:

$$U_{II} = U_{y.k.} z_{CЭC} / (z_T + z_{ЭA}),$$

где $z_{CЭC}$ – сопротивление системы электропитания (включая подводящие к источникам электропитания проводники); z_T – сопротивление трансформатора со стороны системы электропитания; $z_{ЭA}$ – сопротивление ЭА.

Значения сопротивлений $z_{CЭC}$ и z_T соответствуют частоте ударных колебаний.

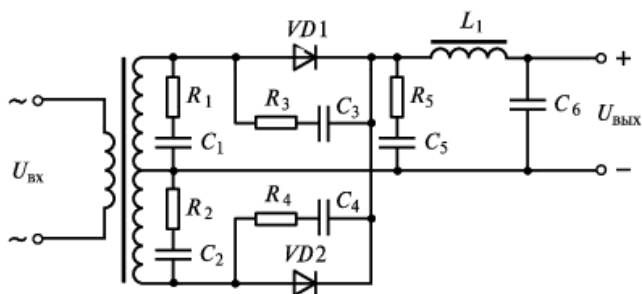


Рис. 2.119. Выпрямитель с шунтирующими RC -цепями

Уровень помехи U_{II} , возникающей при закрывании диодов выпрямителя, может быть снижен включением RC -цепей параллельно диодам или вторичным обмоткам трансформатора. Включение шунтирующей RC -цепи на выходе выпрямителя (R_5 и C_5 в схеме, приведенной на рис. 2.119) рекомендуется при наличии LC -фильтра или индуктивной нагрузки и при отсутствии C -фильтра. При этом параметры RC -цепей выбираются из условия обеспечения апериодических переходных процессов в колебательных контурах (рекомен-

дваемые значения емкости для выпрямителей средней мощности находятся в пределах 0,3...3 мкФ). Применение RC -цепей уменьшает частоту ударных колебаний настолько, что становится эффективным использование сглаживающих фильтров с рабочей частотой 10...40 кГц.

Одним из эффективных способов снижения помех при работе выпрямителя на индуктивную нагрузку является включение обмоток дросселя фильтра L_1 в цепь каждого диода (рис. 2.120). В этом случае происходит ограничение коммутируемого тока благодаря индуктивности рассеяния дросселя.

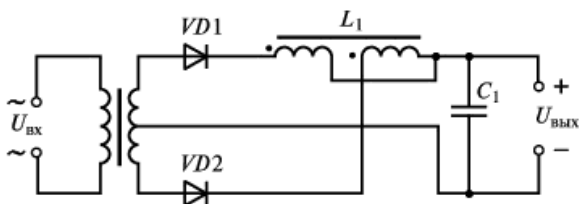


Рис. 2.120. Выпрямитель с дросселями в цепях диодов

В однофазных выпрямителях, собранных по мостовой схеме, снижение амплитуды ударных колебаний достигается включением сопротивлений последовательно с каждым диодом (рис. 2.121, *а*). Недостатком этого способа является потеря мощности на резисторах, сопротивление которых выбирается в диапазоне 0,5...1 Ом. В однофазных мостовых выпрямителях можно применить также включение конденсаторов в диагонали моста (рис. 2.121, *б*), благодаря чему уменьшается частота и максимальное значение ударных колебаний. Однако введение в схему четырех конденсаторов усложняет ее исполнение.

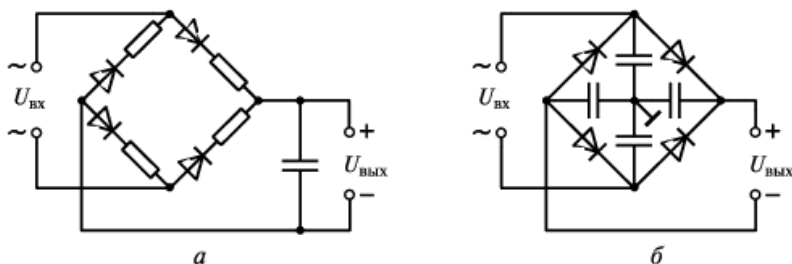


Рис. 2.121. Мостовые выпрямители с включением резисторов в цепи диодов (*а*) и конденсаторов в диагонали моста (*б*)

Влияние частотных свойств диодов в диапазоне частот 0,02...100 МГц выражается в том, что максимальное значение ударных колебаний снижается с уменьшением времени восстановления обратного напряжения на диоде.

Для источников электропитания импульсного действия характерно наличие широкого спектра частот. При рабочей частоте преобразования 20...100 кГц спектр помех, генерируемый транзисторами преобразователя напряжения, может составлять до 1,5 ГГц и более. При таком широком спектре значительная мощность помех передается излучением. В составе преобразователей напряжения одни компоненты создают преимущественно электрическое поле, другие – магнитное. К первым относятся слаботочные компоненты (как правило, компоненты устройств управления), ко вторым – сильноточные компоненты (силовые трансформаторы, мощные усилители, выпрямители, фильтры и т. д.). Любому электрическому полю сопутствует магнитное поле и, наоборот, пока частота не станет равной нулю. Источниками магнитного поля в преобразователях напряжения могут быть дроссели фильтров и цепи постоянного и пульсирующего токов.

Связь между напряженностями электрического E и магнитного H полей выражается через волновое сопротивление $z = E/H$. При нормальном падении волны электрическое волновое сопротивление z_E и магнитное волновое сопротивление z_H определяются зависимостями $z_E = \dot{E}_E / \dot{H}_E$; $z_H = \dot{E}_H / \dot{H}_H$; где $\dot{E}_E, \dot{E}_H, \dot{H}_E, \dot{H}_H$ – комплексные значения соответственно электрической и магнитной составляющих поля. Значения модулей указанных сопротивлений ближней и дальней зон определяются из следующих выражений:

$$z_E = z_0 \sqrt{1 + (\beta r)^6} / [1 + (\beta r)^2] \beta r; \quad (2.19)$$

$$z_H = z_0 [1 + (\beta r)^2] \beta r / \sqrt{1 + (\beta r)^6}, \quad (2.20)$$

где $z_0 = 120\pi$ Ом; $\beta = 2\pi / \lambda$; λ – длина волны; r – расстояние от точки возникновения поля.

На рис. 2.122 приведены зависимости функций z_E и z_H от расстояния до точки возникновения волны, построенные по выражениям (2.19) и (2.20).

В предельном случае при $\beta r \ll 1$, характерном для ближней зоны, получим

$$z_E = z_0 / \beta r; \quad z_H = z_0 \beta r; \quad z_E \gg z_H.$$

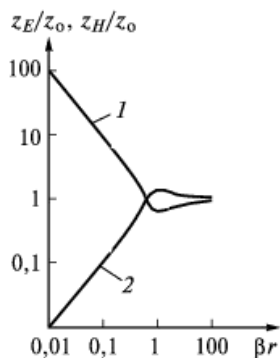


Рис. 2.122. Зависимости волновых сопротивлений составляющих поля от расстояния до точки возникновения волны:

1 — z_E / z_0 ; 2 — z_H / z_0

В другом предельном случае при $\beta r \gg 1$, характерном для дальней зоны, имеем $z_E \cong \cong z_H = z_0$. Это случай образования в дальней зоне волны с одинаковыми значениями электрической и магнитной составляющих. При $\beta r \cong 0,71$ имеет место равенство $z_E = z_H$, что соответствует явлениям, характерным для дальней зоны. При $\beta r > 0,71$ имеет место неравенство $z_H > z_E$, которое с ростом βr ослабевает и при $r > 3\lambda$ превращается в приближенное равенство.

Анализ ближних и дальних зон целесообразно проводить с учетом размера элемента l , определяющего поле и выраженного в единицах длины волны λ . Размеры элементов (компонентов) ИЭП обычно значительно меньше длины волны, т. е. $l \ll \lambda$. Лишь соединительные провода и преобразователь в целом могут быть сравнимы с длиной волны, если частоты превышают 100 МГц.

В дальней зоне напряженности электрического и магнитного полей пропорциональны частоте колебаний, а мощность колебаний пропорциональна квадрату частоты. Поэтому повышение рабочей частоты преобразования сопровождается увеличением мощности радиопомех. Так, при рабочей частоте около 160 кГц мощность радиопомех составляет примерно 1 % от мощности преобразователя, при этом частотный диапазон помех достигает нескольких сотен мегагерц.

Пространство, в котором распространяются электромагнитные волны, обычно не бывает однородным. В нем располагаются части конструкции ИЭП, выполненные в герметизированных и негерметизированных корпусах, которые изменяют условия распространения электромагнитных волн, конфигурацию и распределение поля.

Основным источником помех в преобразователях напряжения являются транзисторы, работающие в ключевом режиме. Линейные и нелинейные элементы в составе преобразователя оказывают существенное влияние на формирование спектра всего источника ИЭП. Учитывая, что спектр помех достаточно широк (порядка 1,5 ГГц), его можно условно разделить на три части: низкочастотную (включающую частоту преобразования), высокочастотную и субгармоническую.

Низкочастотная часть спектра является следствием прохождения импульсов напряжения прямоугольной формы со скошенной

вершиной, имеющей вид экспоненты. С достаточной для практики степенью приближения последовательность импульсов может быть представлена пилообразной формой для режима с коэффициентом заполнения, близким к единице, или треугольной формой для режима с коэффициентом заполнения $k_3 = 0,5$.

При разложении напряжения в ряд Фурье амплитуда k -й гармоники определяется следующими зависимостями:

$$U_k = U_{\max}(\sin kx/k) \quad \text{при } k_3 = 1; \quad (2.21)$$

$$U_k = U_{\max}(\sin kx/k^2) \quad \text{при } k_3 = 0,5, \quad (2.22)$$

где U_{\max} – максимальное значение переменной составляющей напряжения.

В соответствии с выражениями (2.21) и (2.22) при рабочей частоте преобразования 100 кГц и максимальном значении переменной составляющей $U_m = 1$ мВ частота гармоники, при которой ее амплитуда уменьшается до 26 дБ (соответствует 20 мкВ), составляет примерно 5 МГц при $1 \ll \lambda$ и 2 МГц при $1 \geq \lambda / 2$. Отсюда следует, что при рассмотрении низкочастотной части спектра следует учитывать не менее 20 гармоник.

На формирование низкочастотной части спектра существенное влияние оказывают также другие компоненты преобразователя, и в первую очередь трансформаторы и дроссели. Определяется это влияние тем, что при достижении определенной частоты, входящей в низкочастотную часть спектра преобразователя, уменьшается магнитная проводимость сердечника и магнитное поле выходит из него в окружающее пространство. Кроме того, трансформаторы и дроссели имеют ряд паразитных емкостей между обмотками и сердечником, которые могут оказывать влияние на формирование амплитуд высших гармоник низкочастотной части спектра. Трансформаторы и дроссели могут иметь ряд резонансных частот, расположенных в верхней части низкочастотного спектра, которые оказывают влияние и на его высокочастотную часть.

Высокочастотная часть спектра определяется высокой крутизной фронта и среза импульса переключения и влиянием линейных и нелинейных компонентов преобразователя. Колебания, возникающие при включении и отключении, носят ударный характер и затухают за время, существенно меньшее периода основной частоты, а их уровни и спектр определяются в основном распределенными параметрами трансформаторов и дросселей.

В трансформаторе наряду с индуктивностью L_1 , обусловленной основным потоком в сердечнике, имеются индуктивности рассеяния обмоток L_s , которые определяются потоками рассеяния обмоток. Кроме того, необходимо учитывать наличие распределенных емкостей: межвитковой, межобмоточной, между обмотками и экраном, между обмотками и сердечником и т. д. Эти емкости могут быть представлены в виде эквивалентного нелинейного конденсатора $C_э$, приведенного к одной из обмоток трансформатора. Частоты собственных резонансов трансформатора могут быть определены по выражениям

$$f_{01} = 1 / (2\pi \sqrt{L_1 C_э}); \quad f_{02} = 1 / (2\pi \sqrt{L_s C_э}).$$

Для трансформаторов, выполненных на ферритовых сердечниках, обычно $L_1 \gg L_s$ и, следовательно, $f_{01} < f_{02}$. Однако необходимо учитывать нелинейность емкости $C_э$ и снижение магнитной проницаемости с частотой, что ведет к росту индуктивности рассеяния. В многообмоточных трансформаторах и дросселях преобразователей возможно возникновение достаточно большого числа ударных колебаний, которые в сумме образуют широкий спектр помех. Экспериментальные данные показывают, что частоты ударных колебаний практически совпадают с частотами вторых резонансов трансформаторов, определяемых индуктивностями рассеяния обмоток последних.

Уменьшить амплитуды ударных колебаний можно, увеличив длительности фронта и спада импульса переключения, однако при этом возрастают потери в транзисторах преобразователя. Поэтому для ИЭП, от которых требуется высокий КПД, такой способ не рекомендуется.

Влияние других элементов схемы на формирование высокочастотного спектра преобразователя может быть объяснено следующим образом. На частотах, превышающих 5...10 МГц, параметры ряда конденсаторов начинают ухудшаться (например, у конденсаторов фильтров, которые обычно имеют большую емкость и значительную собственную индуктивность). Ухудшение параметров выражается в снижении емкости из-за уменьшения диэлектрической проницаемости ϵ с ростом частоты и появлением собственного резонанса. При частоте, большей резонансной, конденсатор превращается в индуктивный элемент. Уменьшение диэлектрической проницаемости с частотой, по аналогии с магнитным сердечником, приводит к выходу электрического поля в окружающее пространство, т. е. к его излучению. Уменьшение емкости с частотой ведет к росту переменной со-

ставляющей напряжения, что вызывает разогрев конденсатора и дальнейшее изменение диэлектрической проницаемости.

Субгармоническая часть спектра определяется некоторыми режимами работы преобразователя напряжения. Например, высокочастотный преобразователь, охваченный отрицательной обратной связью, может работать на более низких частотах, кратных частоте преобразования, т. е. на субгармониках. Это может иметь место при работе в режиме холостого хода, когда для стабилизации напряжения на выходе преобразователя требуется мало энергии и он начинает работать через один, два или большее число импульсов.

Рассматриваемую модель принципа формирования спектра высокочастотного преобразователя напряжения иллюстрирует график на рис. 2.123, на котором приведены уровни помех различных преобразователей при подаче на инвертор напряжения постоянного тока. Если за 0 дБ принять уровень 1 мкВ/м, то уровень помех составит:

при входном напряжении 27 В постоянного тока	60...70 дБ
при входном напряжении 60 В постоянного тока	70...80 дБ
при выпрямленном напряжении 310 В, что соответствует напряжению сети 220 В переменного тока	80...100 дБ
при выпрямленном напряжении 540 В, что соответствует напряжению сети 380 В переменного тока	100...120 дБ

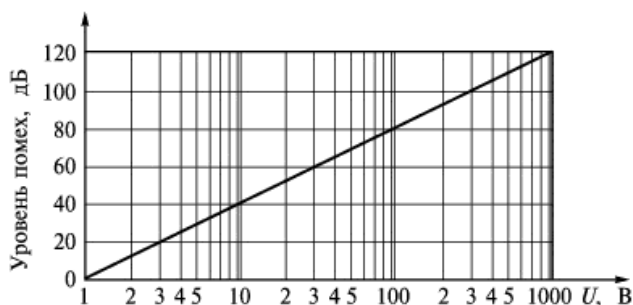


Рис. 2.123. Зависимость уровня помех от напряжения системы электроснабжения

Ширина спектра помех определяется в основном скоростью коммутации силовых ключей. Эффективными средствами борьбы с высокочастотными помехами являются экранирование и фильтрация. Применение других средств, например, уменьшение крутизны фронта и среза импульса с целью сокращения спектра или выбор гладкой формы функции переключения в высокочастотных преобразователях не приемлемо из-за снижения КПД.

В сравнительно мощных передающих устройствах основным видом помех являются радиоизлучения как в рабочей полосе, так и за ее пределами. Они могут влиять на внешнюю и внутреннюю электромагнитную обстановку и привести к сбою устройств, участвующих в обработке маломощных сигналов, в том числе схем управления ИЭП. Нежелательные радиоизлучения распространяются различными путями: через антенно-фидерную систему; по проводникам, соединяющим ЭА с ИЭП; через отверстия в корпусах; через кабели, разъемы и другие связи.

Влияние ИЭП на систему электроснабжения определяется несколькими факторами: потребляемой реактивной мощностью, которая усложняет стабилизацию напряжения в системе электроснабжения; искажением формы напряжения в системе электроснабжения за счет генерирования высших гармоник; нарушением симметрии напряжений в системе электроснабжения.

При наличии системы электроснабжения переменного тока характерным для ИЭП является искажение формы синусоиды входного напряжения и входного тока. Это объясняется тем, что нагрузкой входного выпрямителя в составе источника обычно является емкостной или LC -фильтре.

Поскольку искажение формы синусоиды определяется углом α отсечки тока, протекающего через выпрямитель, то уменьшение этого угла приводит к импульсному потреблению тока источником электропитания (при $\alpha \cong 25^\circ$, характерном для многих практических случаев, коэффициент несинусоидальности формы кривой тока не превышает 0,5). При системах автономного электроснабжения ограниченной мощности импульсное потребление тока может приводить к ложным срабатываниям устройств защиты, к перегрузкам по мощности систем электроснабжения за счет наличия высших гармоник в кривой тока и к искажению формы кривой напряжения.

Характер потребления мощности ИЭП определяется коэффициентом мощности

$$\cos\varphi = P_a / P_{\Pi},$$

где P_a – активная составляющая мощности; P_{Π} – полная мощность.

Искажение формы синусоиды входного тока может привести к снижению коэффициента мощности до 0,6 (при $\alpha < 30$).

Для исключения влияния на работу ИЭП внешних электрических и магнитных полей и локализации их в замкнутом объеме пространства применяют экраны, расчет и конструктивные особенности которых приведены в разд. 3.

Снижения помех от ИЭП можно добиться использованием хаотических сигналов управления.

Пульсации выходного напряжения ИЭП характеризуются *дискретным спектром*. Если энергетический спектр напряжения сделать непрерывным и широкополосным, то возможно снижение уровней гармонических составляющих напряжения. Поскольку непрерывным и широкополосным спектром характеризуются хаотические колебания, то использование их в ИЭП позволяет решить задачу изменения уровня и спектрального состава помех. Для этого в состав ИЭП вводится генератор хаотических сигналов, которые подмешиваются к импульсам управления. Поскольку генератор представляет собой динамическую систему с хаотическим поведением, то хаос называют *динамическим*.

Для того чтобы изучить влияние генератора динамического хаоса на работоспособность ИЭП, рассмотрим ИЭП импульсного действия с последовательным включением регулирующего транзистора, структурная схема которого представлена на рис. 2.124. Устройство коммутации УК обеспечивает стабилизацию выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ при работе с тактовой частотой примерно 25 кГц. Входное напряжение $U_{\text{вх}}$ фильтруется при помощи дросселя L_1 и конденсатора C_1 . Делитель напряжения ДН, триггер Т, устройство сравнения УС и транзистор ТЗ осуществляют управление устройством коммутации. Для сглаживания пульсаций выходного напряжения служит фильтр, содержащий диод $D1$, дроссель L_2 и конденсатор C_4 .

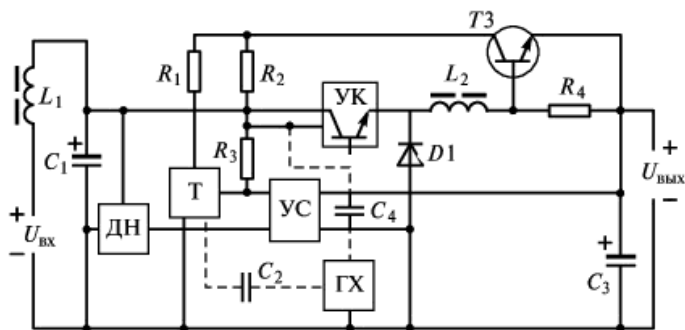


Рис. 2.124. Структурная схема импульсного источника электропитания с последовательным включением регулирующего транзистора:

УК – устройство коммутации; ДН – делитель напряжения; Т – триггер; УС – устройство сравнения; ГХ – генератор хаоса

Источники подобного типа имеют повышенное значение переменной составляющей выходного напряжения. Кроме того, при изменении входного напряжения и тока нагрузки существенно меняется частота коммутации. Введение отрицательной обратной связи в схему позволяет несколько снизить пульсации выходного напряжения, но не устраняет значительные выбросы напряжения на частотах, определяемых тактовой частотой устройства коммутации.

Хаотический сигнал может подмешиваться к управляющим импульсам в различных точках схемы. В схеме, приведенной на рис. 2.110, хаотический сигнал от генератора хаоса ГХ подмешивается к управляющим прямоугольным импульсам, поступающим на триггер по цепи обратной связи, и к пилообразным импульсам, приходящим на базу составного транзисторного ключа УК от устройства сравнения по линиям, отмеченным пунктиром.

Для тактовых частот преобразования ИЭП 20...100 кГц можно использовать различные схемные решения генераторов хаоса. Наибольшей эффективностью обладают *автономные генераторы хаоса*, отличающиеся простотой, легкой управляемостью и развитыми стохастическими режимами работы. Среди автономных генераторов следует выделить схемы, способные генерировать динамический хаос в нижней части радиодиапазона 10...200 кГц. К ним в первую очередь следует отнести: генератор с инерционной нелинейностью, генератор на основе двух связанных осцилляторов, генератор Колпитца, генератор на туннельном диоде, генератор типа свернутого тора, генератор Чуа.

Генератор с инерционной нелинейностью (рис. 2.125, а) вырабатывает развитые хаотические колебания, однако он сложен в управлении вследствие необходимости одновременного варьирования несколькими параметрами как для перестройки режима колебаний, так и для перестройки основной частоты колебаний. Кроме того, генератор содержит сложные и громоздкие узлы (трансформатор, усилители, детектор, фильтр), которые могут ухудшить электромагнитную обстановку в ИЭП.

Генератор с двумя связанными простыми осцилляторами четвертого порядка (рис. 2.125, б) имеет различные собственные частоты. При наложении этих частот друг на друга возникают *биения* (квазипериодические движения, содержащие в себе некоторую конечную сумму гармоник), которые при определенных значениях параметров вырождаются в хаотические колебания со сплошным спектром. При этом в широкополосном спектре выделяются несколько максимумов, соответствующих собственным частотам осцилляторов.

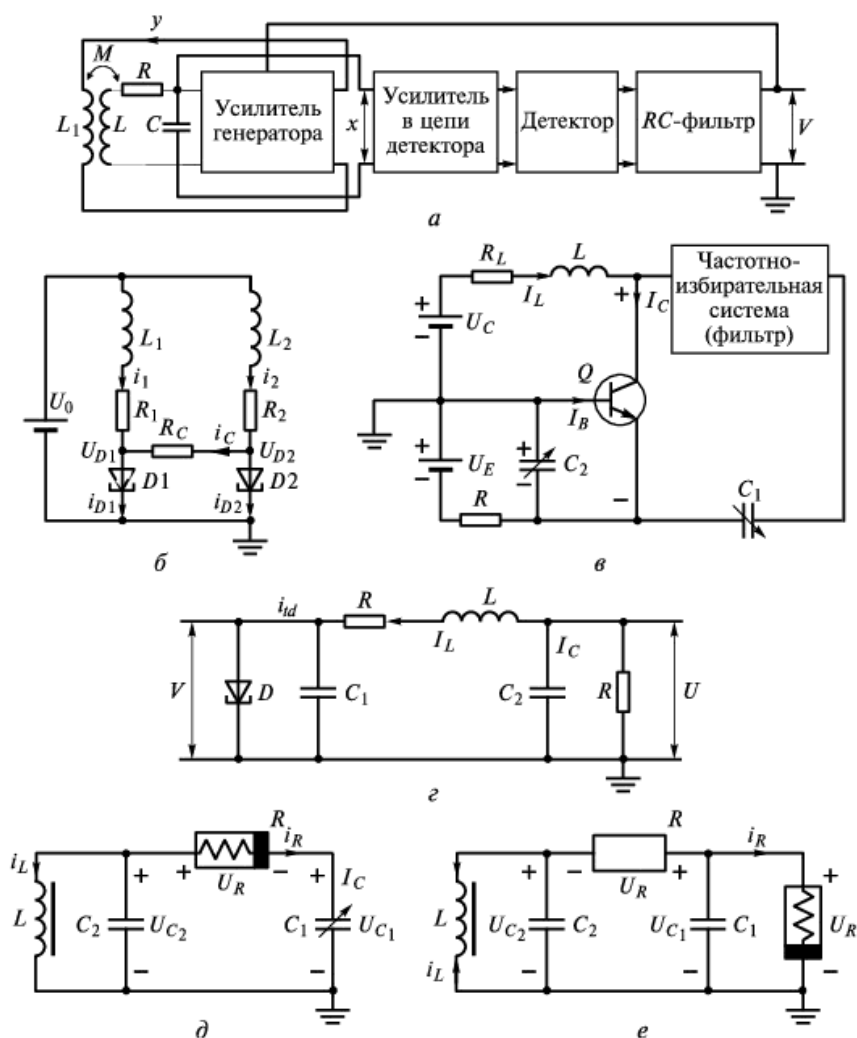


Рис. 2.125. Структурные схемы автономных генераторов динамического хаоса: *а* – с инерционной нелинейностью; *б* – с двумя связанными простыми осцилляторами четвертого порядка; *в* – Колпитца; *з* – на туннельном диоде; *д* – типа свернутого тора; *е* – Чуа

Наличие в спектре двух максимумов, соответствующих двум основным частотам, затрудняет эффективное подавление гармоник, совпадающих по частоте с этими максимумами.

Основным недостатком *генератора на туннельном диоде* (рис. 2.125, *з*) является высокая чувствительность режимов его работы к изменению параметров схемы, что может привести к выходу из

хаотического режима. Нестабильность характеристик туннельных диодов во времени и при воздействии влияющих величин приводит к неустойчивой работе генератора в составе ИЭП в жестких условиях эксплуатации.

Структурная схема *генератора типа свернутого тора*, состоящая из четырех элементов (нелинейного резистора, нелинейных пассивных элементов L и C_1 и активной внешней емкости C_2), представлена на рис. 2.125, д. Через U_{C1} , U_{C2} и i_L обозначены соответственно напряжение на конденсаторе C_1 , напряжение на конденсаторе C_2 и ток через индуктивность L .

Генератор Колпитца, построенный на основе емкостного трехточечного транзисторного автогенератора (рис. 2.125, в), способен формировать хаотический режим работы в широком диапазоне частот при определенном сочетании параметров. Генератор содержит один нелинейный активный элемент – биполярный транзистор Q . Обратная связь образована индуктивностью L , сопротивлением R_L и делителем напряжения из емкостей C_1 и C_2 , а рабочая точка транзистора устанавливается с помощью напряжений U_E и U_C и сопротивления R . Спектр выходного сигнала весьма широкополосный (приближающийся к шумовому), поэтому на выходе генератора включается частотно-избирательный фильтр, сужающий спектр.

Динамические процессы в *генераторе Чуа* (рис. 2.125, е) описываются следующими дифференциальными уравнениями:

$$C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = G(U_{C2} - U_{C1}) - g(U_R);$$

$$C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = G(U_{C1} - U_{C2}) + i_L;$$

$$L \frac{di_L}{dt} = -U_{C2},$$

где $G = 1/R$, $g(U_R)$ – пятисегментная ВАХ нелинейного элемента. В этом генераторе в качестве управляющего параметра могут выступать величины R , L или C_2 . Варьируя значение одной из них, можно получать как регулярные, так и стохастические режимы работы. Возможна также перестройка энергетического спектра хаотических колебаний в частотной области.

Сравнение приведенных схем генераторов показывает, что наиболее перспективными для применения в ИЭП являются схемы генера-

торов Колпитца и Чуа. В них реализуются развитые и разнообразные устойчивые хаотические режимы, они просты в управлении. Схема Чуа имеет преимущество по сравнению с другими схемами, так как ее анализ возможен методами расчета, моделирования и эксперимента.

Наиболее эффективным режимом работы генератора Чуа является формирование хаотических колебаний со сплошным широкополосным спектром. Этот режим реализуется в достаточно широком диапазоне значений параметров схемы и является наиболее устойчивым. Максимум энергии контурных колебаний сосредоточен на частоте f_0 . Эти колебания являются монотонно нарастающими после каждого переключения. Переключающие колебания являются хаотическими и определяют вид низкочастотной части сплошного широкополосного спектра (рис. 2.126). Частоту f_0 , на которой сосредоточен максимум энергетического спектра хаотических колебаний в генераторе Чуа, можно изменять и таким способом перестраивать спектр на оси частот.

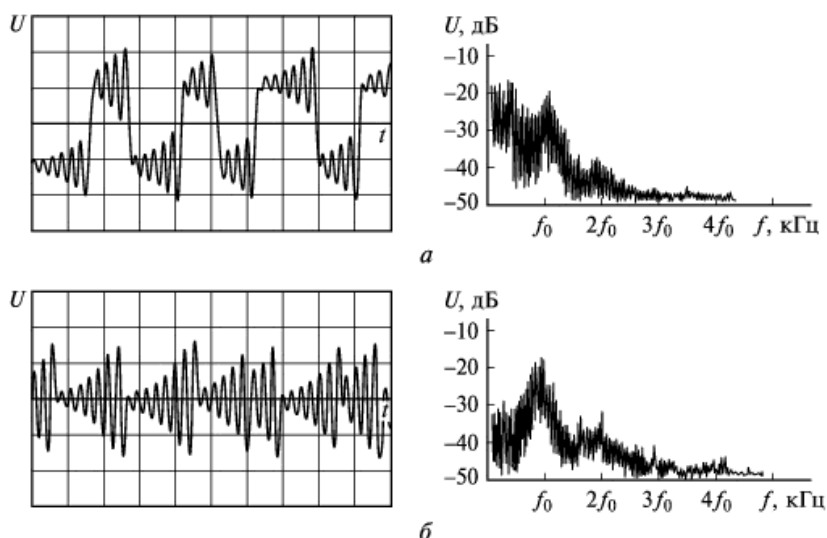


Рис. 2.126. Хаотические колебания в схеме генератора Чуа и соответствующие им энергетические спектры:

a – форма колебаний на конденсаторе C_1 (со стороны нелинейного элемента); *б* – форма колебаний на конденсаторе C_2 (со стороны колебательного контура)

На рис. 2.126 представлены формы хаотических колебаний, возникающих со стороны нелинейного элемента и колебательного контура. В первом случае значительная часть энергии колебаний сосре-

доточена на субгармониках f_0 (переключающие колебания) и перестройка основной частоты слабо влияет на эту часть спектра. Для использования в составе ИЭП более перспективными представляются хаотические колебания со стороны колебательного контура с «колоколообразным» спектром. В этом случае при достаточно большом значении f_0 можно ожидать перераспределения энергии помехи ИЭП в более высокочастотную область, что и требуется для обеспечения работы схемы ($f_0 > f_k$, где f_k – частота коммутации источника и основная частота помехи).

Наилучшее подавление гармонических составляющих наблюдается при расстройке f_0 относительно f_k в 1,5–2 раза, причем $f_0 > f_k$. При этом основная гармоническая составляющая помехи оказывается лежащей в «субгармонической» области хаотического сигнала. Можно ожидать, что при увеличении f_0 , когда в зоне субгармоник хаотического сигнала окажутся все основные составляющие спектра помехи, их ослабление станет еще большим. В высокочастотной области, в свою очередь, перераспределенные гармонические составляющие могут быть ослаблены с помощью помехоподавляющего фильтра, имеющего гораздо меньшие объем и массу по сравнению с НЧ-фильтром. В связи с этим актуальной задачей становится повышение частоты f_0 генератора хаоса.

При подмешивании хаоса ИЭП работает в так называемом *слабохаотическом* режиме. Этот режим характеризуется наличием флуктуаций частоты переключения, амплитуды и длительности управляющих импульсов, при этом сохраняется общая устойчивость в работе источника и остается практически неизменным КПД.

Контрольные вопросы

1. Какими параметрами характеризуются выпрямители?
2. Приведите основные схемы выпрямителей (однополупериодную, двухполупериодную).
3. Опишите работу схемы удвоения напряжения.
4. Изобразите диаграммы токов и напряжений в выпрямителе с выводом средней точки при работе на активно-емкостную нагрузку.
5. Изобразите диаграммы токов и напряжений в выпрямителе с выводом средней точки при работе на индуктивно-емкостную нагрузку.
6. Изобразите диаграммы токов и напряжений в однофазной мостовой схеме выпрямления с активно-емкостной нагрузкой.

7. Изобразите диаграммы токов и напряжений в однофазной мостовой схеме выпрямления с индуктивно-емкостной нагрузкой.

8. Покажите характер изменения тока в схеме однополупериодного выпрямителя при входном напряжении прямоугольной формы и активной нагрузке.

9. Покажите характер изменения токов в диодах двухполупериодной схемы выпрямления при входном напряжении прямоугольной формы и активно-индуктивной нагрузке.

10. В чем заключается преимущество выпрямителей на транзисторах по сравнению с диодными выпрямителями?

11. Укажите особенности исполнения транзисторной структуры для работы в инверсном режиме в схеме выпрямителя.

12. Перечислите требования к биполярным транзисторам для синхронных выпрямителей.

13. Перечислите требования к полевым транзисторам для синхронных выпрямителей.

14. Приведите схемы активно-емкостного и индуктивно-емкостного сглаживающих фильтров.

15. Какому фильтру (RC или LC) отдается предпочтение при большом токе нагрузки и почему?

16. Приведите вольт-амперную характеристику стабилитрона и схему его включения.

17. Каким образом влияет температура на вольт-амперную характеристику стабилитрона?

18. Приведите схему параметрического стабилизатора напряжения со стабилизацией входного тока.

19. Приведите схему параметрического стабилизатора напряжения с эмиттерным повторителем.

20. Перечислите отличия компенсационного стабилизатора от параметрического.

21. Приведите структурные схемы компенсационных стабилизаторов напряжения с последовательным и параллельным включениями регулирующего элемента.

22. Приведите схему составного регулирующего элемента, содержащего два транзистора.

23. Приведите схему сравнения, содержащую транзистор и дополнительный источник.

24. Приведите зависимость выходного тока микросхемы 142ЕН5А от температуры.

25. В чем заключается различие между инверторами и конверторами?

26. Приведите классификацию преобразователей напряжения.
27. Приведите схему прямоходового одноконтурного преобразователя напряжения и поясните принцип его работы.
28. Приведите схему обратногоходового одноконтурного преобразователя напряжения и поясните принцип его работы.
29. Опишите работу схемы мостового преобразователя напряжения.
30. Опишите работу схемы полумостового преобразователя напряжения.
31. Почему режим работы магнитопровода трансформатора с постоянным подмагничиванием является нежелательным?
32. Какой узел используется для амплитудной модуляции по входу инвертора?
33. Опишите работу структурной схемы системы электроснабжения с цифровым стабилизатором.
34. Чем определяется выбор пониженной частоты синхронизации микропроцессорного управления системой электроснабжения с цифровым стабилизатором?
35. Каковы особенности работы схемы ИЭП с резонансным LC -контуром между инвертором и выходным трансформатором?
36. Какие способы используют для выравнивания токов в параллельных цепях с управляемыми полупроводниковыми приборами?
37. Почему использование динамического хаоса позволяет снизить уровень пульсаций выходного напряжения ИЭП?
38. Какие генераторы динамического хаоса можно применять в составе ИЭП?
39. Изобразите электрическую схему автономного генератора Чуа.
40. Каким образом исключаются сквозные токи в плечах мостового инвертора?
41. Чем объясняется возможность исключения паузы при использовании полевых транзисторов в мостовой схеме инвертора?
42. Какой параметр полевого транзистора оказывает определяющее влияние на процессы коммутации в мостовой схеме инвертора?
43. Какие устройства запуска используются в схеме полумостового инвертора ИЭП ПЭВМ и каковы их основные отличия?
44. Назовите основные разновидности схем согласующего каскада между цепями управления и выходным каскадом.
45. Для чего служат демпфирующие диоды, включаемые встречно-параллельно переходам эмиттер–коллектор транзисторов?
46. С какой целью параллельно конденсаторам в выходной цепи ИЭП подключают резисторы?

47. Для чего применяются схемы плавного пуска в ИЭП? Приведите пример.

48. Почему в составе ПЭВМ не применяют коллекторные электродвигатели постоянного тока?

49. Чем определяется выбор входного напряжения ИЭП?

50. С какой целью параллельно выпрямительным диодам Шоттки включают RC -цепи?

51. В чем заключается отличие источника тока от источника напряжения?

52. Изобразите типовую структурную схему источника тока.

53. Чем определяется выбор допустимых уровней неустойчивости и пульсации выходного напряжения ИЭП индикаторного устройства?

54. Назовите способы получения высокого напряжения с помощью трансформаторно-выпрямительных модулей.

55. Каким образом классифицируются схемы с умножением напряжения?

56. На какие токи нагрузки и мощности рекомендуют схемы с умножением напряжения и какое число каскадов считается оптимальным?

57. Изобразите схему трансформаторно-выпрямительного модуля с суммированием выходных напряжений.

58. Какие функции выполняют низковольтная и высоковольтная части ИЭП с применением преобразователя частоты?

59. Приведите схему двухтактного инвертора с источником тока на входе и широтно-импульсной модуляцией мощности.

60. Каковы преимущества и недостатки схем при включении регулирующего компонента стабилизатора на стороне высокого напряжения или на стороне системы электроснабжения?

61. Назовите преимущества и недостатки схемы транзисторного регулирующего устройства с последовательным соединением транзисторов и с резистивным делителем напряжения.

62. Каким образом частотные свойства конденсаторов влияют на выбор его рабочего напряжения?

63. В чем заключаются преимущества водяной нагрузки для мощных высоковольтных ИЭП?

64. Какое построение мощных высоковольтных ИЭП обеспечивает низкий уровень гармонических составляющих выходного напряжения?

65. С какой целью используют соединение вторичных обмоток одного трансформаторно-выпрямительного модуля звездой и треугольником?

66. Почему недопустимы острые углы и кромки на изолирующем компаунде высоковольтных устройств?

67. Назовите достоинства и недостатки схемы с резонансным LC -контуром между инвертором и трансформатором.

68. Приведите графическую зависимость коэффициента передачи по напряжению LC -контура от частоты преобразования.

69. Приведите схему регулирования напряжения изменением параметров LC -контура.

70. Чем вызываются аварийные режимы в выходных цепях ИЭП мощной высоковольтной ЭА?

71. Назовите достоинства и недостатки устройств защиты мощной высоковольтной аппаратуры при использовании реле, электронно-лучевого вентиля, тиристоров с герконами.

72. Приведите структурные схемы защиты мощной высоковольтной нагрузки при помощи тиристоров.

Раздел 3

КОНСТРУКТОРСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

3.1. Модульный принцип проектирования источников электропитания

Основными задачами конструирования ИЭП ЭА является выбор варианта конструкции, обеспечение электромагнитной совместимости, заданного температурного режима, устойчивости к механическим воздействиям, унификации, миниатюризации, технологичности и надежности. Наряду с обеспечением требований качества функционирования *миниатюризация* является одним из основных показателей, определяющих эффективность ИЭП. Для основных функциональных узлов ЭА (процессора, памяти, устройств преобразования информации и т. д.) миниатюризация достигается в основном применением микросхем с более высоким уровнем интеграции. Миниатюризация ИЭП наряду с повышением степени интеграции применяемой компонентной базы обеспечивается также повышением КПД и улучшением тепловых режимов.

Унификация разрабатываемых ИЭП основана на модульном принципе конструирования и применении базовых несущих конструкций (БНК). Базовые несущие конструкции широко применяются в ЭА, построенной по модульному принципу. Конструктивно законченные электронные модули обеспечивают функциональную совместимость и размерную взаимозаменяемость модулей различных уровней разукрупнения. При этом достигается рациональное использование объема аппаратных отсеков носителей ЭА.

В основу *модульного принципа конструирования* ЭА и ИЭП положено деление всей конструкции на части (структурные уровни) с

законченной схемой и конструкцией (рис. 3.1). К нулевому структурному уровню относят изделия электронной техники, специализированные микросборки ИЭП (модули нулевого уровня), электромагнитные компоненты и другие электрорадиокомпоненты.

Первый структурный уровень (ячейка), являющийся модулем первого уровня, состоит из элементов 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 является составной частью ЭА, которая в отличие от других составных частей имеет самостоятельное эксплуатационное назначение.

Применение модульного принципа конструирования ЭА и ИЭП, с одной стороны, дает высокий технико-экономический эффект, а с другой – приводит к аппаратурной избыточности, так как конструктивные параметры модулей, как правило, превосходят оптимальные для данной аппаратуры. 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 типоразмерные ряды БНК модулей позволяют проектировать ИЭП с обеспечением требований эффективности, т. е. высокого качества функционирования, миниатюризации, технико-экономической целесообразности, конкурентоспособности и современного дизайна. Кроме того, применение типоразмерных рядов способствует увеличению эксплуатационной составляющей жизненного цикла ИЭП и быстрой адаптации технологического оборудования к изготовлению новых типов ИЭП.

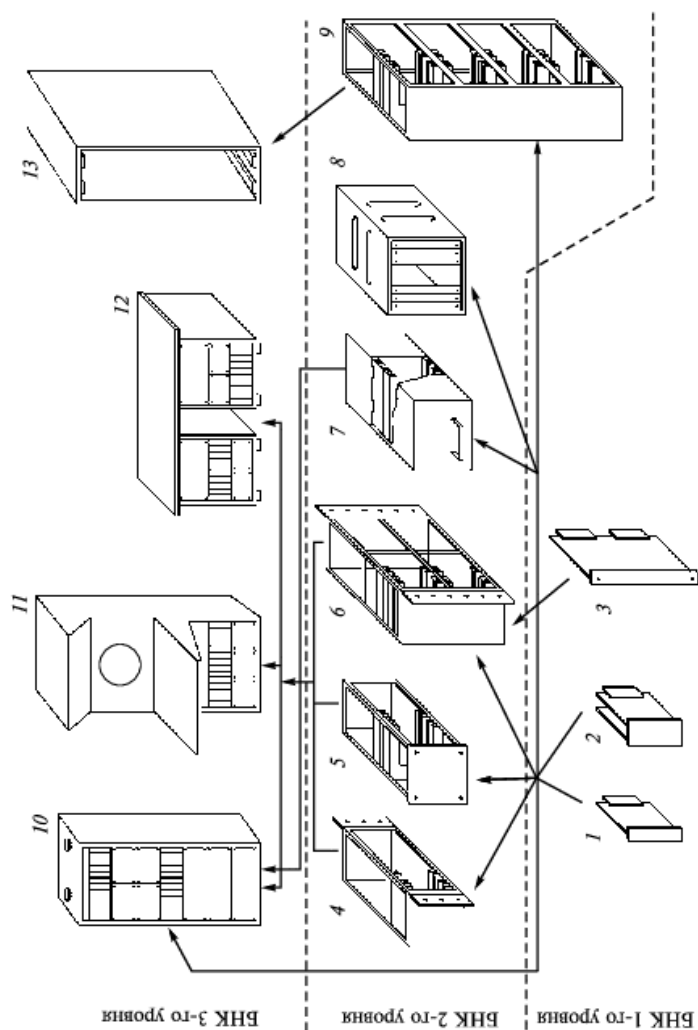


Рис. 3.1. Разделение конструкции ЭА и БНК на базовые несущие конструкции трех уровней:

1, 2, 3 – ячейки; 4, 6 – блокные каркасы; 5 – вставной блок; 7 – блок бортовых авиационных средств; 8 – контейнер; 9 – выдвижная стойка; 10 – стойка; 11 – пулы; 12 – стол приборный; 13 – шкаф для выдвижной стойки

Рассмотрим методику построения параметрических и типоразмерных рядов ИЭП, первым этапом которой является определение целевой функции и необходимых ограничений, заключающееся в выборе и обосновании критерия оптимизации; определении ограничений для выбранной целевой функции; определении 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 следующими выражениями:

$$\Phi(x_j) = \sum_{j=1}^N V_j x_j, \quad j = \overline{1, N} \quad (3.1)$$

– при дискретной функции спроса;

$$\Phi = \int_{x_1}^x V dx, \quad V = f(x) \quad (3.2)$$

– 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:

$$V(x_j) = \mu_j (\Phi_j - \Phi_{j-1}), \quad (3.3)$$

где $V(x_j)$ – годовой объем выпуска БНК с главным параметром x_j ; μ_j – коэффициент, учитывающий изменение объема выпуска БНК при изменении главного параметра; Φ_j, Φ_{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 кото-

рые входят БНК типоразмерного ряда модулей ИЭП типа x (например, модуль первого структурного уровня разукрупнения), то функцию спроса потребности можно определить из выражения

$$V(x) = f[\psi(x)] . \quad (3.4)$$

Здесь $y = \psi(x)$ – 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 применяются уравнения регрессии вида

$$\varphi(x) = a_0(x) + a_1(x)z_1 + \dots + a_n(x)z_n \quad (3.5)$$

или

$$\varphi(x) = a_0(x) z_1^{a_1(x)} z_2^{a_2(x)} \dots z_n^{a_n(x)} ,$$

где z_1, z_2, \dots, z_n – параметры, влияющие на спрос; $a_0(x), a_1(x), a_2(x), \dots, a_n(x)$ – 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 следующими уравнениями:

прямой:

$$Z = a_0 + a_1 P_1; \quad (3.6)$$

параболой:

$$Z = a_0 + a_1 P_1 + a_2 P_1^2 \quad \text{или} \quad Z = a P_1^2; \quad (3.7)$$

гиперболой:

$$Z = a_0 + \frac{a_1}{P_1} \quad \text{или} \quad Z = a \frac{1}{P_1 b} . \quad (3.8)$$

Здесь a_0, a_1, a_2, b – постоянные коэффициенты, определяемые по статистическим данным методом наименьших квадратов; P_1 – главный изменяющийся параметр типоразмерного ряда.

Экспериментальные исследования позволили установить эмпирические зависимости средней себестоимости ИЭП и их основных узлов от главного электрического параметра. Так, для трансформаторов

$$C_0 = 1,76 + 0,025P + 0,38M, \quad (3.9)$$

а для ИЭП

$$C_0 = a_0 P^{0,34}, \quad (3.10)$$

где C_0 – средняя себестоимость в усл.ед.; P – мощность, Вт; M – масса трансформатора, кг; a_0 – постоянный коэффициент.

В серийном производстве затраты являются функцией числа изготавливаемых типоразмеров БНК и ИЭП, т. е.

$$C_u(P_j) = C_0(P_j) N^{1-\mu}. \quad (3.11)$$

Здесь $C_u(P_j)$ – затраты при серийном изготовлении образца; $C_0(P_j)$ – затраты на первый образец; N – число образцов в серии; $\mu = 0,1 \dots 0,2$ – коэффициент, учитывающий снижение затрат на образец при серийном изготовлении БНК или ИЭП.

Если зависимость затрат от параметра линейна, то

$$C_\Sigma = (a_0 + b_0 P_j) N^{1-\mu}, \quad (3.12)$$

где C_Σ – 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 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 проводят анализ потерь на адаптацию по каждому виду затрат и определяют возможность и способы оценки несоответствия требуемых параметров предлагаемым в виде функции потерь на адаптацию.

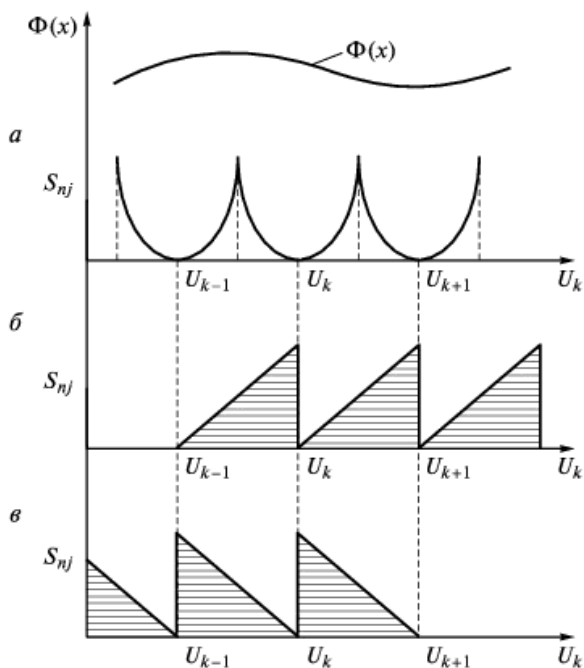


Рис. 3.2. Функция потерь на адаптацию:

a – двусторонняя; *б, в* – односторонние

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. 3.2). 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 самой ЭА. Поэтому потребитель не может разместить компоненты схемы в меньшем объеме, чем требуется, с учетом коэффициента заполнения по объему и способу охлаждения: естественного или принудительного. 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. 3.3 приведена зависимость объема блоков V от мощности в нагрузке P , полученная в результате обработки 100 типоразмеров отечественных и 500 зарубежных ИЭП.

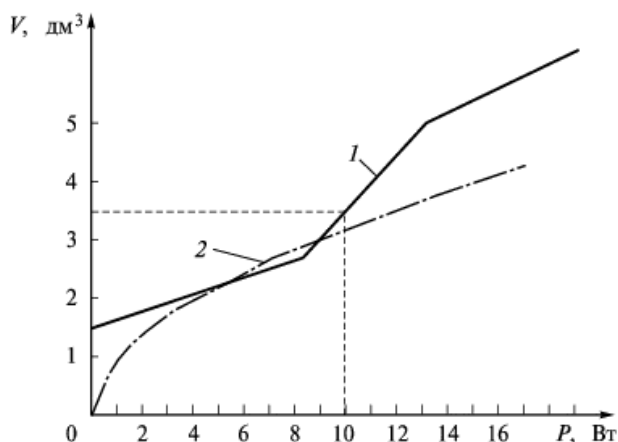


Рис. 3.3. Функционально-геометрическая зависимость между объемами и мощностью энергопотребления блоков ИЭП РЭС:

1 – статистическая зависимость; 2 – аппроксимирующая функция

При коэффициенте удельной объемной мощности 2–2,5 аппроксимирующая функция, представленная на рис. 3.3, будет иметь вид кривой 2 и описываться уравнением вида

$$V = \alpha P^{\xi}, \quad (3.13)$$

где $\xi = 0,5$; $\alpha = 1 \text{ Вт}^{-1}$.

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 ЭА, размещаемой на подвижных 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 – выражением (3.13).

Функция потерь на адаптацию индивидуального (j -го) потребителя имеет вид

$$S_{nj} = \varphi(U_k - x_j)m_j. \quad (3.14)$$

Здесь $\varphi(U_k - x_j)$ – функция ущерба j -го потребителя от несоответствия требуемого типоразмера БНК с параметром x_j предлагаемой 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 при $x_j \leq U_k$, $k = \overline{1, N}$, $j = \overline{1, F}$ имеет следующий вид:

$$S_{n\Sigma} = \sum_{k=1}^N \sum_{x_j \geq U_{k-1}}^{x_j \leq U_k} \varphi(U_k - x_j)m_j, \quad (3.15)$$

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 выражением:

$$\sum_{x_j \geq U_{k-1}}^{x_j \leq U_k} \varphi(U_k - x_j)m_j = [\Phi(U_k) - \Phi(U_{k-1})]\varphi(U_k - \bar{x}_{jk}), \quad (3.16)$$

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

$$S_{n\Sigma} = \sum_{k=1}^N [\Phi(U_k) - \Phi(U_{k-1})]\varphi(U_k - \bar{x}_{jk}). \quad (3.17)$$

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, в том числе:

- 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;

- критерий минимума затрат при разработке, изготовлении и эксплуатации ИЭП с учетом потерь потребителя на адаптацию. При этом целевая функция учитывает возможные потери на адаптацию индивидуального потребителя;

- критерий минимума потерь потребителя на адаптацию при выборе оптимального типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП;

- критерий максимума технико-экономического эффекта.

Технико-экономический эффект 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 отклонении 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.

Учитывая изложенное, последовательность расчета оптимального типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП должна включать 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 в себя: выбор и обоснование критерия оптимизации; определение ограничений для выбранной целевой функции; определение функций потребности $\Phi(x)$, затрат $C(x)$ и потерь на адаптацию $C_a(x)$.

Расчет оптимального типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП состоит из: составления алгоритмов решения задачи оптимизации и определения способов их реализации; выбора методов решения целевой функции и составления программы расчета на ЭВМ; решения целевой функции и получения оптимального типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП; анализа полученных результатов и составления искомого типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП.

Определение технико-экономической эффективности от внедрения оптимального типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП включает определение показателей технико-экономической эффективности и расчет годовой экономии от внедрения оптимального типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП.

В качестве исходных данных для расчета оптимального типоразмерного ряда БНК модулей ИЭП следует принять:

$J = \{1, ..., j, ..., n\}$ – множество видов спроса на типоразмеры БНК модулей ИЭП;

$I = \{1, ..., k, ..., m\}$ – исходный типоразмерный ряд БНК;

Φ_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 имеет вид

$$S(V) = \sum_{k \in V} \left[C_k^0(V_k) + \sum_{j=1}^n q_{kj}^0 P_{kj} x_{kj} \right] \rightarrow \min_{k \in V} \quad (3.18)$$

при следующих ограничениях:

$$\sum_{k \in V} x_{kj} = \varphi_j, \quad j = \overline{1, n}; \quad (3.19)$$

$$\sum_{j=1}^n P_{kj} x_{kj} = V_k, \quad k \in V_k; \quad (3.20)$$

$$x_{kj}, V_k \geq 0, \quad k = \overline{1, m}, j = \overline{1, n}; \quad (3.21)$$

$$C_k^0(V_k) = q_k^0(V_k) + C_k(V_k) V_k, \quad (3.22)$$

где x_{kj} – число единиц модулей ИЭП спроса вида j , удовлетворяемое k -м типоразмером БНК; $V_k = \sum_{j \in J} \Phi_j$ – 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 (3.18) достигает минимума при условии выполнения ограничений (3.19) – (3.22), а число N определяет количество типоразмеров модулей ИЭП в данном оптимальном ряду.

Решение комбинаторной задачи (3.18) – (3.22) при значительной размерности исходных множеств J и I 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.

Рассмотрим последовательность определения оптимального типоразмерного ряда на примере расчета оптимального типоразмерного ряда радиаторов охлаждения полупроводниковых приборов и интегральных микросхем. Радиаторы предназначены для рассеивания мощности, выделяемой этими приборами, с целью поддержания их температуры нагрева не выше допустимой по условиям применения в ИЭП, эксплуатируемых в жестких климатических условиях с повышенными значениями температуры окружающей среды.

Зависимость температуры коллекторного перехода полупроводникового прибора от основных параметров радиатора определяется выражением:

$$t_{\text{п}} = t_{\text{с}} + P_{\text{п.п}} \left(\frac{R_{\text{р}}}{\theta} + R_{\text{п-р}} \right), \quad (3.23)$$

где $t_{\text{с}}$ – температура окружающей среды; $P_{\text{п.п}}$ – мощность, рассеиваемая полупроводниковым прибором; $R_{\text{р}}$ – тепловое сопротивление радиатора; θ – средний коэффициент неравномерности распределения температуры по радиатору; $R_{\text{п-р}}$ – тепловое сопротивление переход–радиатор.

Если мощность $P_{\text{п.п}}$ увеличивается, например, при применении полупроводникового прибора другого типа, то, согласно выражению (3.23), тепловое сопротивление радиатора должно соответственно уменьшаться. Тепловое сопротивление определяется по выражению

$$R_{\text{р}} = \frac{1}{\alpha_{\text{пр}} F_{\text{р}}},$$

где $\alpha_{\text{пр}}$ – приведенный коэффициент конвективной теплоотдачи радиатора; $F_{\text{р}}$ – эффективная площадь теплоотдачи радиатора.

Уменьшить $R_{\text{р}}$ можно в основном за счет увеличения площади $F_{\text{р}}$. 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.) можно достигнуть только за счет увеличения объема радиатора. Таким образом, главным параметром радиатора, по которому следует строить типоразмерный ряд, является его объем, связанный с мощностью $P_{\text{п.п}}$ и определяющий возможность его применения для конкретного полупроводникового прибора при заданных условиях окружающей среды. При этом в составе типоразмерного ряда рассматриваются конструкции радиаторов, обладающие наибольшим значением относительной рассеиваемой

мой мощности на единицу объема радиатора P_V при нагреве на 1°C , что определяется выражением

$$P_V = \frac{P_{\text{н.п}}}{V_p \Delta t_p} = \frac{1}{V_p R_p},$$

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, можно определить высоту ребер. При этом необходимо учитывать, что увеличение высоты ребра при постоянной толщине снижает эффективность радиатора.

Спрос на радиаторы для различных электронных изделий будет определяться: применяемой компонентной базой (в той ее части, которая относится к полупроводниковым приборам и микросхемам с повышенной мощностью рассеивания); числом полупроводниковых приборов и микросхем, 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 определяют путем анализа конструкторской документации последовательным раскрытием состава по спецификации сборочных единиц, вплоть до повторяемости ИЭП в составе ЭА.

Собранный и обработанный статистический материал по применяемости радиаторов позволяет оценить минимальные и максимальные значения их размеров, 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

$$C_i = 0,133V_i + 35,33, \quad (3.24)$$

где C_i – стоимость i -го типоразмера, усл. ед.; V_i – объем радиатора, см³.

При серийном изготовлении i -го типоразмера в количестве N_i штук стоимость C_{N_i} определяют по выражению

$$C_{N_i} = C_i N_i^{1-\mu_i} = (0,133V_i + 35,33) N_i^{1-\mu_i}. \quad (3.25)$$

Здесь μ_i – коэффициент серийности, определяемый на основании опытных данных ($\mu_i = 0,1-0,2$).

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 его размещения, что приводит к определенным потерям полезного объема.

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, составляется квадратная матрица 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

$$C_{a ij} = K_a (V_i - V_j), \quad (3.26)$$

где $C_{a ij}$ – стоимость потери (потери на адаптацию) от несоответствия требуемых значений объемов V_j радиаторов, имеющих в оптимальном типоразмерном ряду V_i , при $V_i = V_j$ $C_{a ij} = 0$; K_a – коэффициент приведения стоимости использования единицы объема (массы) в случае адаптационных потерь.

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 (3.25) и потерям на адаптацию (3.26), а также учитывая

затраты на разработку и подготовку производства радиаторов, находят выражение для критерия оптимизации типоразмерного ряда объемов радиаторов (целевую функцию) вида

$$S(V) = \sum_{i=1}^m \left[C_{Hi} + C_{Ni} + \sum_{j=1}^n (C_{aij} N_{ij}) \right] \rightarrow \min \quad (3.27)$$

при ограничениях

$$\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n N_{ij} = \varphi_{ij}, \quad i = \overline{1, m}; \quad j = \overline{1, n}; \quad m \neq n,$$

где C_{Hi} – затраты на разработку и подготовку производства i -го типоразмера радиатора; C_{Ni} – затраты на производство i -го типоразмера радиатора в количестве N_i штук; C_{aij} – потери на адаптацию при применении V_i -го объема радиатора, отличного от V_j -го объема, требуемого потребителю.

Для решения задачи определения оптимального типоразмерного ряда радиаторов используют метод ветвей и границ и реализованную на его основе программу (рис. 3.4). Исходной информацией для программы оптимизации являются данные, приведенные в табл. 3.1.

Таблица 3.1. Исходные данные оптимизации типоразмерного ряда радиаторов с числом типоразмеров 27

<i>Массив объемов исходного ряда радиаторов $V(M)$, см³</i>									
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	–	–	–
<i>Массив значений спроса радиаторов $FI(M)$, шт.</i>									
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	–	–	–
<i>Массив затрат на разработку и производство радиаторов $ZATN(M)$, усл. руб.</i>									
3000	3300	3500	3680	4000	4500	4700	4900	5200	5430
5700	6000	6330	6830	7200	7550	7900	8300	8700	9000
300	9550	9900	10200	10500	11000	11700	–	–	–

При оптимизации типоразмерного ряда по этой программе находят значение каждого типоразмера оптимального ряда радиаторов и затраты на его производство. Результаты расчета оптимального ряда радиаторов приведены ниже:

Объем радиатора, см ³	43	85	113	305	500
Потребность, шт.	851	450	54	77	155



Рис. 3.4. Алгоритм программы оптимизации типоразмерного ряда радиаторов

Получив оптимальный ряд объемов радиаторов в виде значений 43, 85, 113, 305 и 500 см³, определяют габаритные размеры радиаторов (H, B, L), используя данные анализа статистических исследований по взаимозависимости габаритных размеров радиаторов от их объема при помощи регрессионных моделей.

3.2. Конструирование источников электропитания по модульному принципу

Проектирование ИЭП для современной ЭА осуществляется по модульному принципу и с использованием БНК, 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 систем автоматизированного проектирования аппаратуры; добиваться минимизации затрат на проектирование и изготовление ИЭП.

Модули нулевого уровня. К модулям нулевого уровня относятся изделия электронной техники и электротехники: полупроводниковые приборы, интегральные микросхемы, микросборки, резисторы, конденсаторы, трансформаторы, дроссели и другие компоненты. Номенклатура этих компонентов чрезвычайно широка. Конструкция же ИЭП, как и любой ЭА, прежде всего зависит от массогабаритных характеристик используемой компонентной базы. Поэтому применяемые в современных ИЭП компоненты классифицируют по габаритным размерам и в соответствии с этой классификацией они делятся на *малогабаритные*, *миниатюрные* и *микроминиатюрные*. Так, компоненты в микроминиатюрном исполнении имеют, например, следующие размеры в миллиметрах ($h \times d$): трансформаторы импульсные бескорпусные $3,5 \times 10$; трансформаторы импульсные корпусные $6 \times 12,5$; дроссели фильтров $7,5 \times 18$; резисторы переменные проволочные 5×6 ; резисторы переменные непроволочные $7,5 \times 7,5$; конденсаторы постоянной емкости 6×10 ; диоды 4×5 ; транзисторы 5×5 .

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 применяются микросхемы 286ЕП, диоды 2Д212(А-6) и 2Д213(А-6), транзисторы КТ837, 2Т862, 2Т866 и др.

Снизить габаритные размеры можно за счет 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. Внешний вид этих трансформаторов приведен на рис. 3.5, конструктивные параметры — в табл. 3.2. Трансформаторы типа ТМ используются там, где для производства ЭА применяется технология поверхностного монтажа.

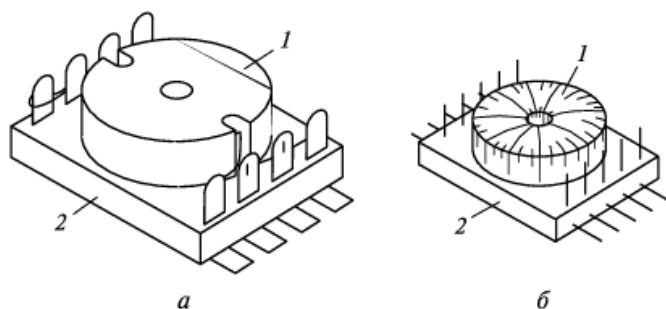


Рис. 3.5. Трансформаторы малогабаритные с планарными выводами ТМ5 (а) и ТМ2 (б):

1 — катушка; 2 — пластмассовый носитель с выводами

Таблица 3.2. Конструктивные параметры трансформаторов типа ТМ

Тип трансформатора	Размеры кольцевого сердечника, мм		Диаметр бронзового сердечника, мм	Число обмоток провода диаметром, мм		Число выводов с площадью сечения, мм ²	
	из феррита	из пермаллоя		0,1...0,4	0,4...1	0,13	0,8
ТМ1	7×4×2	—	9	4	—	8	—
ТМ2	10×6×4,5	10×6×4,5	11	5	—	10	—
ТМ3	—	13×7×5	14	6	—	10	—
ТМ4	16×10×4,5	17×10×6,5	18	3	3	6	6
ТМ5	20×10×5	20×12×6,5	22	3	3	6	6

Наличие планарных выводов у этих трансформаторов позволяет осуществлять их установку на керамические подложки специализированных микросборок; на односторонние печатные платы; на поверхности коммутационных плат на металлической основе, обеспечивающих эффективный отвод теплоты от функциональных узлов ИЭП.

Основной элемент конструкции трансформаторов – кольцевые (тороидальные) и броневого сердечники. Особенностью кольцевых сердечников является большое обмоточное пространство и отсутствие немагнитного зазора, что характерно для трансформаторов и дросселей с малым накоплением энергии. Для трансформаторов с накоплением энергии и дросселей с подмагничиванием броневой сердечник предпочтительнее благодаря возможности создания немагнитного зазора. Кольцевой сердечник может создавать меньший уровень электромагнитного излучения по сравнению с броневым, но из-за наличия несимметричной намотки может потребоваться его экранирование. Преимущество кольцевого трансформатора перед броневым растет с увеличением частоты переменного тока.

Унифицированный трансформатор для различных ИЭП обычно имеет от четырех до шести обмоток, что позволяет 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 шесть обмоток; многих двухтактных схем преобразователей напряжения, имеющих в своем составе базовые, коллекторные и выходные обмотки трансформаторов и т. п.

Установление невысокой мощности трансформаторов позволяет ограничиться двумя типами выводов сечением 0,2 и 2,8 мм² и обмоточными проводами с диаметрами от 0,1 до 1 мм. В случае параллельного включения обмоток они должны выполняться двумя проводами одновременно.

Корпус элемента (модуля) нулевого уровня должен обеспечивать выполнение следующих основных требований: размещение элементов электрической схемы; теплоотвод от элементов схемы; экранирование; надежную работу в различных условиях эксплуатации; технологичность.

Конструирование модулей нулевого уровня имеет две основные особенности: использование сравнительно больших по объему компонентов (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. Применяемые в ИЭП компоненты имеют высоту до 7,5 мм, что определяет размер корпусов по высоте. Длина и ширина определяются размерами стандартных подложек. Разработано три типа унифицированных корпусов. В качестве исходных данных для корпуса первого типа приняты размеры стандартного корпуса К160 (40 × 60 мм) с полезной высотой 6,5 и 10 мм и размерами подложки 30 × 48 мм. Следующий тип корпуса для подложки 48 × 60 мм имеет размеры 52,5 × × 79,5 мм, согласованные с размерами модуля первого уровня. Корпус третьего типа, занимающий половину площади печатной платы с размерами 170 × 110 мм, не должен превышать 90 × 70 мм. Варианты компоновки корпусов второго типа на платах 170 × 75 мм и 170 × 110 мм приведены на рис. 3.6.

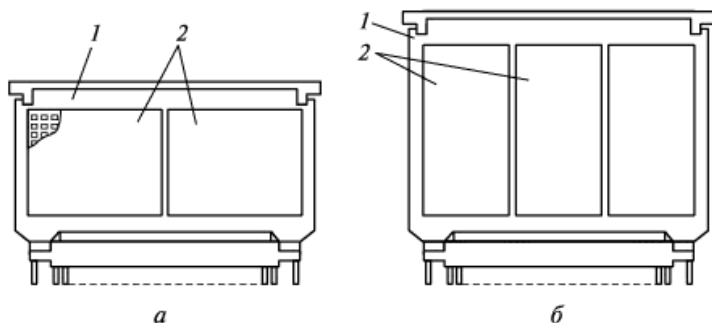


Рис. 3.6. Варианты компоновки корпусов микросборок на платах размерами 170 × 75 мм (*а*) и 170 × 110 мм (*б*):

1 – плата; 2 – микросборка

Для улучшения условий отвода и рассеяния теплоты в конструкции корпуса необходимо предусмотреть возможность увеличения площади, 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, ко-

торый обеспечивает эффективный отвод теплоты от компонентов 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 его качественное улучшение и пайку.

Модули первого и второго уровней. Они являются конструктивной основой ИЭП и других функциональных устройств, входящих в состав ИЭП. При малой мощности передаваемого сигнала или преобразуемой электроэнергии модули ИЭП могут быть выполнены на несущем элементе конструкции, которым является коммутационная (печатная) плата.

Силовые модули ИЭП отличаются от других модулей ЭА большей массой. Увеличение массы вызвано применением сравнительно громоздких электромагнитных компонентов (трансформаторов, дросселей и т. п.), конденсаторов большой 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 компонентов схемы со сравнительно малыми размерами и массой и вместе с другими элементами конструкции модуля обычно крепится к металлической несущей конструкции, например рамке.

На рис. 3.7 приведен пример конструкции модуля первого уровня, содержащего 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.

При разработке модулей первого, второго и третьего уровней учитывают следующие особенности. Размеры модулей первого уровня ИЭП должны обеспечивать их оптимальную компоновку в составе модулей второго уровня. Электрические соединители для модулей первого уровня ИЭП и модулей первого уровня ЭА должны быть унифицированы. Для снижения 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 (у плат 170×75 мм), 0,75 кг (у плат 170×200 мм), 0,6 кг (у плат 170×150 мм) и 1,6 кг (при плате 170×280 мм). Масса одно- и двухрядного модуля второго уровня на базе печатных плат размером 170×75 мм не должна превышать 10 или 20 кг соответственно. Масса однорядного модуля второго уровня на базе печатных плат размером 170×200 мм не должна превышать 20 кг.

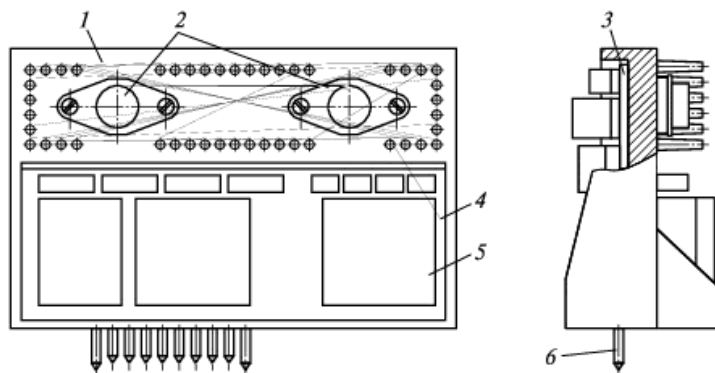


Рис. 3.7. Модуль первого уровня разукрупнения с несущей металлической рамкой:

1 – рамка; 2 – транзисторы; 3, 4 – печатные платы; 5 – трансформатор; 6 – электрический соединитель

Шаг установки модуля первого уровня ИЭП по глубине модуля второго уровня должен быть кратным 2,5 мм. Размер модуля первого уровня по глубине модуля второго уровня не должен превышать 30 % глубины последнего, а его масса должна быть не 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 (у плат 170×75 мм) и 30 Вт (у плат 170×150 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).

Модули третьего уровня. Модуль третьего уровня ИЭП должен иметь устройство для подсоединения двух фидеров трехфазной четырехпроводной 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 должны соединяться между собой проводниками, рассчитанными на потребление каждым модулем второго уровня 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 должны обеспечивать сопротивление заземления между корпусом модуля второго уровня и болтом заземления модуля третьего уровня не более 0,1 Ом.

В модуле третьего уровня необходимо предусмотреть 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.

Модульный принцип построения конструкции ИЭП нашел воплощение в широко применяемой в настоящее время конструкционной системе «Евромеханика», выполняемой в соответствии с требованиями стандарта МЭК 821. Конструктивное исполнение плат, каркасов и объединительных плат основано на публикациях МЭК 297 и МЭК 603.

На рис. 3.8 показан чертеж кассеты (ячейки), размеры которой соответствуют значениям, приведенным в табл. 3.3.

Размеры типовых конструкций в системе «Евромеханика» установлены на основе модуля вертикального приращения $U = 44,45 \text{ мм}$ ($1\frac{3}{4}''$). Расстояние между шаговыми линиями печатных плат должно быть кратно размеру $P = 2 \times 2,54 = 5,08 \text{ мм}$. Ширина B передних панелей должна удовлетворять соотношению $B < n \times 5,08$, где $n = 2, 3, 4, \dots$.

Применительно к источникам электропитания применение конструктивов «Евромеханика» ограничивается тремя уровнями

разукрупнения: модули нулевого уровня — комплектующие изделия; модули первого уровня — кассеты (ячейки) и модули второго уровня — каркасы (блоки). Каркас является базовой несущей конструкцией блока и служит для размещения несущих конструкций кассет на основе конструктивов, приведенных на рис. 3.8 с размерами в табл. 3.4.

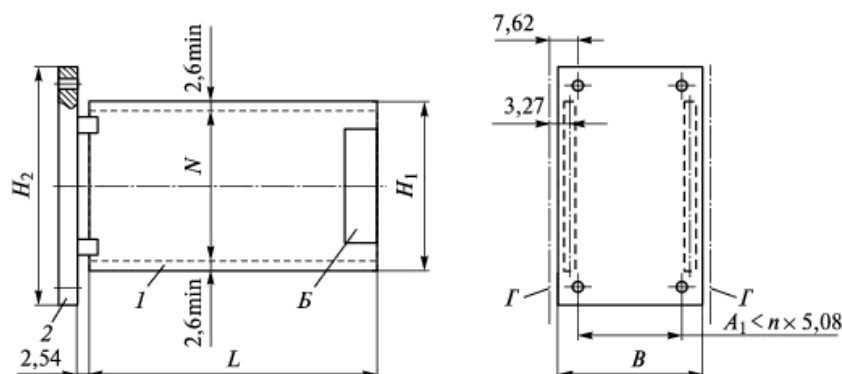


Рис. 3.8. Чертеж кассеты (ячейки):

1 — печатная плата; 2 — передняя панель; B — зона размещения соединителя; Г — шаговые линии; N — полезная высота

Таблица 3.3. Размеры кассеты (ячейки) в системе «Евромеханика»

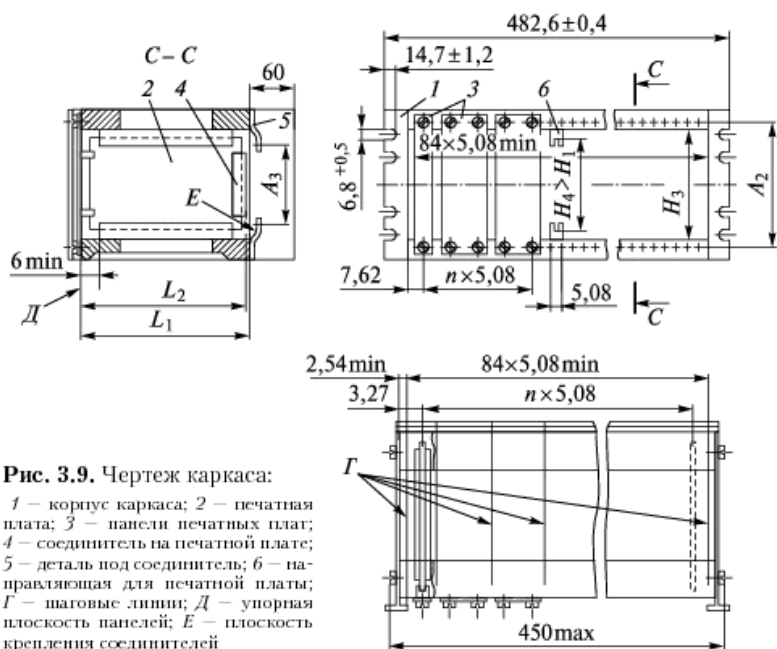
Условный размер (обозначение)	H_1 , мм	H_2 , мм	L , мм
2U	55,55	84,25	100; 160; 220; 280
3U*	100,00	128,70	
4U*	144,45	173,15	
5U	188,90	217,60	
6U*	233,35	262,05	
7U	277,80	306,50	
8U*	322,25	350,95	
9U	366,70	395,40	
10U	411,15	439,85	
11U	455,60	484,30	
12U	500,05	528,75	

* Предпочтительные размеры печатных плат.

Чертеж и некоторые размеры каркаса приведены на рис. 3.9, а основные размеры – в табл. 3.4. Определяющим размером каркаса является размер по ширине 482,6 мм (19 ").

Таблица 3.4. Основные размеры каркасов

Условный размер (обозначение)	H_3 , мм	A_2 (предельное отклонение $\pm 0,2$), мм	L (предельное отклонение $\pm 0,5$), мм
2U	67,31	78,05	1122,4; 1722,4; 232,4; 292,24
3U	111,76	122,50	
4U	156,20	166,95	
5U	200,70	211,40	
6U	245,10	255,85	
7U	289,55	300,30	
8U	334,00	344,75	
9U	378,45	389,20	
10U	422,90	433,65	
11U	467,35	478,10	
12U	511,80	522,55	



При применении каркасов по стандарту конструкционной системы «Евромеханика» используется несущая конструкция каркаса (рис. 3.10). В этом каркасе можно размещать кассеты двойной (рис. 3.12, *а*) и одинарной высоты (рис. 3.12, *б*), а также одну или несколько объединительных плат для внутриблочной коммутации кассет (ячеек).

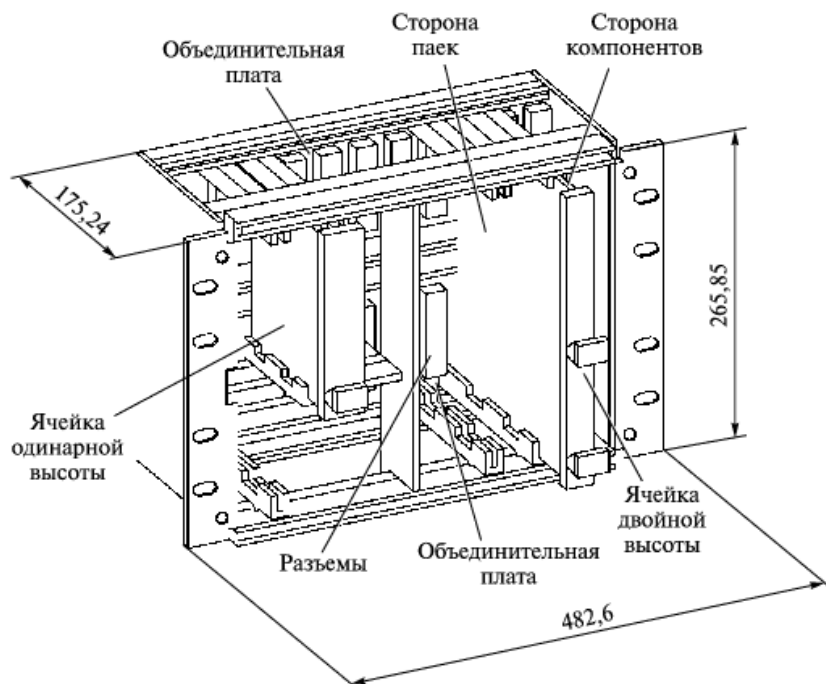


Рис. 3.10. Конструкция каркаса

Платы кассет одинарной высоты имеют размер по высоте 100 мм (3,937") по длине 160 мм (6,299"), по толщине $(1,6 \pm 0,2)$ мм ($0,063 \pm 0,008$ ").

Платы кассет двойной высоты имеют размер по высоте 233,35 мм (9,187"), по длине 160 мм (6,299"), по толщине $(1,6 \pm 0,2)$ мм ($0,063 \pm 0,008$ ").

На рис. 3.11 приведен в качестве примера общий вид блока (кассеты) ИЭП, разработанного с применением конструкционной системы «Евромеханика».

Этот блок ИЭП выполнен по типоразмеру кассеты 6U и имеет следующие габаритные и присоединительные размеры в мм: $H_1 = 233,35$; $H_2 = 262,05$; $B = 60,7$; $L = 172,4$. Приведенные размеры блока (кассеты) ИЭП позволяют использовать его в стандартном каркасе (см. рис. 3.10) системы «Евромеханика» наряду с другими блоками без дополнительной доработки. Присоединительные размеры блока ИЭП выполнены в метрической системе, согласованной с дюймовыми размерами каркаса конструкционной системы «Евромеханика».

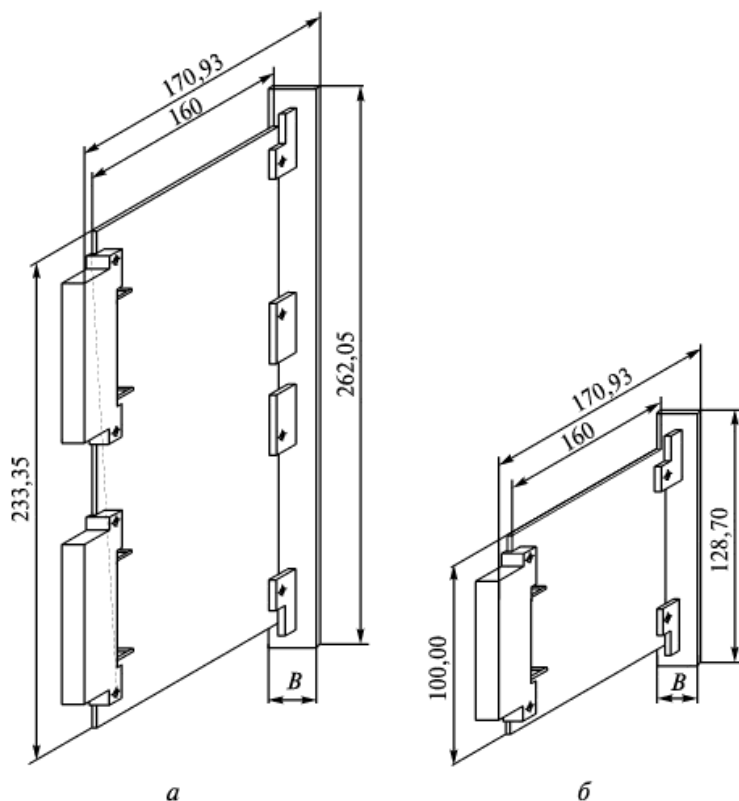


Рис. 3.12. Конструкция кассеты двойной (а) и одинарной (б) высоты

Шаг координатной сетки плат составляет 2,54 мм (0,10").

Опыт проведения испытаний на виброударопрочность и виброудароустойчивость несущих конструкций «Евромеханика» показал, что основным слабым звеном в аппаратуре является печатная плата кассеты (рис. 3.12). Необходимо также отметить, что имеющиеся

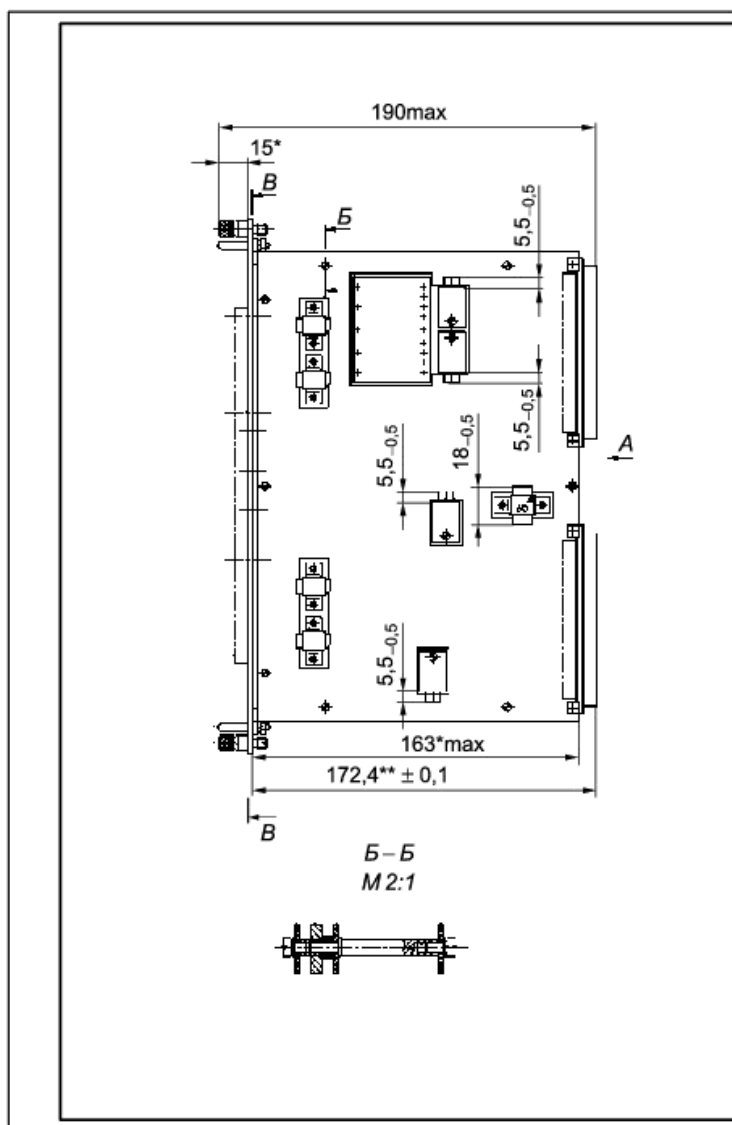
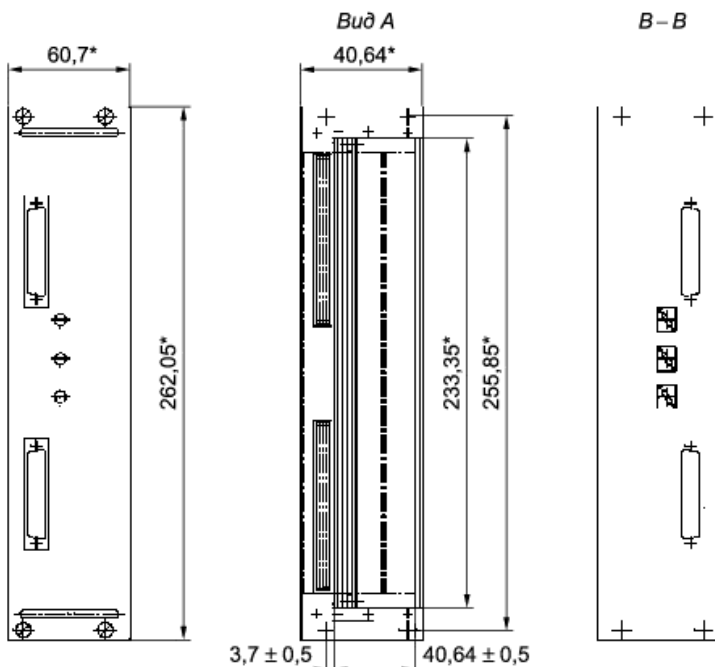


Рис. 3.11. Общий вид



1. *Размеры для справок

2. **Размер контролировать при сборке.

3. Диодные сборки D1...D4, транзисторы V5...V8, микросхему D5 ставить на плату КПП-8 ГОСТ 19783-74, без формовки выводов.

4. Винты стопорить по ОСТ 4Г 0.019.200. Вид 25Г.

5. ПОС-40 ГОСТ 21930-76.

6. Монтаж вести согласно схеме электрической принципиальной

7. ТТ к разделке проводов и креплению жил по ГОСТ 23587-79.

8. ТТ к монтажу ЭРЭ по ГОСТ 23592-79.

9. ТТ к жгуту по ГОСТ 23586-79 вариант 3.2 (поз.82, 84).

Жгут крепить мастикой У-9М по ОСТ 4Г 0.029.204.

Допускается клей 51-Г-132 ТУ 38.105.1242-84.

Крепление по ОСТ 107.460006.001-90.

10. После монтажа и настройки место паяк покрыто лаком ЭП-730 УХЛ2 ГОСТ 20824-81 или лаком УР-231 ТУ 6-21-14-90.

11. Значение электрического сопротивления изоляции в нормальных климатических условиях, измеренное между корпусами диодов D1...D4 и местом поз.8, корпусами транзисторов V5...V8 и местом поз.8, микросхемой D5 и местом поз.8 должно быть не менее 20 МОм.

12. Маркировка показана условно.

13. Остальные ТТ по ОСТ 4Г 0070.015.

Модуль электропитания	
Чертеж общего вида	
1	2
3	4
5	6
7	8
9	10
11	12
13	14
15	16
17	18
19	20
21	22
23	24
25	26
27	28
29	30
31	32
33	34
35	36
37	38
39	40
41	42
43	44
45	46
47	48
49	50
51	52
53	54
55	56
57	58
59	60
61	62
63	64
65	66
67	68
69	70
71	72
73	74
75	76
77	78
79	80
81	82
83	84
85	86
87	88
89	90
91	92
93	94
95	96
97	98
99	100

конструкции каркасов «Евромеханики» устойчивы к возможным вибрационным и ударным воздействиям, и их дальнейшее ужесточение нецелесообразно. Работоспособность конструкций кассет (ячеек) и других конструктивов «Евромеханики» зависит только от конструкций печатной платы. Поэтому рекомендуются следующие варианты защиты аппаратуры от механических воздействий:

- снижение требований по механическим воздействиям, исходя из реальных перегрузок на носителях;
- подкрепление печатных плат (кассет);
- амортизация аппаратуры.

3.3. Технические требования к конструкции источников электропитания и их показатели качества

Основное требование, предъявляемое к проектируемому ИЭП, состоит в том, чтобы создаваемый ИЭП был эффективнее своего аналога, т. е. превосходил его по качеству функционирования, степени миниатюризации и технико-экономическим показателям. Применяя современные методы конструирования ИЭП, можно снизить их стоимость и энергоемкость; уменьшить объем и массу; применить современную микроэлектронную базу; увеличить степень интеграции; обеспечить микроминиатюризацию межкомпонентных соединений и элементов несущих конструкций, электромагнитную совместимость и интенсификацию теплоотвода, высокую технологичность, однородность структуры; максимальное использование стандартов; упростить взаимосвязь оператора и аппаратуры; внедрить методы автоматизированного конструирования.

Источники электропитания различных видов ЭА имеют существенные отличия по принципу построения, применяемой компонентной базе, конструкции и технологии изготовления. Рассмотрим некоторые из них.

Передающие устройства. Для передающих устройств необходимы напряжения высокого, среднего и низкого уровней. Так, для схемы управления и системы охлаждения необходимы низкие напряжения (единицы и десятки вольт). Электропитание модулятора, задающего генератора и выходных приборов определяется типами приборов. Для электровакуумных усилительных и генераторных приборов требуются напряжения от единиц до десятков киловольт, а для полупроводниковых приборов – десятки и сотни вольт.

К выходным напряжениям ИЭП передающих устройств предъявляются довольно жесткие требования по нестабильности и переменной составляющей (в том числе с учетом гармоник и субгармоник).

Конструктивные трудности при построении передающих устройств большой мощности определяются высоким рабочим напряжением и высоким потенциалом, под которым обычно находится часть источников. Изменение высокого потенциала в процессе работы требует дополнительного экранирования для исключения выхода из строя компонентов, чувствительных к перенапряжениям.

Серьезной конструктивной задачей является отвод теплоты, выделяемой усилительными лампами (клистронами, ЛБВ и др.) в связи с низким КПД. В этом случае может использоваться как воздушное, так и жидкостное охлаждение.

Система электропитания передающего устройства характеризуется избирательностью (селективностью) включения и выключения отдельных источников. Так, сначала включаются ИЭП устройств защиты и управления, систем воздушного и жидкостного охлаждения. Затем подаются напряжения накала на генераторные и усилительные приборы, на приборы модуляторов и мощных выпрямителей. Напряжения смещения отрицательной полярности поступают на цепи, которые запирают генераторные, модуляторные и усилительные приборы, а также приборы выпрямителей. Через промежуток времени, указанный в технической документации и необходимый для прогрева приборов, высокое напряжение поступает на аноды приборов модуляторов, на возбудитель и отдельные цепи (такие, как замедляющая система, коллектор и т. п.). После этого высокое напряжение подается на цепи управления током прибора. Выключение передающего устройства осуществляется в обратном порядке.

Приемные устройства. Система электропитания приемного устройства зависит от количества каналов последнего и вида усилителя. Если приемник супергетеродинный, то цепи усиления промежуточной частоты и низкочастотные цепи сравнительно маломощные и выполняются на полупроводниковых приборах и интегральных микросхемах (ИС).

Система электропитания приемного устройства отличается широкой номенклатурой выходных параметров высокого качества. Это обусловлено широким использованием аналоговых ИС (универсальных ОУ, усилителей высокой, промежуточной, видео- и низкой частоты). Перечисленные ИС имеют в основном низкие входные напряжения (от 3 до 15 В). В приемных устройствах применяются также цифровые устройства обработки сигналов с низкими напряжениями электропитания.

Антенные устройства. Система электропитания антенного устройства содержит ИЭП приводных механизмов (электрических и механических) и СВЧ-излучателей фазированных антенных решеток. Требования к выходным напряжениям ИЭП определяются режимом работы антенного устройства и особенностями СВЧ-приборов, на которых построены излучатели. Это могут быть мощные СВЧ-транзисторы, диоды Ганна, лавинно-пролетные диоды, которые предъявляют специфические требования к напряжению электропитания. Требования к напряжению приводных механизмов сравнительно невысокие.

Устройства обработки информации. Система электропитания устройства обработки информации является наиболее однородной по сравнению с другими системами. Выходные напряжения обычно ограничиваются низковольтным рядом. Поскольку в этих устройствах обработка информации выполняется в основном цифровыми методами, то требования к выходным параметрам источников, в частности к нестабильности и переменной составляющей выходного напряжения, являются умеренными. При аналоговой обработке информации требования к переменной составляющей выходных напряжений повышаются.

Устройства отображения информации. Устройства отображения информации содержат индикаторы и блоки обработки информации, для электропитания которых необходим широкий диапазон напряжений. При этом каналы высокого напряжения рассчитаны на сравнительно малую мощность, а блоки обработки информации могут потреблять большие токи при низких напряжениях. К источникам электропитания индикаторов предъявляются повышенные требования в части времени переходных процессов и переменной составляющей выходного напряжения.

На основе анализа технических и эксплуатационных параметров ИЭП различных групп ЭА можно установить перечень важнейших требований, которым должен отвечать разрабатываемый ИЭП. Основные из этих требований следующие:

1. Электрические: значения и отклонения напряжения и тока входной цепи (определяются системой электроснабжения); значение, нестабильность и пульсация выходного напряжения при воздействии влияющих факторов; коэффициент полезного действия (КПД); наличие защиты при аварийных режимах.

2. Конструкторские, в том числе: конструктивное исполнение БНК; масса и габариты; вид герметизации; электромагнитная совместимость; тепловой режим; защита от механических воздействий; защита от радиационных воздействий и т. д.

3. Показатели качества: технологичность (задается коэффициентом технологичности – K_T); унификация (задается коэффициентом унификации – K_U); миниатюризация (задается комплексным показателем миниатюризации – μ).

4. Показатели надежности, которые задаются:

а) для восстанавливаемых ИЭП: наработка на отказ T_o или гамма-процентная наработка на отказ $T_{ог}$; среднее время восстановления T_v ;

б) для невосстанавливаемых ИЭП: наработка до отказа T или гамма-процентная наработка до отказа T_γ .

5. Техничко-экономические: объем выпуска – N (кол./год); стоимость проектирования; себестоимость в условиях серийного производства.

6. Условия эксплуатации, которые задаются в зависимости от группы эксплуатации аппаратуры (вида носителя) по параметрам, приведенным в табл. 3.5.

7. Условия хранения и транспортирования (должны соответствовать техническим условиям на унифицированные ИЭП конкретного вида или выбираться из табл. 3.5).

Пример 3.1. В качестве примера приведем техническое задание на проектирование одного из видов ИЭП.

1. Наименование изделия: «Стабилизирующий источник электропитания» (СИЭП).

2. Назначение: лабораторный стабилизирующий ИЭП, предназначенный для получения стабилизированного напряжения в диапазоне от 1 до 35 В, снабженный регулируемой защитой от перегрузки по току в диапазоне от 400 мА до 1,5 А.

3. Электрические требования: номинальное напряжение сети 220 В; номинальная частота тока 50 Гц; выходные напряжения в диапазоне от 1 до 35 В постоянного тока; выходной ток в диапазоне от 400 мА до 1,5 А; допустимое отклонение выходного напряжения $\pm 0,01$ В.

4. Конструкторские требования: СИЭП относится к портативным ИЭП, работающим в отапливаемом помещении; габариты СИЭП не должны превышать 170×110×120 мм; масса – не более 4 кг; все элементы управления и индикации должны быть легко доступными и вынесены на переднюю панель.

5. Показатели качества: коэффициент унификации $K_U \geq 0,7$; коэффициент миниатюризации $\mu \geq 0,1$; коэффициент технологичности K_T (в зависимости от типа производства); среднее время наработки до отказа $T \geq 5000$ ч.

6. Техничко-экономические: тип производства – опытное; стоимость проектирования – не более... руб.; себестоимость в серийном производстве не более... руб.

7. Условия эксплуатации: температура окружающей среды от +5 до +40°C; относительная влажность 80% при 25°C; атмосферное давление 460...760 мм рт. ст.

Таблица 3.5. Характеристики

Группы эксплуатации аппаратуры		Окружающая температура t , °C		Относительная влажность, %, при 25 °C	Вибрации	
		t_{\min}	t_{\max}		Диапазон частот f , Гц	Виброперегрузка n_g , g
Стационарная, работающая в отапливаемых помещениях		+5	+40	80	—	—
Стационарная, работающая на открытом воздухе		–50	+50	98	—	—
Возимая на транспорте	Автомобильный	–50	+65	98	1...200	6
	Гусеничный	–50	+65	98	1...400	10
	Железнодорожный	–50	+65	98	1...300	2
Судовая	Большие суда	–40	+55	100	1...100	5
	Малые суда	–40	+55	100	1...200	5
Носимая и переносная, работающая на открытом воздухе		–50	+55	98	—	—
Носимая и переносная, работающая в отапливаемых помещениях		+5	+40	80	—	—
Самолетная и вертолетная		–60	+60	98	5...2500	1...2
Ракетная		–50	+60	98	20...2000	13

Примечание. Конкретные значения характеристик внешних воздействий, диапазоны

8. Условия транспортирования: температура окружающей среды от –50 до +65 °C; относительная влажность 98% при 25°C; вибрация в диапазоне частот от 1 до 400 Гц с ускорением 10 g; воздействие ударных нагрузок с ускорением до 15 g длительностью до 10 мс; атмосферное давление 460...760 мм рт. ст.; воздействие инея и росы.

Степень важности отдельных технических требований определяется конкретным видом нагрузки и условиями эксплуатации. Однако для любого ИЭП надежность работы является его важнейшей характеристикой. Она оценивается временем наработки на отказ T_0 для восстанавливаемых ИЭП и временем наработки до отказа T для невосстанавливаемых ИЭП или вероятностью безотказной работы $P(t)$ за определенное время t . Выбор показателей надежности определяется функциональным назначением электронных средств. Так, наиболь-

внешних воздействий

Удары				Линейная перегрузка n_z, g	Давление H , мм рт. ст.	Дополнительные условия
Одиночные		Многократные				
Длительность τ , мс	Ударная перегрузка n_y, g	Длительность τ , мс	Ударная перегрузка n_y, g			
—	—	—	—	—	460...760	Механические воздействия в зависимости от условий транспортирования
—	—	—	—	—	460...760	Механические воздействия в зависимости от условий транспортирования. Воздействие инея, росы, дождя и воздушного потока
1...6	15...75	5...10	15	—	460...760	Воздействие инея, росы, дождя и воздушного потока
1...5	15...75	5...10	15	—	460...760	
1...5	15...40	5...15	15	—	460...760	
0.5...2	15...500	5...15	15	—	720...760	Воздействие тумана, инея, росы, дождя и брызг
—	—	5...15	15	5	720...760	
—	—	—	—	—	460...760	Механические воздействия в зависимости от условий транспортирования
—	—	—	—	—	460...760	
1...5	15	5...10	15	10	5...760	
2...6	60	5...10	10	80	5...760	

которых указаны в таблице, устанавливают в техническом задании.

шую наработку до отказа должна обеспечивать аппаратура, размещаемая на необслуживаемых объектах (космические аппараты, морские буи и т.п.). Наибольшая вероятность безотказной работы требуется от ЭА, функционирование которой в течение заданного (сравнительно небольшого) времени должно быть гарантировано. К таким объектам относятся медицинская аппаратура, ракетная техника и т.п. Наработка до отказа отдельных составных частей (модулей) ИЭП обычно составляет $(50...100) \cdot 10^3$ ч, а наработка до отказа ИЭП – около $(20...70) \cdot 10^3$ ч. Вероятность безотказной работы ИЭП и их модулей составляет примерно 0,95 за 1000 ч непрерывной работы.

Значение пульсаций выходного напряжения ИЭП определяет его электромагнитную совместимость с нагрузкой.

Электронная аппаратура, выполненная на цифровых ИС, предъявляет умеренные требования к пульсациям ИЭП. Так, для электропитания цифровых схем 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 значению и составу гармонических составляющих выходного напряжения. Наличие этих требований определяется режимом обработки сигнала в приемопередающей аппаратуре (непрерывный, квазинепрерывный, импульсный).

Изменение входного тока ИЭП при динамическом характере нагрузки определяет возможность его электромагнитной совместимости с системой электроснабжения, особенно с системой ограниченной мощности. Уровень электромагнитных помех со стороны ИЭП 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 пульсацию на входе источника как со стороны системы электроснабжения, так и со стороны самого источника. Помехи от источника электропитания не должны превышать значений, установленных в нормативной документации.

Нестабильность выходного напряжения стабилизирующего ИЭП для многих видов нагрузок, в том числе передающих и индикаторных устройств, приемлема при значении до 2 % от номинального напряжения. 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 вызывать 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 высоковольт-

ных ИЭП 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 ИЭП 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 затруднительно, 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 их отвода от ИЭП при заданных условиях охлаждения и конструктивного исполнения.

В низковольтных ИЭП КПД обычно составляет: при непрерывном преобразовании 45...50 %; 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 (параметрам) ИЭП должны выполняться в заданных условиях эксплуатации электронных средств. Эти условия определяются назначением аппаратуры, в которой используются ИЭП. Если аппаратура размещается в отапливаемом помещении, то ИЭП рассчитываются на температуру окружающей среды от +5 до +40 °С, атмосферное давление не ниже 460 мм рт. ст. и относительную влажность воздуха 80 % при температуре 25 °С.

Если аппаратура размещается на подвижных наземных носителях (колесных и гусеничных самоходах), то диапазон изменения температуры расширяется от -50 до +65 °С, а атмосферная влажность воздуха повышается до 98 % при температуре 35 °С.

Опасным режимом для работы ЭА является циклическое изменение температуры окружающей среды. Особенно критичны к такому режиму герметизированные конструкции, а также устройства высокого напряжения. Для таких конструкций характерна большая толщина слоя изолирующего компаунда. Значительный перепад

температур обычно имеет место при изменении высоты эксплуатации ИЭП на самолете или других носителях. Так, при подъеме на высоту более 9000 м температура окружающей среды за короткое время достигает -60°C . Еще больший перепад температур может иметь место при эксплуатации ИЭП на космических аппаратах. При эксплуатации в составе самолетной аппаратуры ИЭП должны сохранять работоспособность в условиях пониженного атмосферного давления до 5 мм рт. ст.

К источникам электропитания ЭА 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 высоковольтных конструкций ИЭП является сопротивление изоляции. При плотности потока нейтронов $10^{11} \text{ см}^{-2} \cdot \text{с}^{-1}$ и мощности дозы γ -излучения 10^3 Р/с сопротивление изоляции может снизиться на несколько порядков.

Конструкции ИЭП помимо допустимых значений массы и объема должны обеспечивать: защиту от механических воздействий, заданный температурный режим, уровень технологичности, уровень унификации, уровень миниатюризации, а также удобство обслуживания и безопасность персонала.

Показатели качества. Рассмотрим показатели качества, характеризующие качество функционирования, миниатюризацию и технико-экономическую целесообразность создаваемых ИЭП. К ним относят показатели надежности, конструкторскую унификацию, степень миниатюризации и показатели технологичности.

В качестве *показателей надежности* ИЭП устанавливают:

- для восстанавливаемых ИЭП: гамма-процентную наработку на отказ $T_{ог}$; гамма-процентный срок сохраняемости $T_{сг}$; среднее время восстановления $T_{в}$; назначенный срок службы до списания $T_{сл,сп}$;
- для невосстанавливаемых ИЭП: гамма-процентную наработку до отказа $T_{г}$; гамма-процентный срок сохраняемости $T_{сг}$.

Значение гамма-процентной наработки на отказ $T_{ог}$ (или до отказа $T_{г}$) выбирают из ряда: 15 000; 25 000; 30 000; 40 000; 50 000; 80 000; 100 000; 150 000 ч при $\gamma = 95\%$.

Значение гамма-процентного срока сохраняемости $T_{сг}$ ИЭП ($\gamma = 95\%$) при хранении в условиях отапливаемых помещений, а

также хранилищ с кондиционированием воздуха или находящихся в защищенном комплекте ЗИП, выбирают из ряда: 15; 20; 25 лет.

Значение назначенного срока службы до списания $T_{\text{с.л.сп}}$ выбирают из ряда: 15; 20; 25; 30; 35 лет.

Значение среднего времени восстановления T_v должно быть не более 1 ч.

Конструкторская унификация ИЭП характеризует насыщенность его конструкции стандартными, покупными и заимствованными деталями и сборочными единицами и их повторяемостью (кроме крепежных деталей).

Количественно оценка уровня конструкторской унификации ИЭП проводится по следующим выражениям:

$$K_y = K_{\text{пр}} K_{\text{пов}}, \quad 0 < K_y \leq 1; \quad (3.28)$$

$$K_{\text{пр}} = 1 - \frac{n_o}{n_{\Sigma}}, \quad 0 < K_{\text{пр}} \leq 1; \quad (3.29)$$

$$K_{\text{пов}} = 1 - \frac{n_{\Sigma}}{N_{\text{общ}}}, \quad 0 < K_{\text{пов}} \leq 1, \quad (3.30)$$

где K_y – коэффициент конструкторской унификации ИЭП; $K_{\text{пр}}$ – коэффициент применяемости наименований деталей и сборочных единиц; $K_{\text{пов}}$ – коэффициент повторяемости деталей и сборочных единиц; $n_{\Sigma} = n_c + n_{\text{п}} + n_z + n_o$ – общее количество наименований деталей и сборочных единиц; n_c – количество наименований стандартных деталей и сборочных единиц; $n_{\text{п}}$ – количество наименований покупных деталей и сборочных единиц; n_z – количество наименований заимствованных деталей и сборочных единиц; n_o – количество наименований оригинальных деталей и сборочных единиц; $N_{\text{общ}}$ – общее количество деталей и сборочных единиц.

Оптимальным уровнем экономической эффективности от конструкторской унификации является коэффициент унификации ИЭП $K_y = 0,6...0,7$.

Под *миниатюризацией* ИЭП понимается реализация совокупности технических решений, направленная на эффективное использование объема, массы и потребляемой энергии при обеспечении качественных эксплуатационных характеристик ИЭП, определяющих пригодность их применения по назначению.

Количественно миниатюризация ИЭП оценивается комплексным коэффициентом миниатюризации μ :

$$\mu = K_{з.о} K_{пр.к} F_k, \quad 0 < \mu \leq 1, \quad (3.31)$$

где $K_{з.о}$ – коэффициент заполнения объема; $K_{пр.к}$ – коэффициент применяемости модулей k -го поколения (микромодули, микросхемы, БИСы, ПЛИСы); F_k – обобщенный показатель качества компонентной базы k -го поколения.

Перечисленные коэффициенты определяются по следующим выражениям:

$$K_{з.о} = \frac{V_{пол}}{V_{общ}}, \quad 0 < K_{з.о} \leq 1, \quad (3.32)$$

где $V_{пол}$ – полезный объем ИЭП; $V_{общ}$ – общий объем ИЭП;

$$K_{пр.к} = \frac{N_{эИС}}{N_{эИС} + N_{эрЭ}}, \quad 0 < K_{пр.к} \leq 1, \quad (3.33)$$

где $N_{эИС}$ – общее количество условных компонентов в модулях (ИС) k -го поколения; $N_{эрЭ}$ – общее количество дискретных компонентов;

$$F_k = \sum_{j=1}^n \frac{\bar{y}_{jБИС}}{\bar{y}_{jk}} \varphi_{jk}, \quad j = \overline{1, n}, \quad 0 < F_k \leq 1, \quad (3.34)$$

где n – показатели качества ($n = 5$; M – масса, V – объем, W – энергопотребление, H – надежность, C – стоимость); y_{jk} – значение j -го

показателя качества модуля (ИС) k -го поколения; $\bar{y}_{jk} = \frac{y_{jk}}{N_{\Sigma}}$ – зна-

чение j -го показателя качества модуля (ИС) k -го поколения, приходящееся на один компонент; $y_{jБИС}$ – значение j -го показателя ка-

чества БИС; $\bar{y}_{jБИС} = \frac{y_{jБИС}}{N'_{\Sigma}}$ – значение j -го показателя качества

БИС, приходящееся на один компонент; φ_{jk} – значимость j -го пока-

зателя качества модуля (ИС) k -го поколения; $\varphi_m = \frac{\varphi_H}{p\sigma_1}$ – значи-

мость по массе; $\varphi_V = \frac{\varphi_H}{p\sigma_2}$ – значимость по объему; $\varphi_W = \frac{\varphi_H}{p\sigma_3}$ – зна-

чимостью по энергопотреблению; $\varphi_c = \frac{\varphi_n}{p\sigma_4}$ – значимость по стоимо-

сти; $\varphi_n = \frac{1}{1 + \frac{1}{p\left(\frac{1}{\sigma_1} + \frac{1}{\sigma_2} + \frac{1}{\sigma_3} + \frac{1}{\sigma_4}\right)}}$ – значимость по надежности; p –

условная кратность резервирования (применяется для уравнивания ИЭП разного поколения по показателям надежности);

$p = \left| \frac{\ln(\lambda_{\min \text{ БИС } t})}{\ln(\lambda_{\max k} t)} \right|$; σ_i – коэффициенты, учитывающие изменение

j -го показателя качества при резервировании (определяется конструктивной проработкой); σ_1 – коэффициент, учитывающий изменение массы; σ_2 – коэффициент, учитывающий изменение объема; σ_3 – коэффициент, учитывающий изменение энергопотребления; σ_4 – коэффициент, учитывающий изменение стоимости.

Под *технологичностью* конструкций ИЭП следует понимать совокупность свойств конструкции, проявляющихся в возможности оптимальных затрат труда, материалов и времени при технической подготовке производства, изготовлении, эксплуатации и ремонте, по сравнению с соответствующими показателями однотипных конструкций ИЭП того же назначения при обеспечении установленных значений показателей качества и принятых условиях изготовления, эксплуатации и ремонта.

Основным показателем, используемым для оценки технологичности конструкции ИЭП, является комплексный коэффициент технологичности K_r , определяемый на основе частных показателей технологичности по формуле:

$$K_r = \frac{\sum_{i=1}^n K_i \varphi_i}{\sum_{i=1}^n \varphi_i} = \frac{K_1 \varphi_1 + K_2 \varphi_2 + \dots + K_n \varphi_n}{\varphi_1 + \varphi_2 + \dots + \varphi_n}, \quad 0 < K_r \leq 1, \quad (3.35)$$

где K_i – относительные частные показатели технологичности; φ_i – значимость i -го частного показателя технологичности.

Относительные частные показатели технологичности K_i и их значимости φ_i задаются в зависимости от назначения ЭА и типа производства. Применительно к ИЭП они приведены в табл. 3.6.

**Таблица 3.6. Состав частных показателей технологичности
для ИЭП**

№ пп.	Показатель технологичности	Φ_i	K_i
1	Коэффициент использования ИС $K_{испИС}$	1	$\frac{N_{ИС}}{N_{ИС} + N_{ЭРЭ}}$
2	Коэффициент автоматизации и механизации монтажа, $K_{ам}$	1	$\frac{N_{с.ам}}{N_c}$
3	Коэффициент механизации подготовки компонентов, $K_{м.л.ЭРЭ}$	0,75	$\frac{N_{м.л.ЭРЭ}}{N_{ЭРЭ}}$
4	Коэффициент механизации контроля и настройки, $K_{м.к.л}$	0,5	$\frac{N_{м.к.л}}{N_{к.л}}$
5	Коэффициент повторяемости компонентов, $K_{пов.ЭРЭ}$	0,31	$1 - \frac{n_{ЭРЭ}}{N_{ЭРЭ}}$
6	Коэффициент применяемости компонентов, $K_{пр.ЭРЭ}$	0,187	$1 - \frac{n_{о.ЭРЭ}}{n_{ЭРЭ}}$
7	Коэффициент прогрессивности формообразования деталей, $K_{пр}$	0,11	$\frac{N_{д.пр}}{N_d}$

Примечание. $N_{ИС}$ – количество ИС разного уровня интеграции; $N_{ЭРЭ}$ – количество дискретных компонентов; $N_{с.ам}$ – количество монтажных соединений, которые могут осуществляться механизированным или автоматизированным способом; N_c – общее количество монтажных соединений; $N_{м.л.ЭРЭ}$ – количество компонентов, подготовка которых к монтажу может осуществляться механизированным или автоматизированным способом; $N_{м.к.л}$ – количество операций контроля и настройки, которые можно осуществить механизированным или автоматизированным способом; $N_{к.л}$ – общее количество операций контроля и настройки; $n_{ЭРЭ}$ – количество наименований дискретных компонентов; $n_{о.ЭРЭ}$ – количество наименований оригинальных дискретных компонентов; $N_{д.пр}$ – количество деталей, заготовки которых или сами детали получены прогрессивными методами формообразования; N_d – общее количество деталей.

Нормативы комплексных показателей коэффициентов технологичности K_r ИЭП должны находиться в следующих пределах: для опытного образца или опытной партии от 0,3 до 0,6; для установочной серии от 0,4 до 0,7; для установившегося серийного производства от 0,5 до 0,75.

3.4. Компонировка источников электропитания

Проектирование современных ИЭП основано на модульном принципе, поэтому основной задачей конструкторского проектирования является реализация схемы ИЭП в виде набора отдельных конструктивно законченных модулей (ячеек, узлов или блоков), связанных друг с другом цепями электрической коммутации. Важным этапом при этом является разбиение электрической принципи-

альной схемы ИЭП на подсхемы (функциональное разбиение), которое выполняется в два этапа.

1. Определение числа модулей первого уровня, из которых будет состоять проектируемый ИЭП. Для этого надо знать суммарную площадь S_{Σ} , занимаемую компонентами, составляющими электрическую принципиальную схему ИЭП и устанавливаемыми на печатную плату (платы):

$$S_{\Sigma} = K_S \sum_{i=1}^n S_{yi},$$

где S_{yi} – установочная площадь i -го компонента; K_S – коэффициент, зависящий от назначения и условий эксплуатации ИЭП ($K_S = 1 \dots 3$).

Исходя из требований на габаритные размеры ИЭП, определяют типоразмер печатной платы для модулей первого уровня. При этом желательно использовать унифицированный ряд размеров печатных плат: 170×75 , 170×200 , 170×150 мм.

Разделив суммарную площадь компонентов S_{Σ} на площадь печатной платы выбранного типоразмера, можно определить число модулей первого уровня.

Следует отметить, что такой подход является оценочным; число модулей может быть скорректировано, исходя из условий эксплуатации, назначения ИЭП, состава его электрической схемы, схемы компоновки блока, шкафа, стойки, технологического процесса изготовления и т. д. Кроме того, необходимо учитывать, что устройства управления и индикации, входные и выходные элементы электрической коммутации нельзя размещать на печатной плате, их устанавливают на переднюю или заднюю панель ИЭП или ЭА.

2. Разбиение электрической принципиальной схемы на подсхемы, соответствующие модулям первого уровня. При этом схему представляют ненаправленным мультиграфом, в котором каждому схемному компоненту (модулю нулевого уровня) ставят в соответствие вершину мультиграфа, а электрическим связям схемы – его ребра.

Тогда задача разбиения заключается в том, чтобы «разрезать» мультиграф $G(X, U)$ на отдельные куски $G_1(X_1, U_1)$, $G_2(X_2, U_2)$, ..., $G_K(X_K, U_K)$ так, чтобы число ребер, соединяющих эти куски, было минимальным. (Здесь X – множество вершин, U – множество ребер.)

В общем виде под *компоновкой* понимается процесс размещения модулей, компонентов, элементов, деталей и узлов на плоскости или в пространстве с определением основных геометрических форм и размеров ИЭП. В зависимости от уровней модульности различают несколько уровней компоновки ИЭП: микросхем и компонентов на

плате, ячеек в блоке, блоков в шкафу и т. д. При компоновке должны быть учтены требования оптимальных функциональных связей между модулями, их устойчивость и стабильность, требования прочности и жесткости, помехозащищенности и нормального теплового режима, требования технологичности, эргономики, удобства эксплуатации и ремонта. Поэтому процесс компоновки ИЭП должен сопровождаться проведением соответствующих конструкторских расчетов.

Рассмотрим некоторые варианты компоновки блоков ИЭП. Выбор варианта конструкции осуществляется, исходя из технических требований, условий эксплуатации и производства. По условиям производства рекомендуется применять однотипные конструкции ячеек, элементы несущих конструкций, электрические межсоединения, элементы фиксации и крепления.

При *разъемной* компоновке блоков ИЭП ячейка снабжается, как правило, электрическим вилочным соединителем, при помощи которого осуществляются электрические связи ячейки с остальными узлами ИЭП. На рис. 3.13 приведены варианты компоновки блоков разъемной конструкции. Они отличаются ориентацией монтажной панели относительно лицевой панели 2 и расположением ячеек 5. Основным конструктивным элементом блока является каркас 1, на котором фиксируется монтажная панель 3 с установленными на ней гнездовыми соединителями 4.

Вертикально-поперечное расположение монтажной панели с вертикальной ориентацией ячеек (рис. 3.13, *а*) используют при значительной длине ячеек в однорамных стойках и в конструкциях многорамных стоек. Такая компоновка позволяет увеличить коэффициент заполнения объема ИЭП и имеет высокую плотность.

Вертикально-поперечное расположение монтажной панели с горизонтальной ориентацией ячеек (рис. 3.13, *з*) используют при значительных габаритах ячеек. В этом случае существенно ухудшается тепловой режим блока, поэтому, как правило, в блоке применяется принудительное воздушное охлаждение.

Вертикально-продольное расположение монтажной панели с вертикальной ориентацией ячеек (рис. 3.13, *в*) применяют в блоках, имеющих значительную глубину.

В транспортируемой аппаратуре широко используют *книжную* компоновку (рис. 3.14). Механическое объединение ячеек между собой и с несущей конструкцией обеспечивается шарнирными узлами 5, позволяющими поворачивать относительно оси раскрытия ячейки 1 подобно страницам книги. В рабочем состоянии

ячейки стягиваются в пакет стяжными винтами. Возможны вертикальная (рис. 3.14, а, в) и горизонтальная (рис. 3.14, б) ориентация ячеек в блоке.

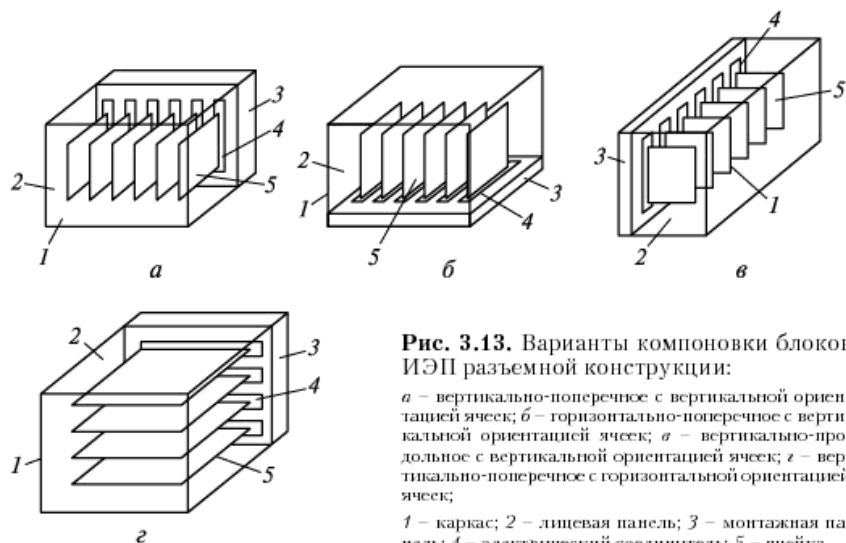


Рис. 3.13. Варианты компоновки блоков ИЭП разъемной конструкции:

а – вертикально-поперечное с вертикальной ориентацией ячеек; б – горизонтально-поперечное с вертикальной ориентацией ячеек; в – вертикально-продольное с вертикальной ориентацией ячеек; г – вертикально-поперечное с горизонтальной ориентацией ячеек;

1 – каркас; 2 – лицевая панель; 3 – монтажная панель; 4 – электрический соединитель; 5 – ячейка

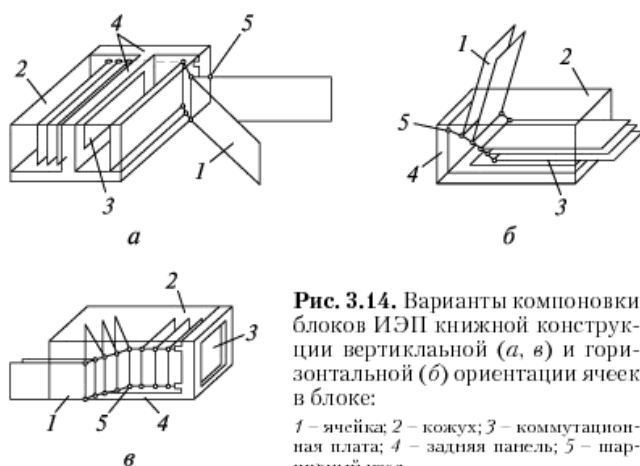


Рис. 3.14. Варианты компоновки блоков ИЭП книжной конструкции вертикальной (а, в) и горизонтальной (б) ориентации ячеек в блоке:

1 – ячейка; 2 – кожух; 3 – коммутационная плата; 4 – задняя панель; 5 – шарпирный узел

Блок книжной конструкции по направляющим устанавливается в стойку или монтажное устройство. Межсоединения выполняются объемными проводниками, печатными жгутами, фиксированным паяным соединением. Проводники и жгуты подпаиваются к ячей-

кам со стороны подвески к коммутационной плате 3, осуществляющей межсоединения ячеек 1 согласно электрической принципиальной схеме блока. На задней панели 4 устанавливается внешний соединитель.

Варианты компоновки блоков ИЭП кассетной конструкции приведены на рис. 3.15.

Ячейки 2 механически соединяются между собой и с несущей конструкцией блока 4 шарниром 5, позволяющим откидывать и контролировать любую ячейку. В режиме контроля предусматривается фиксация ячеек в откинутом состоянии. В рабочем состоянии ячейки объединяются в пакет и крепятся к несущей конструкции стяжными винтами. Межсоединения выполняются объемными проводниками, жгутами, фиксируемыми соединителями. При разработке электромонтажной схемы блока необходимо предусматривать подвижность монтажа искусственным увеличением его длины для обеспечения откинутого состояния ячеек. Возможны вертикальная (рис. 3.15, а, в) и горизонтальная (рис. 3.15, б) ориентация ячеек в блоке.

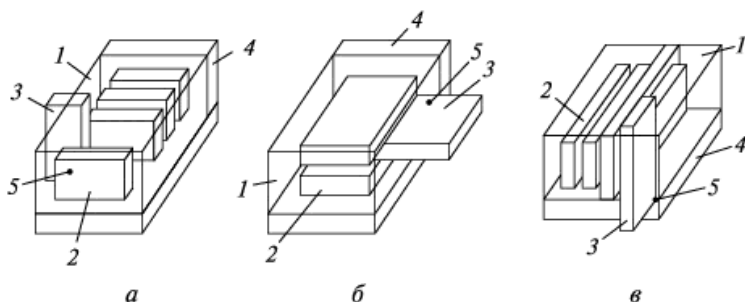


Рис. 3.15. Варианты компоновки блоков ИЭП кассетной конструкции вертикальной (а, в) и горизонтальной (б) ориентации ячеек в блоке:

1 – кожух; 2 – ячейка; 3 – откинутая ячейка; 4 – несущая конструкция; 5 – шарнир

Одной из главных задач, решаемых на этапе компоновки ИЭП, является выбор типа внутриблочного электрического монтажа, который определяется используемой компонентной базой, рабочим диапазоном радиочастот, условиями эксплуатации и вариантом конструкции модуля. В источниках электропитания используют два способа *электромонтажа*: *объемный* (жгуты, провода, кабели) и *плоский* (печатный монтаж).

Основными конструктивными элементами электромонтажа являются: провода, кабели и материалы для монтажа; элементы крепе-

ния проводов, жгутов и кабелей; соединительные элементы электрического монтажа; одно- и многослойный печатный монтаж; элементы экранирования и заземления; монтажные соединения приборов, блоков и модулей ИЭП.

Весь электромонтаж ИЭП можно разделить на три группы: печатный монтаж внутри модуля первого уровня (ячеек); электрическое соединение модулей первого уровня между собой; электрические соединения массива модулей первого уровня с элементами управления, индикации и коммутации, расположенными на каркасе или корпусе блока.

Электрические соединения внутри модуля первого уровня осуществляются, как правило, печатным монтажом (односторонние, двусторонние и многослойные печатные платы).

Электрическое соединение модулей первого уровня между собой зависит от варианта конструкции блока. Для блоков книжной и кассетной конструкций такое соединение осуществляется объемным гибким проводом либо плоским кабелем, в том числе печатным.

Для разъемного варианта конструкции большое распространение получило использование объединительной печатной платы, что позволяет существенно уменьшить габаритные размеры ИЭП, упростить сборку и повысить ремонтопригодность. Однако следует учесть, что многослойные печатные платы имеют сравнительно ненадежные контакты в межслойных соединениях, что снижает надежность и технологичность конструкции ИЭП. Предпочтительным является использование двусторонних печатных плат.

Для электрического соединения массива модулей первого уровня с элементами на корпусе блока используется объемный монтаж. На конструкцию объемного электромонтажа решающее влияние оказывает частотный диапазон работы ИЭП. В блоках, работающих на частотах до 9 МГц, монтаж выполняется объемным гибким проводом либо плоским кабелем в зависимости от силы тока, напряжения, частоты и условий эксплуатации. При проектировании проводного монтажа необходимо придерживаться следующих рекомендаций: минимальный внутренний радиус изгиба проводника должен быть не менее диаметра провода с изоляцией; провода питания переменного тока следует свивать для уменьшения возможных наводок; провода, подводящие сигналы или энергию к сменяемым элементам, должны иметь некоторый запас по длине, допускающий повторную заделку провода; провода не должны касаться острых металлических кромок; монтажные провода должны обеспечивать свободный доступ к элементам конструкции при изготовлении, осмотре, кон-

троле и ремонте; монтажные провода целесообразно свивать в жгут, при этом обеспечивается возможность расчленения монтажных операций на более простые и уменьшается стоимость монтажных работ.

В блоках, работающих на частотах 1...300 МГц, весьма ощутимым становится влияние паразитных емкости и индуктивности элементов монтажа. При этом отдельные участки электромонтажа становятся источниками или приемниками радиопомех. С целью устранения паразитных связей между отдельными узлами применяют электромагнитные экраны, а электромонтаж выполняют экранированным или коаксиальным кабелем. При этом объем электрического монтажа внутри блока увеличивается.

В зависимости от места размещения ИЭП на объекте и условий его эксплуатации на него будут воздействовать различные дестабилизирующие факторы. Нормальными климатическими условиями являются: температура $t = 25 \pm 10$ °С; влажность 45...80 %; атмосферное давление $H = (8,36...10,6) \cdot 10^4$ Па. Кроме климатических факторов на ИЭП воздействуют механические нагрузки, электромагнитные помехи и паразитные наводки. Конструкция ИЭП должна быть устойчива ко всем дестабилизирующим факторам.

На этапе компоновки конструкции ИЭП решаются следующие основные вопросы, связанные с защитой от дестабилизирующих факторов: герметизация корпуса ИЭП; обеспечение электромагнитной совместимости; обеспечение заданных температурных режимов; защита конструкции от механических воздействий.

3.5. Применение экранов в источниках электропитания

При рассмотрении проблемы обеспечения электромагнитной совместимости (§ 2.1) было отмечено, что эффективным методом борьбы с *внешними помехами* для источников электропитания является **экранирование**. Экранируя сам ИЭП, локализуют и те достаточно мощные *внутренние помехи*, которые он может генерировать вокруг себя, мешая нормальному функционированию окружающей ЭА. Внешние помехи возникают от грозовых разрядов, при работе радиопередающих устройств, щеточных двигателей, сварочных аппаратов и транспортных двигателей. Помехи от сети электроснабжения происходят из-за неустойчивости напряжения и частоты; появление импульсных помех обуславливается перегрузкой в сети и пусковыми токами при включении оборудования. Внутренние помехи появляются из-за наличия паразитных связей, не предусмотренных конструкцией, и помех рассогласования параметров линии передачи сигнала с входными-выходными цепями электронных схем.

При защите ИЭП от воздействия помех следует выполнить следующие действия: выделить источники и приемники помех, определить максимальное значение сигналов помех на входах схем; разместить компоненты схем, тщательно продумывая расположение монтажных проводов (уменьшить петли связи, увеличить зазоры между проводниками, уменьшить длину совместного прохождения проводников и т. д.); усложнить схему введением фильтров на линиях входа и выхода; устранить помехи по линиям электропитания с помощью радиочастотных фильтров; экранировать входные цепи чувствительных схем.

Исходными данными для расчета электромагнитной помехоустойчивости являются: конструкционные параметры модулей ИЭП; спектр частот помехи $[f_i]$ и соответствующие им напряженности электрического поля $E(f_i)$ или магнитной индукции $B(f_i)$; допустимые значения напряженности электрического поля $E_d(f_i)$ или магнитной индукции $B_d(f_i)$.

Наибольшее воздействие на работоспособность модулей ИЭП оказывает магнитная составляющая электромагнитного поля B . Из физики известно, что когда магнитное поле частотой f пересекает замкнутый контур площадью S , то в контуре возникает напряжение U :

$$|U| = 2\pi f S |B|. \quad (3.36)$$

Рассчитанное по выражению (3.36) 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 S , то необходим электромагнитный экран, эффективность которого

$$\mathcal{E}_H = 20 \lg (U/U_n). \quad (3.37)$$

Основное назначение экрана – ослабление электрического E и/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. 3.16 приведена классификация экранов по трем признакам: типу поля помехи, конструктивной форме, материалу и конструкции стенок экрана.



Рис. 3.16. Классификация экранов

Последовательность расчета электромагнитного экрана

1. Определяется 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; λ – 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. Выбирается конструктивная форма экрана в зависимости от экранируемого модуля или ИЭП в целом в виде параллелепипеда, цилиндра или сферы. 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 обобщенный параметр – эквивалентный радиус $R_{\text{э}}$.

Для экрана прямоугольной формы $R_{\text{э}} = \sqrt[3]{(3/4\pi)l_1l_2l_3}$, для цилиндрического экрана $R_{\text{э}} = \sqrt[3]{(3/16)D^2h}$, для сферического экрана $R_{\text{э}} = r_{\text{э}}$.

Низшая резонансная частота экрана может быть определена по приближенному выражению

$$f_{\text{рез}} \cong \frac{138}{R_{\text{э}}} \cdot 10^6. \quad (3.38)$$

Значение $f_{\text{рез}}$ не должно входить в спектр частот помехи.

3. Выбирается материал и конструкция стенок экрана. Материал стенок экрана оказывает наибольшее влияние на эффективность экранирования. Величиной, характеризующей экранирующее действие материала экрана, является глубина проникновения δ (на такой глубине напряженность электрического поля уменьшается в e раз):

$$\delta = 0,52(\pi f \mu_r \sigma)^{-0,5}, \quad (3.39)$$

где f – частота поля помехи, МГц; μ_r – относительная магнитная проницаемость; σ – удельная проводимость материала экрана.

Для немагнитных материалов $\mu_r = 1$, а для ферромагнитных μ_r зависит от частоты f . Для стали эта зависимость может быть учтена следующим образом:

$$\mu_r = 150 - 30f \quad \text{при } f < 4 \text{ МГц},$$

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. 3.7 приведены электрические параметры наиболее часто применяемых для экранирования материалов.

**Таблица 3.7. Электрические параметры материалов,
применяемых для экранирования**

Материал экрана	Удельная проводимость α См/м	Относительная магнитная проницаемость μ_r
Алюминий	$3,54 \cdot 10^{-7}$	1
Латунь	$1,25 \cdot 10^{-7}$	1
Медь	$5,8 \cdot 10^{-7}$	1
Серебро	$6,2 \cdot 10^{-7}$	1
Железо	$1,0 \cdot 10^{-7}$	1100...22000
Никель	$1,38 \cdot 10^{-7}$	12...80
Сталь	$6,6 \cdot 10^{-8}$	150
Пермаллой	$4,2 \cdot 10^{-8}$	80...8000

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, светопроницаемы 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. Рассчитывается эффективность экранирования выбранного экрана и (при необходимости) требуемая толщина экрана. Далее приводятся методики последовательности расчета экранов различного назначения.

Расчет магнитостатического экрана. На рис. 3.17 приведена схема прохождения магнитных силовых линий и концентрации (шунтирования) их в теле магнитостатического экрана на частотах 0...1000 Гц.

Для экрана цилиндрической формы (рис. 3.17, а) эффективность экранирования в случае $\mu_r > 1$ определяется выражением

$$\Xi_n^u = 20 \lg [1 + 0,25(1 - r_1^2 / r_2^2)(\mu_r + 1 / \mu_r - 2)]. \quad (3.40)$$

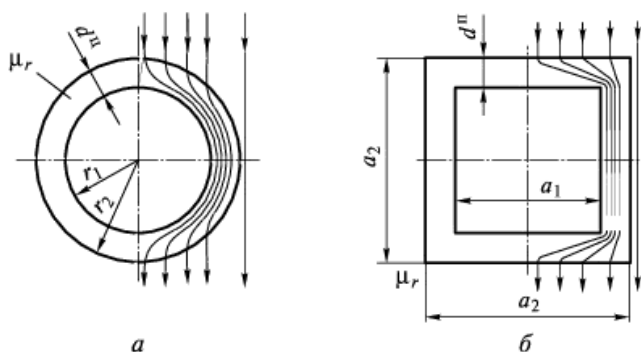


Рис. 3.17. Цилиндрическая (а) и прямоугольная (б) формы магнитостатических экранов и схема прохождения магнитных силовых линий через них

Следовательно, для заданных \mathfrak{A}_n^u , μ_r и r_2 толщина экрана

$$d^u = r_2 \left[1 - \sqrt{1 - 4(10^{\mathfrak{A}_n^u/20} - 1) / (\mu_r + 1/\mu_r - 2)} \right]. \quad (3.41)$$

Для экрана прямоугольной формы (рис. 3.17, б)

$$\mathfrak{A}_n^u = 20 \lg [1 + (1 - a_1^2/a_2^2)(\mu_r + 1/\mu_r - 2)], \quad (3.42)$$

тогда

$$d^u = 0,5 a_2 \left[1 - \sqrt{1 - (10^{\mathfrak{A}_n^u/20} - 1) / (\mu_r + 1/\mu_r - 2)} \right]. \quad (3.43)$$

Для сферического экрана

$$\mathfrak{A}_n^c = 20 \lg \left[1 + 0,22 \left(1 - \frac{(r_3 - d^c)^3}{r_3^3} \right) (\mu_r + 1/\mu_r - 2) \right], \quad (3.44)$$

тогда

$$d^c = r_3 \left[1 - \sqrt[3]{1 - 4,5(10^{\mathfrak{A}_n^c/20} - 1) / (\mu_r + 1/\mu_r - 2)} \right]. \quad (3.45)$$

В целом эффективность магнитостатических экранов шунтированием магнитного поля невелика. Так, экран, изготовленный из специального сплава «Армко», 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 выражению

$$\mathfrak{E}_э \approx 20 \lg [5r_э^3 / (a^2 a_1 - a a_1^2)], \quad (3.46)$$

где $r_э$ – радиус эквивалентного плоского экрана, $r_э \approx \sqrt{S_э/\pi}$; $S_э$ – 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

$$\mathfrak{E}_E = 20 \lg (60\pi d\sigma). \quad (3.47)$$

Таким образом, минимальная толщина экрана

$$d_{\min E} = 10^{\mathfrak{E}_E^*/20} / (60\pi\sigma),$$

где \mathfrak{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 $(5 \dots 6)\lambda$, а поперечные размеры экрана меньше длины волны помехи.

Эффективность экранирования сплошного электромагнитного экрана в дальней зоне излучения определяется по выражению

$$\mathfrak{E}_э = 20 \lg |\operatorname{ch}(kd)| + 20 \lg |1 + 0,5(z_э / z_э + z_э / z_э) \operatorname{th}(kd)|, \quad (3.48)$$

где d – толщина стенки экрана; $z_э$ – характеристическое сопротивление окружающего пространства (для плоской волны $z_э = 120\pi$ Ом); $z_э$ – характеристическое сопротивление металла, из которого сделан экран:

$$z_э = \sqrt{\pi f \mu_r \mu_0 / \sigma} \cdot e^{j\pi/4};$$

где k – коэффициент вихревых токов,

$$k = \sqrt{\pi f \mu_r \mu_0 \sigma} \cdot e^{j\pi/4}.$$

После выбора материала экрана можно построить график зависимости $\mathfrak{E}_э(d)$ 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}_3 цилиндрического электромагнитного экрана в ближней зоне излучения рассчитывается по выражению (3.48), причем z_B для экранирования электрической составляющей поля определяется зависимостью

$$z_B = z_{BE}^n = -j(2\pi f \epsilon_r \epsilon_0 r_3^n)^{-1}, \quad (3.49)$$

а для экранирования магнитной составляющей

$$z_B = z_{BH}^n = j2\pi f \mu_r \mu_0 r_3^n. \quad (3.50)$$

Здесь r_3^n – радиус цилиндрического экрана.

Для сферического экрана

$$\left. \begin{aligned} z_{BE}^c &= -j18 \cdot 10^9 / (fr_3^c \sqrt{2}); \\ z_{BH}^c &= j79 \cdot 10^{-7} fr_3^c / \sqrt{2}, \end{aligned} \right\} \quad (3.51)$$

где r_3^c – радиус сферического экрана.

Для прямоугольного экрана-коробки

$$\left. \begin{aligned} z_{BE}^n &= -j36 \cdot 10^9 / fr_3^n; \\ z_{BH}^n &= j158 \cdot 10^{-7} fr_3^n, \end{aligned} \right\} \quad (3.52)$$

где r_3^n – половина расстояния между стенками экрана, обращенными к источнику поля помехи.

Остальные величины, входящие в (3.48), 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

$$|z_{BE} / z_3| \gg |z_3 / z_{BE}|$$

эффективность экранирования

$$\mathcal{E}_{3E} = 20 \lg |1 + 0,5 z_{BE} d \sigma|. \quad (3.53)$$

При экранировании магнитного поля в ближней зоне в низкочастотном диапазоне экран из магнитных материалов имеет следующую эффективность экранирования:

$$\mathcal{E}_{3H} = 20 \lg |1 + \mu_r d / (2r_3)|, \quad (3.54)$$

а из немагнитных материалов

$$\Theta_{\text{эH}} = 20 \lg |1 + k^2 r_3 d / 2|. \quad (3.55)$$

Расчет перфорированных и сеточных экранов. Для перфорированных экранов эффективность экранирования

$$\Theta_{\text{эE(H)}} = 20 \lg \left[\sqrt{\sigma \delta z_{\text{вE(H)}}} \sqrt[3]{\frac{\lambda}{r_3}} \left(\frac{a-D}{a} \right)^2 \left(1 - \frac{\pi m}{\lambda} \right)^6 e^{\frac{2\pi d}{m}} \right], \quad (3.56)$$

где a – расстояние между центрами отверстий; D – диаметр отверстий; m – наибольший размер отверстия в экране.

Выражение (3.56) применимо для диапазона длин волн, в котором выполняется условие $\lambda > m\pi$. При $\lambda \approx m\pi$ эффективность экранирования становится незначительной.

Для экранов, изготовленных из сеточных материалов, за толщину экрана принимают эквивалентную толщину сетки

$$d_c = \pi r_{\Pi}^2 / S_c.$$

Выражение для расчета эффективности таких экранов принимает вид

$$\Theta_{\text{эE(H)}} = 20 \lg \left[\sqrt{d_c \sigma z_{\text{вE(H)}}} \sqrt[3]{\frac{\lambda}{r_3}} \left(1 - \frac{\pi m}{\lambda} \right)^6 e^{\frac{2\pi r_{\Pi}}{S_c - 2r_{\Pi}}} \right], \quad (3.57)$$

где r_{Π} 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

$$\Theta_{\text{эE(H)}} = 20 \lg \left[1,25\pi \sqrt{d \sigma z_{\text{вE(H)}}} \sqrt[3]{\frac{\lambda}{r_3}} \left(1 - \frac{\pi m}{\lambda} \right)^6 \right], \quad (3.58)$$

где d – толщина слоя металла.

Если рассчитанная эффективность экранирования больше требуемой, то на этом расчет заканчивают. В противном случае необходимо изменить конструкционные параметры, толщину, размер отверстий и т. п.

Конструктивная форма экрана зависит от экранируемого изделия и обычно выполняется в виде параллелепипеда, цилиндра или сферы.

Если рассчитанная эффективность экранирования больше требуемой, то на этом расчет заканчивают. В противном случае необходимо изменить конструкционные параметры, толщину, размер отверстий и т. п.

Конструктивная форма экрана зависит от экранируемого изделия и обычно выполняется в виде параллелепипеда, цилиндра или сферы.

Эффективность экранирования электромагнитного поля прямоугольным, цилиндрическим и сферическим экранами выражается примерно следующим соотношением:

$$\mathcal{E}_{\text{э}}^{\text{п}} = \mathcal{E}_{\text{э}}^{\text{ц}} + 6,0 \text{ дБ} = \mathcal{E}_{\text{э}}^{\text{с}} + 9,6 \text{ дБ}.$$

По эффективности экранирования указанные три разновидности экранов можно расположить в такой последовательности: прямоугольный, цилиндрический и сферический. Последнее соотношение справедливо для экранов, изготовленных из одинакового металла и с равными толщинами стенок, причем расстояние между параллельными пластинами прямоугольного экрана равно диаметру сферического или цилиндрического. Преимущество цилиндрического экрана по сравнению со сферическим и, в свою очередь, прямоугольного по сравнению с остальными конструкциями обусловлено тем, что плоская волна имеет лучшее соотношение волновых сопротивлений пространства и экрана, и поэтому происходит большее отражение волны.

Конструктивная форма экрана сравнительно мало влияет на его экранирующие характеристики. Решающее значение имеют: материал, из которого изготовлен экран; толщина стенки; размеры экрана. Незначительное влияние формы экрана является весьма ценным обстоятельством, так как позволяет при расчете, конструировании и определении эффективности экранов применять расчетные формулы экранирования прямоугольного, цилиндрического и сферического экранов к экранам, близким им по конструкции. Так, если имеется экран с прямоугольным сечением и его стороны примерно равны, то при расчетах его можно заменить цилиндрическим экраном. Экраны различной конфигурации, имеющие по трем координатам почти одинаковую протяженность, можно для расчета заменять эквивалентным сферическим экраном.

Для магнитных экранов между эффективностью затухания прямоугольного, цилиндрического и сферического экранов имеется следующая закономерность:

$$\mathcal{E}_{\text{э}}^{\text{с}} = \mathcal{E}_{\text{э}}^{\text{ц}} + 6,0 \text{ дБ} = \mathcal{E}_{\text{э}}^{\text{п}} + 9,6 \text{ дБ},$$

т. е. по экранирующему эффекту на первом месте находится сфера, затем цилиндр и наконец прямоугольный экран. Это положение имеет следующее физическое объяснение. Магнитостатические экраны действуют по принципу замыкания магнитного потока в магнитной массе экрана. Чем меньше сопротивление экрана этому потоку, тем больше экранирующий эффект. Конструкция экрана в виде шара или цилиндра более полно отвечает этому требованию по сравнению с прямоугольным экраном.

В конструкциях экранов часто необходимо предусматривать отверстия, например, для доступа к регулируемым компонентам экранируемых устройств, для введения проводов, для обеспечения теплового режима и т. д. Во всех экранах отверстия должны быть расположены так, чтобы они не препятствовали протеканию вихревых токов в толще экрана. На рис. 3.18 показано правильное и неправильное расположение отверстий в цилиндрическом экране.

Как правило, необходимо избегать большого числа отверстий и больших их размеров. В магнитостатических экранах швы и разрезы не должны идти поперек ожидаемого направления магнитных силовых линий.

Для всех видов электростатических экранов очень важным является наличие хорошего заземления, характеризующегося малым сопротивлением заземляющего провода. Провод должен быть как можно более коротким и толстым. При экранировании электрических полей высокой частоты и наличии больших экранов целесообразно заземлять экран в нескольких точках.

Возможно значительное искажение структуры поля переотраженных волн вследствие технологических погрешностей изготовления внутренней полости экрана, а также присутствия под экраном сложной конфигурации экранируемых узлов. Для учета резонансных частот при размещении под экраном аппаратуры используют формулу

$$\lambda_{\text{рез}} \approx \sqrt[3]{V_{\text{э}} - V_{\text{у}}},$$

где $V_{\text{э}}$ – объем экрана, $V_{\text{у}}$ – объем экранируемого устройства.

Изменяя внутренние размеры устройства, можно менять и его резонансные частоты, поэтому при конструировании экранов с учетом возможных резонансов в их

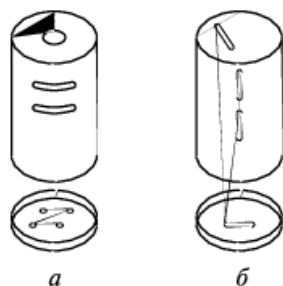


Рис. 3.18. Расположение отверстий в экранах:
а – правильное, б – неправильное

внутренней полости необходимо выбирать внутренние размеры полости так, чтобы длина волны поля помехи не попадала в спектр собственных длин волн экрана – была бы больше наибольшей длины волны резонанса внутренней полости экрана, или подбирать внутренние размеры экрана экспериментальным путем, варьируя их в небольших пределах относительно первоначального выбранного значения для полного устранения резонансов. Другая возможность изменить резонансные частоты экрана состоит в подборе конфигурации его внутренней полости. Определенный положительный эффект дает также применение рифленого материала для стенок и нанесение поглотителя на внутреннюю поверхность металлического экрана, что уменьшает коэффициент отражения от стенок экрана.

Эффективность экранирования зависит от фильтрации электрических сетей управления, сигнализации, связи и электропитания, проходящих через экран, вводимых в экран и выходящих из него.

Фильтры электрических цепей, входящих в экранируемый ИЭП или проходящих через него, размещают как внутри, так и вне экранов. Фильтры не перестраивают и не переключают.

К фильтрам предъявляют следующие требования:

- малые потери в полосе прозрачности и достаточно высокое затухание по всей полосе задерживания, занимающей очень широкий интервал радиочастотного диапазона;
- способность эффективно работать при сильных проходящих токах, высоких напряжениях, высоких уровнях мощности;
- сохранение основных технических характеристик в полосах пропускания и задерживания при механических и климатических нагрузках.

3.6. Защита источников электропитания от механических воздействий

В процессе эксплуатации ИЭП подвергается воздействию внешних механических нагрузок: вибрации, ударов, линейного ускорения и акустического шума. По степени защищенности ИЭП от этих воздействий различают два понятия: *устойчивость* конструкции ИЭП и ее *прочность*. *Устойчивость* – свойство конструкции при заданном воздействии выполнять заданные функции и сохранять значения параметров в пределах нормы. *Прочность* – свойство конструкции выполнять заданные функции после прекращения механических воздействий.

При воздействии механических нагрузок на ИЭП происходит деформация и перемещение элементов конструкции, поэтому необходимо при разработке конструкции обеспечить вибро- и ударопрочность. При этом следует применять следующие критерии прочности:

1. Условия непересечения множества частот спектра действующих нагрузок $\{\omega\}$ и множества частот собственных колебаний конструкции ИЭП и ее элементов $\{\omega_{0j}\}$, т.е. $\{\omega_{0j}\} \cap \{\omega_{0j}\} = \emptyset$

Однако это условие еще не определяет прочность конструкции, так как, с одной стороны, при его невыполнении уровни виброускорений и виброперемещений могут быть еще недостаточными для возникновения отказа, а с другой стороны, при непересечении частот возникающие в системе нагрузки могут превышать допустимые значения.

2. Условие непревышения действующих на конструктивные элементы перегрузок допустимых уровней. Последние определяются типом компонентов, используемыми материалами, конструктивным исполнением компонентов и т. д.

3. Условие непревышения возникающих в системе перемещений допустимых уровней, которые, в свою очередь, определяются конструкцией ИЭП, имеющимися зазорами в системе, например расстоянием между соседними ячейками.

Очевидно, что в случае невыполнения приведенных условий необходимо видоизменять конструкцию ИЭП, искать способ защиты его от механических нагрузок. При этом делать элементы конструкции настолько прочными, чтобы они выдерживали максимальные динамические перегрузки, нецелесообразно, так как это приводит к значительному увеличению массы. В свою очередь увеличение массы приводит к снижению частоты собственных колебаний элемента f_0 , а вследствие этого и к неизбежному возрастанию динамических перегрузок.

При анализе механических воздействий на конструкцию ИЭП последняя представляется в виде моделей, приведенных на рис. 3.19.

Для обеспечения работоспособности ИЭП и их модулей в условиях механических воздействий необходимо выполнить расчет действующих на элементы конструкции ИЭП перегрузок от вибраций и ударов, а также возникающих максимальных ускорений и перемещений.

Периодическая вибрация характеризуется спектром, т. е. суммой гармонических составляющих.

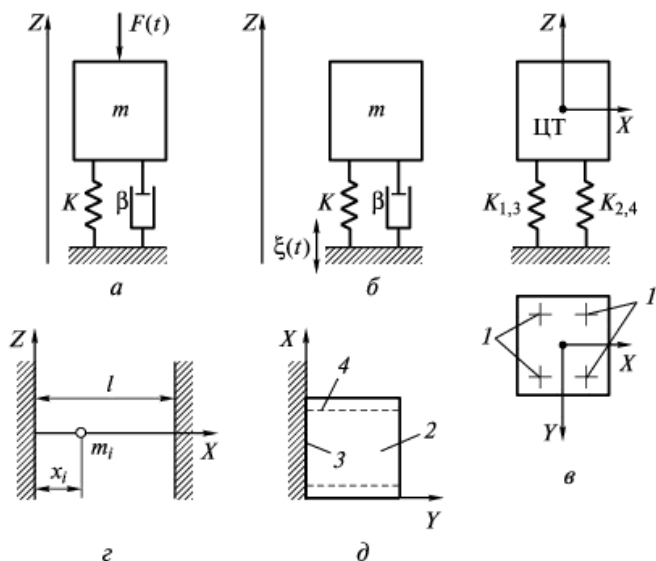


Рис. 3.19. Модели ИЭП при анализе механических воздействий:

a – механической системы с одной степенью свободы при силовом возбуждении; *б* – механической системы с одной степенью свободы при кинематическом возбуждении; *в* – системы на амортизаторах; *г* – балки; *д* – пластины; *е* – пластины; 1 – амортизатор; 2 – свободный край; 3 – защемленный край; 4 – открытый край

Коэффициент виброперегрузки $n_{\text{вп}}$, амплитуды виброускорения a_{0i} и виброперемещения ξ_{0i} связаны между собой соотношением

$$n_{\text{вп}} = a_{0i} / g = (4\pi^2 f_i^2 \xi_{0i}) / g. \quad (3.59)$$

Расчет на действие вибраций.

1. Определяем частоту собственных колебаний отдельных конструктивных элементов ИЭП и их модулей.

Частоту собственных колебаний равномерно нагруженной пластины (платы), закрепленной по контуру, вычисляем по выражению

$$f_0 = \frac{\alpha}{2\pi a^2} \sqrt{\frac{D}{\rho h}}, \quad (3.60)$$

где a и b – длина и ширина пластины; D – цилиндрическая жесткость пластины;

$$D = \frac{Eh^3}{12(1-\nu^2)},$$

E – модуль упругости; h – толщина пластины; ν – коэффициент Пуассона; ρ – плотность материала; α – коэффициент, зависящий от способа закрепления сторон пластины.

Значение α определяется из решения дифференциальных уравнений колебаний прямоугольных пластин при заданных краевых условиях. Приближенные решения таких уравнений можно найти по методу Рэлея – Риза, которые приводятся в литературе^{*}.

Если прогиб и угол поворота на краю пластины равны нулю, то этот край считают жестко заземленным. Если прогиб и изгибающий момент равны нулю, то этот край считают опертым, а если изгибающий момент и перерезывающая сила равны нулю, то этот край считают свободным.

Для пластины, закрепленной в четырех точках, собственные частоты определяются по формуле

$$f_0 = \frac{\pi}{2} \frac{(1+k^2)}{b^2} (n^2 k^2 + m^2) \sqrt{\frac{D}{\rho h}}, \quad (3.61)$$

где n и m – число полуволн, укладывающихся на каждой из сторон пластины; $k = \frac{b}{a}$ – отношение длин меньшей стороны пластины к большей.

Частоту собственных колебаний балочных конструкций определяют по выражению

$$f_0 = \frac{\Phi}{l^2} \sqrt{\frac{EJ}{m'}}. \quad (3.62)$$

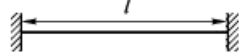



Здесь l – длина пролета балки; Φ – коэффициент, зависящий от способа закрепления (его значения в зависимости от способа закрепления концов балки приведены в табл. 3.8.); J – момент инерции; m' – приведенная погонная масса,

$$m' = m'_0 + \frac{1}{l} \sum_{i=1}^n K_i m_i,$$

где 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.

^{*} Карпушин В.Б. Виброшумы радиоаппаратуры. – М.: Сов. радио, 1977.

Таблица 3.8. Значения коэффициента ϕ , в зависимости от способа закрепления краев балки

Эскиз закрепления	ϕ
	3,56
	2,45
	1,57
	0,56

Значения коэффициента K_i в зависимости от относительной абсциссы сосредоточенной массы $a_i = x_i / l$ (рис. 3.19, z) и вида закрепления приведены на рис. 3.20.

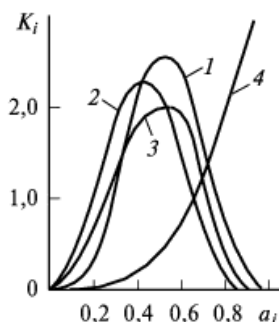


Рис. 3.20. Графики зависимости коэффициентов приведения сосредоточенной массы к распределенной:

1 – оба конца балки зашлемлены; 2 – один конец балки зашлемлен, другой – оперт; 3 – оба конца балки оперты; 4 – один конец балки зашлемлен, другой – свободен

В табл. 3.9 приведены характеристики некоторых материалов, применяемых в конструкциях ИЭП.

Таблица 3.9. Характеристики материалов, применяемых в конструкциях ИЭП

Материал	$E \cdot 10^{-10}, \text{Н/м}^2$	ν	$\rho \cdot 10^{-3}, \text{кг/м}^3$	$\Lambda \cdot 10^2$
СТЭФ толщиной 1,33 мм	3,2	0,279	2,47	2...10
МТЭ толщиной 1,22 мм	3,5	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	–

2. Определяем коэффициент динамичности системы. Для механической системы с одной степенью свободы коэффициенты динамичности рассчитываются по следующим выражениям:

для силового возбуждения (рис. 3.19, а)

$$K_{\text{дин}} = \chi = \frac{S_{\text{в}}}{L_{\text{ст}}} = \frac{1}{\sqrt{(1-\eta^2)^2 + \epsilon^2 \eta^2}}; \quad (3.63)$$

для кинематического возбуждения (рис. 3.19, б)

$$K_{\text{дин}} = \mu = \frac{S_{\text{в}}}{\xi_0} = \frac{\sqrt{1 + \epsilon^2 \eta^2}}{\sqrt{(1-\eta^2)^2 + \epsilon^2 \eta^2}}, \quad (3.64)$$

где $S_{\text{в}}$ – амплитуда вынужденных колебаний; $L_{\text{ст}}$ – статическое смещение системы под действием силы F_0 , $L_{\text{ст}} = F_0 / K$; F_0 – амплитуда возбуждающей силы $F(t)$; K – жесткость системы; ξ_0 – амплитуда вибро смещения основания; $\eta = f / f_0$ – коэффициент расстройки; f – частота возбуждения; f_0 – частота собственных колебаний системы; ϵ – показатель затухания.

Показатель затухания ϵ , коэффициент затухания δ , декремент затухания Λ и коэффициент вязкого трения β связаны между собой следующими соотношениями:

$$\epsilon = \Lambda / \pi, \quad \Lambda = \pi \beta / \sqrt{km}, \quad \delta = \beta / 2m.$$

Значения декремента затухания для некоторых материалов приведены в табл. 3.9. Коэффициент динамичности рассчитывается во всем диапазоне частот вибрации и может быть представлен либо в виде таблицы, либо в виде графика (рис. 3.21).

Рассмотрим кинематическое возбуждение пластины за счет гармонического колебания ее закрепленных краев с амплитудой виброперемещения S_0 . Коэффициент передачи по ускорению является функцией координат и может быть определен по выражению

$$\gamma(x, y) = \frac{a_{\text{в}}(x, y)}{a_0} = 1 + \sum_{i, f=1}^{\infty} \frac{K_{if}(x, y) \eta_{if}^2}{1 - \eta_{if}^2 + j \epsilon_{if} \eta_{if}}, \quad (3.65)$$

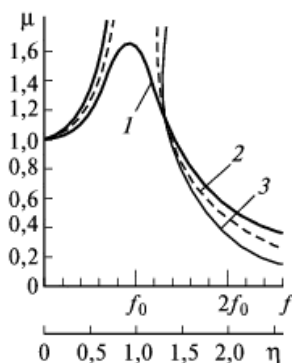


Рис. 3.21. Зависимость коэффициента динамичности по кинематическому возбуждению от частоты возбуждения:

1 – $\epsilon = 0,8$; 2 – $\epsilon = 0,1$; 3 – $\epsilon = 0$

где $a_B(x, y)$ – амплитуда виброускорения точки пластины с координатами x, y ; $a_0 = \omega^2 S_0$ – амплитуда виброускорения краев пластины; η_f – коэффициент расстройки относительно частоты собственных колебаний if -й пространственной формы; ϵ_{if} – показатель затухания if -й формы колебаний; $K_{if}(x, y)$ – коэффициент формы колебаний.

Поскольку коэффициент расстройки высших тонов колебаний для реальных конструкций плат в ИЭП значительно меньше единицы, то можно ограничиться лишь основным тоном колебаний. В этом случае выражение (3.65) упрощается:

$$\gamma(x, y) = |\gamma(x, y)| = \frac{\sqrt{(1 + [K_1(x)K_1(y) - 1]\eta_{11}^2)^2 + \epsilon_{11}^2 \eta_{11}^2}}{\sqrt{(1 - \eta_{11}^2)^2 + \epsilon_{11}^2 \eta_{11}^2}}. \quad (3.66)$$

Значения коэффициента формы колебаний $K_1(\xi)$ для различных условий закрепления краев пластины приведены на рис. 3.22.

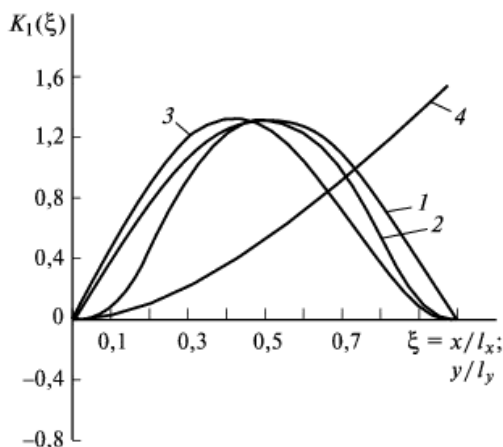


Рис. 3.22. Зависимости коэффициента формы колебаний от относительной координаты:

1 – оба края оперты; 2 – оба края защемлены; 3 – левый край оперт, правый защемлен; 4 – левый край защемлен, правый свободен

3. Определяем виброускорение и виброперемещение модулей и элементов конструкций ИЭП.

Для механической системы с одной степенью свободы амплитуды ускорения a_v и виброперемещения S_v рассчитывают по следующим выражениям:

для силового возбуждения

$$\begin{aligned} a_v(f) &= n_v(f) \chi(f) g, \\ S_v(f) &= (n_v(f) \chi(f) g) / (4\pi^2 f_0^2); \end{aligned} \quad (3.67)$$

для кинематического возбуждения

$$\begin{aligned} a_v(f) &= 4\pi^2 f^2 \xi_0(f) \mu(f) = a_0(f) \mu(f), \\ S_v(f) &= \xi_0(f) \mu(f), \end{aligned} \quad (3.68)$$

где $\xi_0(f) = a_0(f) / (4\pi^2 f^2)$ – амплитуда виброперемещения основания.

Для пластины (платы):

для силового возбуждения

$$a_v(x, y, f) = \frac{n_v(f) K_1(x) K_1(y) g}{\sqrt{(1-\eta^2)^2 + \epsilon^2 \eta^2}}, \quad (3.69)$$

$$S_v(x, y, f) = \frac{n_v(f) K_1(x) K_1(y) g}{4\pi^2 f_0^2 \sqrt{(1-\eta^2)^2 + \epsilon^2 \eta^2}};$$

для кинематического возбуждения

$$\begin{aligned} a_v(x, y, f) &= 4\pi^2 f^2 \xi_0(f) \gamma(x, y, f) = a_0(f) \gamma(x, y, f), \\ S_v(f) &= \xi_0(f) \gamma(x, y, f). \end{aligned} \quad (3.70)$$

Результаты расчета удобно представлять либо в виде таблицы, либо в виде графика. Для пластины необходимо рассчитать максимальное по поверхности виброускорение.

4. Определяем максимальный прогиб пластины относительно ее краев:

для силового возбуждения

$$\delta_v = S_v(x, y, f)_{\max};$$

для кинематического возбуждения

$$\delta_v = |S_v(x, y, f) - \xi_0(f)|_{\max}.$$

5. Проверяем выполнение условия вибропрочности. Оценка вибропрочности выполняется по следующим критериям:

- для микросхем, транзисторов и других компонентов амплитуда виброускорения должна быть меньше допустимых ускорений $a_{\text{доп}}$, т. е. $a_{\text{в max}} < a_{\text{доп}}$; 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 δ_1 , вычисляемого по выражению

$$\delta_1 = \delta_{\text{доп}} l^2,$$

где $\delta_{\text{доп}}$ – допустимый размер стрелы прогиба на длине 1 м (для фольгированных стеклотекстолита и гетинакса определяется из табл. 3.10), т. е. $\delta_{\text{в}} < \delta_{\text{доп}} l^2$;

- для печатных плат с компонентами должно выполняться условие $\delta_{\text{в}} < 0,003b$, где b – размер стороны печатной платы, параллельно которой установлены компоненты.

Таблица 3.10. Допустимые стрелы прогиба фольгированных материалов

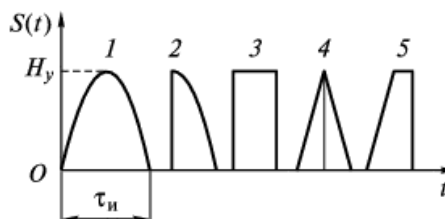
Нормальная толщина листа	Допустимая стрела прогиба, мм			
	Одностороннее фольгирование		Двустороннее фольгирование	
	Гетинакс	Стеклотекстолит	Гетинакс	Стеклотекстолит
0,8	109	109	55	22
1,0	109	109	55	22
1,5	55	30	27	11
2,0	40	25	20	11
2,5	30	15	15	11
3,0	30	15	15	11

В том случае, когда условия вибропрочности не выполняются, необходимо изменить конструкцию ИЭП, увеличив жесткость несущих элементов. Радикальным решением вопроса обеспечения вибропрочности является применение амортизаторов.

Расчет на действие удара. Ударные воздействия характеризуются формой и параметрами ударного импульса (рис. 3.23). При этом следует иметь в виду, что максимальное воздействие на конструкцию ИЭП оказывает импульс прямоугольной формы.

Рис. 3.23. Формы ударных импульсов:

1 – полусинусоидальная; 2 – четвергисинусоидальная; 3 – прямоугольная; 4 – треугольная; 5 – трапециевидная



Расчет конструкции ИЭП на воздействие ударных нагрузок выполняется в следующем порядке.

1. Определяется условная частота ударного импульса $\omega = \pi/\tau$, где τ – длительность ударного импульса.

2. Определяется коэффициент передачи при ударе:
для прямоугольного импульса

$$K_y = 2 \sin \frac{\pi}{2v}; \quad (3.71a)$$

для полусинусоидального импульса

$$K_y = \frac{2v}{v^2 - 1} \cos \frac{\pi}{2v}; \quad (3.71б)$$

где v – коэффициент расстройки; $v = \omega/2\pi f_0$; f_0 – частота собственных колебаний конструкции с учетом амортизации.

3. Рассчитывается ударное ускорение

$$a_y = H_y K_y,$$

где H_y – амплитуда ускорения ударного импульса.

4. Определяется максимальное относительное перемещение:
для прямоугольного импульса

$$L_{\max} = \frac{2H_y}{4\pi^2 f_0^2} \sin \frac{\pi}{2v}; \quad (3.72a)$$

для полусинусоидального импульса

$$L_{\max} = \frac{2H_y v}{4\pi^2 f_0^2 (v^2 - 1)} \cos \frac{\pi}{2v}. \quad (3.72б)$$

5. Проверяется выполнение условий ударопрочности по следующим критериям:

для элементов ударное ускорение должно быть меньше допустимого, т. е. $a_y < a_{y, \text{доп}}$, где $a_{y, \text{доп}}$ определяется из анализа компонентной базы;

для конструктивных элементов типа пластин (плат) должно выполняться условие $L_{\text{max}} < \delta_{\text{доп}} l^2$, где $\delta_{\text{доп}}$ определяется по табл. 3.10;

для печатных плат с компонентами $L_{\text{max}} < 0,003b$, где b – размер стороны печатной платы, параллельно которой установлены компоненты;

для амортизированных систем $L_{\text{max}} < L_{\text{св}}$, где $L_{\text{св}}$ – свободный ход амортизатора.

6. Частным случаем ударного воздействия является удар при падении ИЭП. Действующая при этом перегрузка находится следующим образом:

определяется относительная скорость соударения $v_0 = v_y + v_{\text{от}}$, где $v_y = \sqrt{2gH}$ – скорость ИЭП в момент соударения; H – высота падения ИЭП; $v_{\text{от}} = v_y K_v$ – скорость отскока; K_v – коэффициент восстановления скорости, который выбирается из табл. 3.11;

вычисляется действующее на ИЭП ускорение $a_{\text{п}} = v_0 2\pi f_0$.

Таблица 3.11. Значения коэффициента восстановления скорости в зависимости от материала соударяющихся тел

Материалы соударяющихся тел	K_v
Сталь – сталь	0,94
Сталь – бетон	0,90
Сталь – сухая земля	0,68
Сталь – пенопласт	0,55

Увеличение вибропрочности и виброустойчивости конструкции ИЭП. Как следует из анализа зависимости коэффициента динамичности системы μ от расстройки η все способы увеличения вибропрочности и виброустойчивости конструкции ИЭП можно разделить на три группы.

1. Смещение спектра частот собственных колебаний в более высокочастотную область, что приводит к достижению значения коэффициента динамичности при заданной вибрации близкого к единице ($\mu \approx 1$).

2. Повышение демпфирующих свойств конструкции (показателя затухания ϵ), т. е. увеличение рассеяния энергии вследствие трения в элементах конструкции и внутреннего трения в материалах. При этом μ также стремится к 1.

Очевидно, что оба способа могут быть эффективными только при условии, что возмущающие вибрационные и ударные перегрузки не превышают допустимых для элементов конструкции.

3. Смещение частоты собственных колебаний конструкции в область ниже частоты вынужденных колебаний с помощью виброизоляции. Виброизоляция осуществляется с помощью амортизаторов, а также за счет применения упругих прокладок. В этом случае коэффициент динамичности может быть меньше единицы ($\mu < 1$).

Рассмотрим эти способы подробнее.

1. Как следует из соотношения $f_0 \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}}$, увеличить значение частоты собственных колебаний f_0 можно, уменьшив массу ИЭП m или увеличив жесткость конструкции k . Масса ИЭП определяется главным образом компонентной базой, которая определяет габариты несущих конструкций. Поэтому существенное снижение массы, которое соответствует к тому же требованию микроминиатюризации, осуществить достаточно сложно.

Наиболее распространены методы повышения жесткости конструкции за счет изменения способов крепления, размеров и толщины плат ячеек, а также применения ребер жесткости. Влияние способов крепления, размеров и толщины платы на частоту собственных колебаний определяется по рассмотренным ранее выражениям.

Следует учитывать, что действующие на ИЭП механические нагрузки могут иметь различные значения по разным направлениям в пространстве. Поэтому элементы конструкции должны быть расположены так, чтобы в направлении максимальных действующих нагрузок жесткость элемента была максимальна.

Например, вертикальное размещение ячеек в блоке является предпочтительным для условий кинематического возмущения.

2. Улучшение демпфирующих свойств конструкции достигается включением в конструкции плат специальных демпфирующих покрытий из вибропоглощающих материалов, внутреннее трение которых в десятки и сотни раз больше, чем у стеклотекстолита. При этом резонансные колебания могут быть снижены в широком диапазоне частот при незначительном увеличении массы и габаритов конструкции.

Различают два типа конструкции плат с демпфирующими слоями:

- с внешним демпфирующим слоем (рис. 3.24, *а*);
- с внутренним демпфирующим слоем (рис. 3.24, *б*).

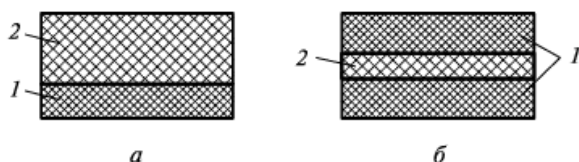


Рис. 3.24. Конструкции плат с внешним (*а*) и внутренним (*б*) демпфирующим слоем:
1 – несущий слой; 2 – демпфирующий слой

В конструкциях с внешним слоем основным типом деформации является растяжение–сжатие, а в конструкциях с внутренним слоем – сдвиг. Применение демпфирующего слоя в несколько десятых долей миллиметра в конструкциях с внутренним слоем позволяет уменьшить амплитуду резонансных колебаний в несколько раз. В конструкциях с внешним слоем такой же эффект наблюдается, когда толщина демпфирующего слоя в 5–10 раз превышает толщину несущего слоя. Основные параметры вибропоглощающих материалов представлены в табл. 3.12.

Таблица 3.12. Параметры вибропоглощающих материалов

Материал	Плотность, кг/м ³	Модуль упругости, $E \cdot 10^{-7}$, Па	Коэффициент механических потерь η
Листовой:			
анат	1400	140	0,48
ВМЛ-25	1570	500	0,40
Мастика:			
адем-НШ	1150	540	0,25
антивибрит-5М	1600	240	0,25
антивибрит-7М	1600	200	0,30
Композиционный материал полиакрил-ВС, полимерная прослойка	1200	6	0,65
Металлополимерный листовой материал випонит, полимерная прослойка	1200	12	1,25

3. Основным способом виброизоляции ИЭП является установка их на амортизаторы. Различают амортизаторы низко-, средне- и высоко-

кочастотные. Низкочастотные амортизаторы виброизолируют частоты в диапазоне 5...600 Гц, среднечастотные – в диапазоне 15...600 Гц и высокочастотные – в диапазоне 35...2000 Гц.

При компоновке аппаратуры выбираются типы амортизаторов и их размещение. Механическая система амортизации имеет в общем случае шесть частот собственных колебаний. При значительном интервале между максимальной и минимальной из шести частот собственных колебаний системы трудно избежать совпадения одной из них с частотой вынуждающих колебаний. Поэтому при выборе схемы амортизации предусматривают меры по сужению спектра собственных частот и исключению связанных колебаний. На рис. 3.25 приведены различные схемы расположения амортизаторов с указанием центра жесткости системы (ЦЖ). При выборе схемы амортизации следует учитывать необходимость совмещения центра тяжести с центром жесткости на одной вертикали; равное нагружение каждого амортизатора; симметричное крепление амортизаторов относительно координатных плоскостей; установку на амортизаторы ограничителей, препятствующих разрушению упругих элементов.

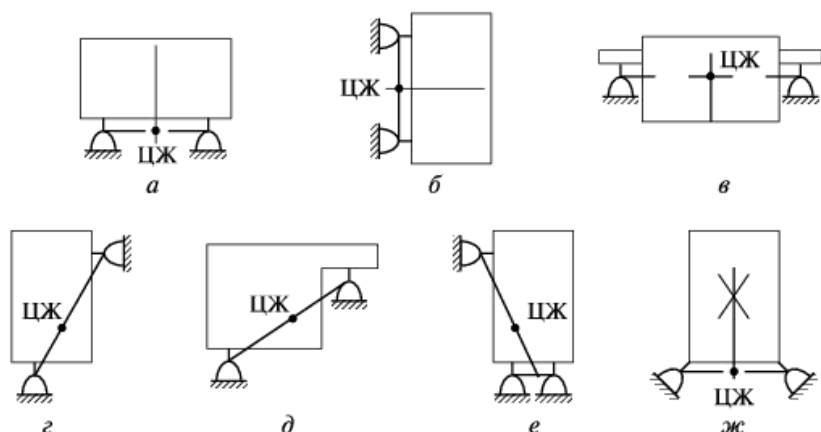


Рис. 3.25. Примеры схем расположения амортизаторов (а – ж):

ЦЖ – центр жесткости

После выбора схемы амортизации выполняют статический и динамический расчеты и окончательно выбирают типоразмеры амортизаторов.

Частоты собственных колебаний ИЭП на амортизаторах определяются по следующим выражениям:

в условиях полной симметрии системы амортизации (рис. 3.26, а)

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi} \left(\sum_{i=1}^N \kappa_{xi} / m \right)^{\frac{1}{2}}; \quad f_{04} = \frac{1}{2\pi} \left[\sum_{i=1}^N \frac{\kappa_{zi} y_i^2 + \kappa_{yi} z_i^2}{J_x} \right]^{\frac{1}{2}};$$

$$f_{02} = \frac{1}{2\pi} \left(\sum_{i=1}^N \kappa_{yi} / m \right)^{\frac{1}{2}}; \quad f_{05} = \frac{1}{2\pi} \left[\sum_{i=1}^N \frac{\kappa_{xi} z_i^2 + \kappa_{zi} x_i^2}{J_y} \right]^{\frac{1}{2}}; \quad (3.73)$$

$$f_{03} = \frac{1}{2\pi} \left(\sum_{i=1}^N \kappa_{zi} / m \right)^{\frac{1}{2}}; \quad f_{06} = \frac{1}{2\pi} \left[\sum_{i=1}^N \frac{\kappa_{xi} y_i^2 + \kappa_{yi} x_i^2}{J_z} \right]^{\frac{1}{2}};$$

для системы амортизации, симметричной относительно двух вертикальных плоскостей xOz и yOz (рис. 3.26, б)

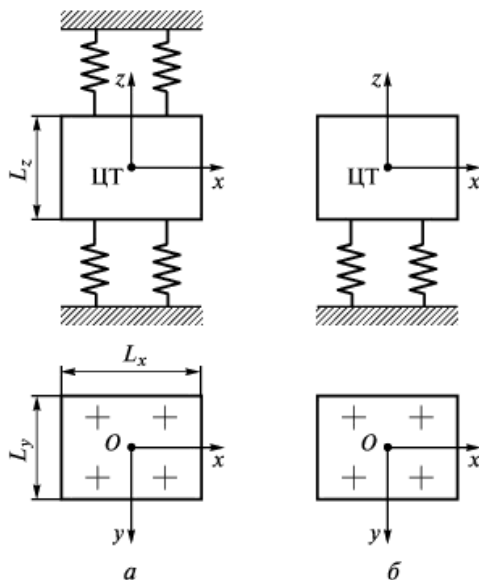


Рис. 3.26. Схема амортизации ИЭП с полной симметрией (а) и с двумя плоскостями симметрии (б)

$$\begin{aligned}
f_{03} &= \frac{1}{2\pi} \left(\sum_{i=1}^N \kappa_{zi} / m \right)^{\frac{1}{2}}; \quad f_{06} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{\sum_{i=1}^N \kappa_{xi} y_i^2 + \kappa_{yi} x_i^2}{J_z} \right]^{\frac{1}{2}}; \\
f_{07,08} &= \frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{1}{2} \left[\frac{\sum_{i=1}^N \kappa_{xi}}{m} + \frac{\sum_{i=1}^N (\kappa_{xi} z_i^2 + \kappa_{zi} x_i^2)}{J_y} \right] \pm \right. \\
&\quad \left. \pm \left[\left(\frac{\sum_{i=1}^N \kappa_{xi}}{m} - \frac{\sum_{i=1}^N (\kappa_{xi} z_i^2 + \kappa_{zi} x_i^2)}{J_y} \right)^2 + \frac{\left(\sum_{i=1}^N \kappa_{xi} z_i^2 \right)^2}{m^2 J_y^2} \right]^{\frac{1}{2}} \right\}; \quad (3.74) \\
f_{09,10} &= \frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{1}{2} \left[\frac{\sum_{i=1}^N \kappa_{yi}}{m} + \frac{\sum_{i=1}^N (\kappa_{yi} z_i^2 + \kappa_{zi} y_i^2)}{J_x} \right] \pm \right. \\
&\quad \left. \pm \left[\left(\frac{\sum_{i=1}^N \kappa_{yi}}{m} - \frac{\sum_{i=1}^N (\kappa_{yi} z_i^2 + \kappa_{zi} y_i^2)}{J_x} \right)^2 + \frac{\left(\sum_{i=1}^N \kappa_{yi} z_i^2 \right)^2}{m^2 J_x^2} \right]^{\frac{1}{2}} \right\},
\end{aligned}$$

где f_{01}, f_{02}, f_{03} – частоты собственных линейных колебаний вдоль осей Ox, Oy, Oz ; f_{04}, f_{05}, f_{06} – частоты собственных крутильных колебаний вокруг осей Ox, Oy, Oz ; $f_{07,08}$ – частоты собственных сложных колебаний в плоскости осей xOz ; $f_{09,010}$ – частоты собственных сложных колебаний в плоскости yOz ; m – масса блока; N – число амортизаторов; κ_{xi} ,

κ_{yi}, κ_{zi} – коэффициенты жесткости i -го амортизатора вдоль осей Ox, Oy, Oz ; x_i, y_i, z_i – координаты i -го амортизатора; J_x, J_y, J_z – осевые моменты инерции; для блоков с равномерно распределенной массой по объему

$$J_x = \frac{1}{2}m(L_z^2 + L_y^2); \quad J_y = \frac{1}{2}m(L_z^2 + L_x^2); \quad J_z = \frac{1}{2}m(L_x^2 + L_y^2),$$

где L_x, L_y, L_z – размеры блока прямоугольной формы.

Расчет системы амортизации выполняют в следующем порядке.

1. Задается схема расположения амортизаторов. При этом стремятся осуществить рациональное размещение, при котором центр тяжести конструкции ИЭП будет совпадать с центром жесткости – точкой приложения реакций амортизаторов. При этом большое значение имеет конструкция изделия.

2. Определяется статическая нагрузка на каждый амортизатор. В системе с однонаправленным нагружением, например вдоль оси, статическая нагрузка P_i рассчитывается по следующим уравнениям:

$$\sum_{i=1}^n P_i = C; \quad \sum_{i=1}^n P_i x_i = 0; \quad \sum_{i=1}^n P_i y_i = 0,$$

где C – вес изделия; n – число амортизаторов; x_i и y_i – координаты точек крепления амортизаторов относительно центра масс изделия. При числе амортизаторов, большем трех, для определения статических нагрузок должны быть наложены $(n - 3)$ дополнительные условия, например

$$\sum_{i=1}^n P_i x_i y_i = 0.$$

В пространственных схемах нагружения статические нагрузки определяются из уравнений

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^n P_{ix} = C_x; & \sum_{i=1}^n P_{iy} = C_y; & \sum_{i=1}^n P_{iz} = C_z; \\ \sum_{i=1}^n (P_{ix} y_i - P_{iy} x_i) = 0; & \sum_{i=1}^n (P_{iy} z_i - P_{iz} y_i) = 0; & \\ \sum_{i=1}^n (P_{iz} x_i - P_{ix} z_i) = 0. & & \end{cases} \quad (3.75)$$

При числе амортизаторов, большем двух, должны быть наложены $(3n - 6)$ дополнительные условия.

3. По справочникам выбирается тип амортизатора по номинальной статической нагрузке с учетом конструкции изделия.

4. Определяется статическая осадка каждого амортизатора

$$\delta_{cti} = P_i / \kappa_i,$$

где κ_i – коэффициент жесткости i -го амортизатора.

Если осадка амортизаторов получается различной, то производится выравнивание изделия с помощью нивелирующих прокладок толщиной $\Delta_i = \delta_i - \delta_{ct \min}$, где $\delta_{ct \min}$ – наименьшая осадка.

5. Выполняется динамический расчет амортизаторов по изложенной методике. Если выбранные амортизаторы не удовлетворяют условиям вибро- и ударопрочности изделия, то следует их заменить другими, а расчет повторить.

Пример 3.2. Проведем расчет системы амортизации ИЭП, имеющего массу $m = 40$ кг и габаритные размеры $540 \times 200 \times 580$ мм. Блок предназначен для работы в кузове автомобиля. Схема расположения амортизаторов представлена на рис. 3.27. На платформу автомобиля действуют виброперегрузки в диапазоне частот 7...50 Гц.

Определяем статическую нагрузку на каждый амортизатор P_i из системы уравнений:

$$\begin{cases} P_1 + P_2 + P_3 + P_4 = 392; \\ (P_3 + P_4)0,27 - (P_1 + P_2)0,2 = 0; \\ (P_2 + P_3)0,25 - (P_1 + P_4)0,25 = 0. \end{cases}$$

При симметричном расположении амортизаторов относительно плоскости xOz $P_1 = P_2$ и $P_3 = P_4$.

Решая эту систему уравнений, находим

$$P_1 = P_2 = 112,6 \text{ Н}; \quad P_3 = P_4 = 83,4 \text{ Н}.$$

По номинальной статической нагрузке выбираем тип амортизатора. В данном случае, учитывая условия эксплуатации и конструктивные особенности, подходят пружинные амортизаторы с воздушным демпфированием типа АД-10 и АД-15. Амортизаторы АД-10 имеют номинальную статическую на-

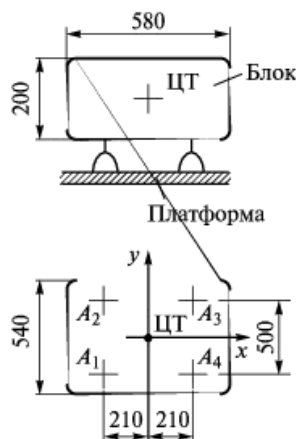


Рис. 3.27. Блок ИЭП с системой амортизации:
ЦТ – центр тяжести; A_1 – A_4 – амортизаторы

грузку 70...100 Н, коэффициент жесткости 117,7 Н/см и могут быть использованы в качестве амортизаторов A_3 и A_4 . Амортизаторы АД-15 (для A_1 и A_2) имеют соответственно $P_{ном} = 100...150$ Н, $\kappa_{ам} = 186,4$ Н/см. Показатель затухания амортизаторов $\varepsilon = 0,5$.

Динамические характеристики амортизированной конструкции ИЭП

Частота f , Гц	7	10	30	50
Виброперегрузка, g	1	2	3	4
Виброперемещение ξ_0 , мм	5,1	4,15	0,833	0,4
Коэффициент динамичности μ	1,82	0,72	0,12	0,06
Виброускорение блока, g	1,82	1,44	0,36	0,24
Относительное перемещение, мм	4,18	1,4	0,73	0,398

Определяем статическую осадку каждого амортизатора:

$$\delta_{ст,1,2} = 112,6/186,4 = 0,6 \text{ см}; \quad \delta_{ст3,4} = 83,4/117,7 = 0,71 \text{ см}.$$

Поскольку осадка амортизаторов получилась разной, то необходимо произвести выравнивание блока с помощью нивелирующих прокладок под амортизаторы A_3 и A_4 .

Определяем толщину прокладок:

$$\Delta_{3,4} = 0,71 - 0,6 = 0,11 \text{ см}.$$

Выполним динамический расчет системы амортизаторов. Для этого определим прежде всего частоту собственных колебаний системы по формуле

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K_{\Sigma}}{m}},$$

где K_{Σ} – суммарная жесткость системы.

$$\text{В данном случае } K_{\Sigma} = \sum_{i=1}^4 \kappa_{ami} = 608,2 \text{ Н/см}.$$

$$\text{Получаем } f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{60820}{40}} = 6,2 \text{ Гц}.$$

По формуле (3.64) рассчитываем коэффициент динамичности системы для кинематического возбуждения в диапазоне частот 7...50 Гц. Результаты заносим в таблицу.

Определяем действующее на блок виброускорение и относительное перемещение по (3.68) и также заносим результаты в таблицу. Максимальное относительное перемещение происходит на частоте 7 Гц и составляет 4,18 мм. Это значение меньше допустимого свободного хода амортизаторов АД-10 и АД-15, составляющего 6...8 мм. Следовательно, данная система амортизации может быть использована в конструкции ИЭП.

3.7. Тепловой расчет и охлаждение источников электропитания

Целью теплового расчета является определение температур в различных точках конструкции ИЭП и на поверхности компонентов, наиболее чувствительных к окружающей температуре. Рекомендуется проводить расчет для наиболее критичного компонента, допустимая положительная температура которого имеет наименьшее значение среди всех компонентов, входящих в состав ИЭП.

При тепловом расчете конструкция блока ИЭП заменяется его физической моделью, имеющей, как правило, форму параллелепипеда, в котором размещены все входящие в ИЭП тепловыделяющие и теплочувствительные компоненты. Замкнутое в параллелепипед пространство с компонентами называется *нагретой зоной*, имеющей среднеповерхностную температуру t_3 и рассеиваемую тепловую мощность P_3 .

На рис. 3.28 приведены примеры тепловых моделей блоков ИЭП. За размеры нагретой зоны при этом принимаются размеры шасси l_1 и l_2 и высота l_3 , которая определяется по выражению

$$l_3 = \delta_{\text{ш}} + h_{31} + h_{32},$$

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.

Размеры h_{31} и h_{32} определяются по формуле

$$h_{3j} = \sum_{i=1}^{n_j} V_i / (l_1 l_2).$$

Здесь $j = 1, 2$ – 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 виду теплообмена в них. Отличительные особенности этих групп приведены в табл. 3.13. Выбор той или иной группы осуществляется эмпирически, исходя из опыта разработки. Наиболее общим случаем является вторая группа конструкций.

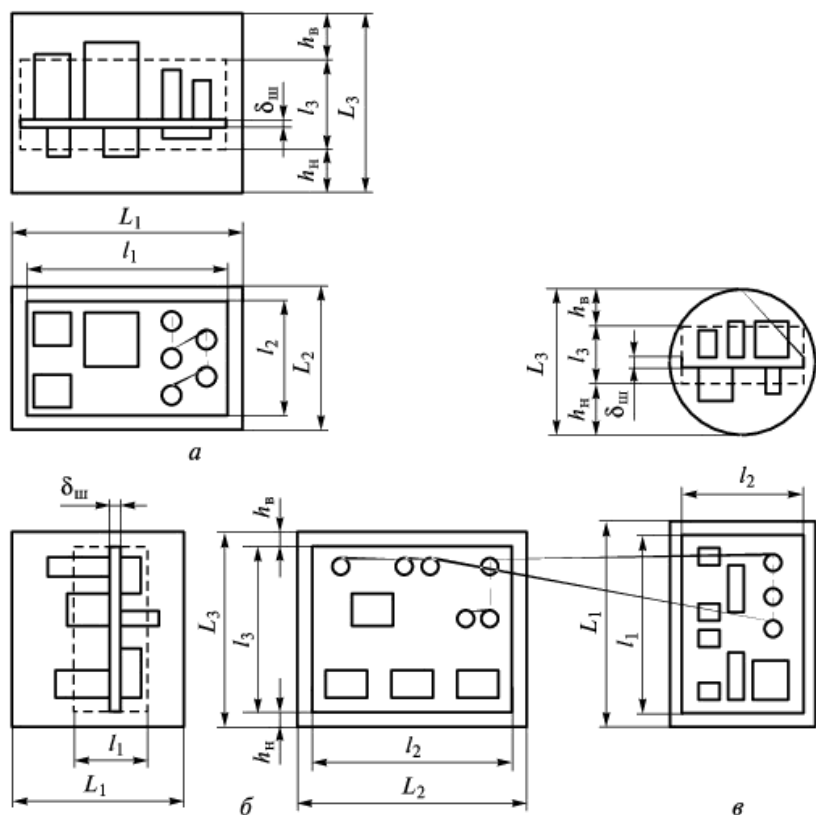


Рис. 3.28. Тепловые модели блоков ИЭП в виде параллелепипедов с горизонтально (*а*) и вертикально (*б*) ориентированными шасси и в виде цилиндра (*в*)

Таблица 3.13. 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

Расчетная тепловая модель блока ИЭП плотной компоновки приведена на рис. 3.29. Расчет теплового режима условно делится на три этапа: 1 – определение температуры корпуса $t_{\text{к}}$; 2 – определение

среднеповерхностной температуры нагретой зоны t_3 ; 3 – определение температуры поверхности теплочувствительного элемента схемы.

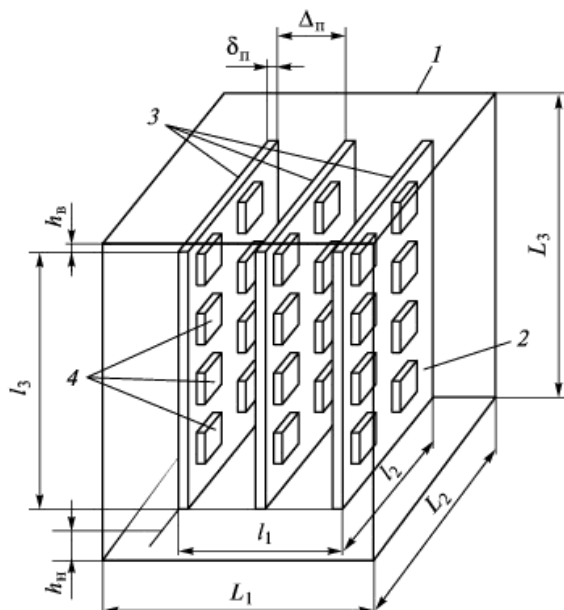


Рис. 3.29. Расчетная тепловая модель блока ИЭП плотной компоновки:

1 – корпус; 2 – нагретая зона; 3 – модуль первого уровня; 4 – компонент (микросборка, микросхема, электрорадиоизделие)

Для выполнения теплового расчета необходимы следующие исходные данные: размеры корпуса – ширина L_1 , глубина L_2 , высота L_3 ; размеры нагретой зоны $l_1 \times l_2 \times l_3$; величины воздушных зазоров между нагретой зоной и нижней поверхностью корпуса h_n , нагретой зоной и верхней поверхностью корпуса h_v ; площадь перфорационных отверстий $S_{\text{п}}$; 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 :

$$q_k = \frac{P_0}{S_k}, \quad (3.76)$$

где $S_k = 2(L_1L_2 + L_2L_3 + L_1L_3)$ – площадь внешней поверхности корпуса блока.

2. По графику, приведенному на рис. 3.30, задаемся перегревом Δt_k корпуса блока в первом приближении. Определяем коэффициент лучеиспускания для верхней $\alpha_{л,в}$, боковой $\alpha_{л,б}$ и нижней $\alpha_{л,н}$ поверхностей корпуса:

$$\alpha_{л,i} = \frac{\epsilon_i \cdot 5,67 \left[\left(\frac{t_0 + \Delta t_k + 273}{100} \right)^4 - \left(\frac{t_0 + 273}{100} \right)^4 \right]}{\Delta t_k}. \quad (3.77)$$

Здесь ϵ_i – степень черноты i -й наружной поверхности корпуса. Значения степени черноты для некоторых материалов приведены в табл. 3.14.

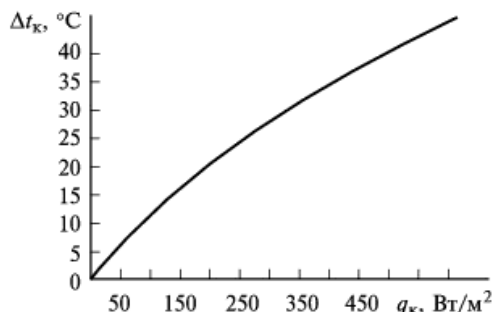


Рис. 3.30. Зависимость перегрева корпуса блока от удельной поверхностной мощности

Таблица 3.14. Степень черноты различных материалов (поверхностей)

Материал	Степень черноты
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

Материал	Степень черноты
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
Сапса	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

3. С учетом определяющей температуры $t_m = t_0 + 0,5\Delta t_k$ рассчитываем число Грасгофа Gr для каждой поверхности корпуса:

$$Gr_{mi} = \beta_m g \frac{L_{опr i}^2}{\nu_m^2} \Delta t_k, \quad (3.78)$$

где $L_{опr i}$ – определяющий размер i -й поверхности корпуса; β_m – коэффициент объемного расширения газов, $\beta_m = (t_m + 273)^{-1}$; g – ускорение свободного падения, $g = 9,8 \text{ м/с}^2$; ν_m – кинематическая вязкость газа (для воздуха определяется из табл. 3.15).

Индекс « m » означает, что все параметры соответствуют определяющей температуре t_m .

4. Вычисляем число Прандтля Pr из табл. 3.15 для определяющей температуры t_m .

5. Находим режим движения газа или жидкости, обтекающей 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.

6. Рассчитываем коэффициенты α_{ki} теплообмена конвекцией для каждой поверхности корпуса блока:
для переходного режима

$$\alpha_{ki} = 1,18 \frac{\lambda_m}{L_{опr i}} (Gr \cdot Pr)_m^{\frac{1}{8}} Ni; \quad (3.79)$$

для ламинарного режима

$$\alpha_{ki} = 0,54 \frac{\lambda_m}{L_{опr i}} (Gr \cdot Pr)_m^{\frac{1}{4}} Ni; \quad (3.80)$$

для турбулентного режима

$$\alpha_{ki} = 0,135 \frac{\lambda_m}{L_{опr i}} (Gr \cdot Pr)_m^{\frac{1}{3}} Ni. \quad (3.81)$$

Здесь λ_m – теплопроводность газа (для воздуха значение приведено в табл. 3.15); Ni – коэффициент, учитывающий ориентацию поверхности корпуса в пространстве:

$$N_i = \begin{cases} 0,7 - \text{для нижней поверхности;} \\ 1 - \text{для боковой поверхности;} \\ 1,3 - \text{для верхней поверхности.} \end{cases}$$

Таблица 3.15. Теплофизические параметры сухого воздуха при давлении $101,3 \cdot 10^3$ Па

$t_m, ^\circ\text{C}$	$\lambda_m \cdot 10^2, \text{Вт}/(\text{м}\cdot\text{К})$	$\nu_m \cdot 10^6, \text{м}^2/\text{с}$	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

7. Определяем тепловую проводимость α_k между поверхностью корпуса и окружающей средой:

$$\alpha_k = (\alpha_{k,n} + \alpha_{л,n})S_n + (\alpha_{k,b} + \alpha_{л,b})S_b + (\alpha_{k,v} + \alpha_{л,v})S_v, \quad (3.82)$$

где S_n , S_b , S_v – площади нижней, боковой и верхней поверхностей корпуса блока соответственно; $S_n = S_v = L_1 L_2$; $S_b = 2L_3(L_1 + L_2)$.

Если в ИЭП применен корпус с оребренными поверхностями, то в этом случае необходимо определить эффективный коэффициент теплообмена $\alpha_{\text{эф}i}$ оребренной i -й поверхности, который зависит от конструкции ребер и перегрева корпуса относительно окружающей среды. Определяется $\alpha_{\text{эф}i}$ по методике расчета радиатора, приведенной ниже.

Определив эффективный коэффициент теплообмена $\alpha_{\text{эф}}$, переходят к расчету тепловой проводимости α_k всего корпуса, которая состоит из суммы проводимостей неоребренной $\alpha_{k,o}$ и оребренной $\alpha_{k,p}$ поверхностей: $\alpha_k = \alpha_{k,o} + \alpha_{k,p}$, где $\alpha_{k,o}$ рассчитывается по выражению (3.82), но без учета оребренной поверхности: $\alpha_{k,p} = 0,77\alpha_{\text{эф}} S_{pi} N_i$, где S_{pi} – площадь основания оребренной поверхности; N_i – коэффициент, учитывающий ориентацию этой поверхности.

8. Рассчитываем перегрев корпуса блока ИЭП во втором приближении $\Delta t_{k,o}$:

$$\Delta t_{k,o} = (P_0 / \alpha_k) K_{k,\Pi} K_{H1}, \quad (3.83)$$

где $K_{k,\Pi}$ – коэффициент, зависящий от коэффициента перфорации корпуса блока K_{Π} ; K_{H1} – коэффициент, учитывающий атмосферное давление окружающей среды.

Графики для определения коэффициентов $K_{k,\Pi}$ и K_{H1} приведены на рис. 3.31 и 3.32.

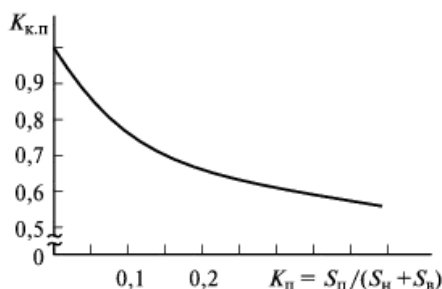


Рис. 3.31. Зависимость коэффициента $K_{к,п}$ от коэффициента перфорации корпуса блока

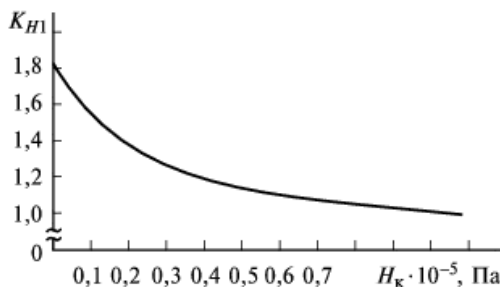


Рис. 3.32. Зависимость коэффициента K_{H1} от атмосферного давления

Коэффициент перфорации определяется как отношение площади перфорационных отверстий S_{Π} к сумме площадей верхней и нижней поверхностей корпуса:

$$K_{\Pi} = S_{\Pi} / (S_{\Pi} + S_{\text{в}}).$$

9. Определяем ошибку расчета

$$\delta = |\Delta t_{\text{к.о}} - \Delta t_{\text{к}}| / \Delta t_{\text{к.о}}. \quad (3.84)$$

Если $\delta \leq 0,1$, то расчет можно считать законченным. В противном случае следует повторить расчет температуры корпуса для другого значения $\Delta t_{\text{к}}$, скорректированного в сторону $\Delta t_{\text{к.о}}$.

10. Рассчитываем температуру корпуса блока:

$$t_{\text{к}} = t_0 + \Delta t_{\text{к.о}}. \quad (3.85)$$

На этом первый этап расчета теплового режима блока ИЭП окончен.

Этап 2. Определение среднеповерхностной температуры нагретой зоны.

1. Вычисляем условную удельную поверхностную мощность нагретой зоны блока:

$$q_3 = \frac{P_3}{1,82(l_1 l_2 + l_1 l_3 + l_2 l_3)}, \quad (3.86)$$

где P_3 – мощность, рассеиваемая в нагретой зоне.

В общем случае $P_3 = P_0 - P_{\text{к}}$, где $P_{\text{к}}$ – мощность, рассеиваемая в компонентах, установленных непосредственно на корпусе блока. В этом случае корпус блока выполняет функции радиатора.

2. По графику на рис. 3.33 находим в первом приближении перегрев Δt_3 нагретой зоны относительно температуры среды, окружающей блок.

3. Определяем коэффициенты теплообмена излучением между нижними $\alpha_{3,\text{л.н}}$, верхними $\alpha_{3,\text{л.в}}$ и боковыми $\alpha_{3,\text{л.б}}$ поверхностями нагретой зоны и корпусом:

$$\alpha_{3,\text{л.и}} = \frac{\varepsilon_{\text{ш}} \cdot 5,67 \left[\left(\frac{t_0 + \Delta t_3 + 273}{100} \right)^4 - \left(\frac{t_{\text{к}} + 273}{100} \right)^4 \right]}{\Delta t_3 - \Delta t_{\text{к.о}}}. \quad (3.87)$$

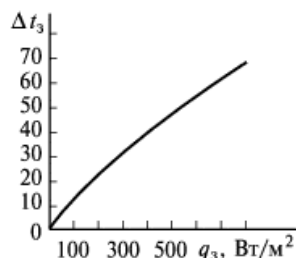


Рис. 3.33. Зависимость перегрева нагретой зоны от удельной поверхностной мощности

Здесь $\epsilon_{\pi i}$ – приведенная степень черноты i -й поверхности нагретой зоны и корпуса,

$$\epsilon_{\pi i} = \left[\frac{1}{\epsilon_{zi}} + \left(\frac{1}{\epsilon_{ki}} - 1 \right) \frac{S_{zi}}{S_{ki}} \right]^{-1},$$

где $\epsilon_{\pi i}$ и S_{zi} – 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 h_i находим числа Грасгофа Gr_{hi} и Прандтля Pr (выражение (3.78) и табл. 3.15).

5. Рассчитываем коэффициенты конвективного теплообмена между нагретой зоной и корпусом для каждой поверхности:

для нижней поверхности

$$\alpha_{з.к.н} = \frac{\lambda_m}{h_n};$$

для верхней поверхности

$$\alpha_{з.к.в} = \begin{cases} \frac{\lambda_m}{h_v} & \text{при } (Gr_{h_v} Pr) \leq 10^3; \\ 0,234[6,25 - 5,25(1 + h_v / \sqrt{l_1 l_2})^{-5/3}] \times \\ \times \lambda_m (Gr_{h_v} Pr)^{1/4} / h_v & \text{при } (Gr_{h_v} Pr) > 10^3; \end{cases} \quad (3.88)$$

для боковой поверхности

$$\alpha_{з.к.б} = \begin{cases} \frac{\lambda_m}{h_b} & \text{при } (Gr_{h_b} Pr) \leq 10^3; \\ 0,18[6,25 - 5,25(1 + h_b / \sqrt{2(l_1 + l_2)l_3})^{-5/3}] \times \\ \times \lambda_m (Gr_{h_b} Pr)^{1/4} / h_b & \text{при } (Gr_{h_b} Pr) > 10^3. \end{cases}$$

6. Определяем тепловую проводимость $\alpha_{з.к}$ между нагретой зоной и корпусом:

$$\sigma_{з.к} = K_\sigma \sum_{i=\pi, \text{в}, \text{б}} (\alpha_{з.л i} + \alpha_{з.к i}) S_{zi}, \quad (3.89)$$

где K_{σ} – коэффициент, учитывающий кондуктивный теплообмен:

$$K_{\sigma} = \begin{cases} 1,63 - \frac{0,157}{\sigma S_{\lambda}} & \text{при } \frac{1}{\sigma S_{\lambda}} \leq 4; \\ 1 & \text{при } \frac{1}{\sigma S_{\lambda}} > 4. \end{cases} \quad (3.90)$$

Здесь σ – удельная тепловая проводимость от модулей к корпусу блока, зависит от усилий прижима к корпусу (рис. 3.34); при отсутствии прижима $\sigma = 240$ Вт/(м² · К); S_{λ} – площадь контакта рамки модуля с корпусом блока.

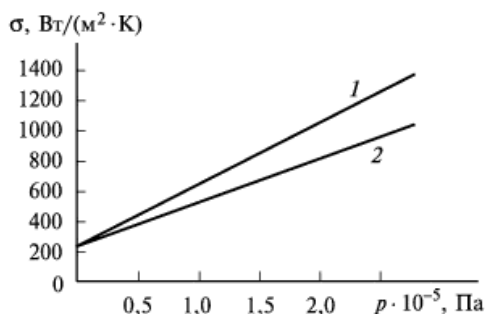


Рис. 3.34. Зависимость удельной тепловой проводимости от усилия прижима модулей к корпусу:

1 – контакт медь-алюминий; 2 – контакт алюминий-алюминий

7. Рассчитываем нагрев нагретой зоны $\Delta t_{3,0}$ во втором приближении:

$$\Delta t_{3,0} = \Delta t_{к,0} + \frac{P_3 K_{к.п} K_W K_{H2}}{\sigma_{3,к}}, \quad (3.91)$$

где K_W – коэффициент, учитывающий внутреннее перемешивание воздуха, зависит от производительности вентилятора C_v (рис. 3.35); K_{H2} – коэффициент, учитывающий давление воздуха внутри блока (рис. 3.36).

8. Определяем ошибку расчета

$$\delta = \left| \frac{\Delta t_{3,0}}{\Delta t_{3,0}} \right| \quad (3.92)$$

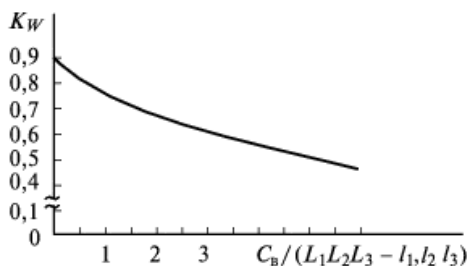


Рис. 3.35. Зависимость коэффициента K_W от кратности обмена воздуха в блоке

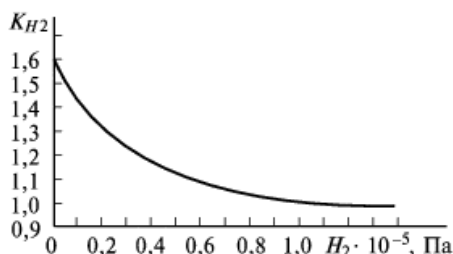


Рис. 3.36. Зависимость коэффициента K_{H2} от давления воздуха внутри блока

Если $\delta < 0,1$, то расчет окончен. При $\delta \geq 0,1$ следует повторить расчет для скорректированного значения Δt_3 .

9. Рассчитываем среднеповерхностную температуру нагретой зоны

$$t_3 = t_0 + \Delta t_{3,0}. \quad (3.93)$$

На этом второй этап расчета теплового режима блока ИЭП заканчивается.

Этап 3. Расчет температуры поверхности компонента схемы.

Для определения температуры корпуса наиболее чувствительного к окружающей температуре компонента, например микросхемы, установленной в модуле первого уровня разукрупнения, расчет выполняем в следующем порядке.

1. Определяем эквивалентный коэффициент теплопроводности модуля, в котором расположена микросхема, для вариантов:

при отсутствии теплопроводящих шин $\lambda_{\text{экв}} = \lambda_{\text{п}}$, где $\lambda_{\text{п}}$ – тепловая проводимость материала основания платы;

при наличии теплопроводящих шин

$$\lambda_{\text{экв}} = (1-A)\lambda_{\text{п}} \left[1 - \frac{V_{\text{ш}}}{V_{\text{п}}} + \frac{1}{(V_{\text{ш}}/V_{\text{п}})(\lambda_{\text{ш}}/\lambda_{\text{п}}) + 1 - V_{\text{ш}}/V_{\text{п}}} \right]^4 + A \frac{\lambda_{\text{п}}}{2} \left[1 + \frac{\lambda_{\text{ш}} V_{\text{ш}}}{\lambda_{\text{п}} V_{\text{п}}} + \frac{1}{1 - V_{\text{ш}}/V_{\text{п}}} \right], \quad (3.94)$$

где $\lambda_{\text{ш}}$ – теплопроводность материала теплопроводящей шины; $V_{\text{п}}$ – объем печатной платы с учетом объема теплопроводящих шин; $V_{\text{ш}}$ – объем теплопроводящих шин на печатной плате; A – поверхностный коэффициент заполнения платы модуля теплопроводящими шинами: $A = \frac{S_{\text{ш}}}{S_{\text{п}}}$, где $S_{\text{ш}}$ – суммарная площадь, занимаемая теплопроводными шинами на печатной плате.

В табл. 3.16 приведены коэффициенты теплопроводности материалов, применяющихся в конструкциях ИЭП.

Таблица 3.16. Коэффициенты теплопроводности материалов конструкций ИЭП

Материал	Коэффициент теплопроводности λ , 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

Материал	Коэффициент теплопроводности λ , Вт/(м·К)
АЛ-9	151
АЛ-2	175
АМЦ	188
Пенопласт ПХВ-2	0,04
Пенополиуретан ЭПЭ	0,06
Полиамид 6 (капролон)	0,29
Керамика ВК94-1	20

2. Рассчитываем эквивалентный радиус корпуса микросхемы:

$$R = \sqrt{S_{0\text{ИМС}} / \pi}. \quad (3.95)$$

Здесь $S_{0\text{ИМС}}$ – площадь основания микросхемы.

3. Рассчитываем коэффициент распространения теплового потока:

$$m = \sqrt{\frac{\alpha_1 + \alpha_2}{\delta_{\text{п}} \lambda_{\text{эКВ}}}}, \quad (3.96)$$

где α_1 и α_2 – коэффициенты теплообмена с первой и второй сторон печатной платы: для естественного теплообмена: $\alpha_1 + \alpha_2 = 17 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot \text{К})$; $\delta_{\text{п}}$ – толщина печатной платы модуля.

4. Определяем температуру перегрева поверхности корпуса микросхемы:

$$\begin{aligned} \Delta t_{\text{ИМС}} = \Delta t_{\text{в}} + & \frac{k P_{\text{ИМС}}}{k_{\alpha}(S_{\text{ИМС}} - S_{0\text{ИМС}}) + \frac{1}{\frac{\delta_{\text{з}}}{\lambda_{\text{з}} \pi R^2} + \frac{1}{B + M \pi R \lambda_{\text{эКВ}} \delta_{\text{п}} m \frac{K_1(mR)}{K_0(mR)}}}} + \\ & + \sum_{i=1}^N \frac{P_{\text{ИМС}i} \frac{K_0(mr_i)}{K_0(mR_i)}}{\left\{ k_{\alpha i}(S_{\text{ИМС}i} - S_{0\text{ИМС}i}) \times \left[1 + \left[\frac{\delta_{\text{зи}}}{\lambda_{\text{зи}} \pi R_i^2} + \right. \right. \right.} \rightarrow \quad (3.97) \\ & \left. \left. \left. + \frac{1}{k_{\alpha i}(S_{\text{ИМС}i} - S_{0\text{ИМС}i})} \right] \times \left(B_i + M \pi R_i \lambda_{\text{эКВ}} \delta_{\text{п}} m \frac{K_1(mR_i)}{K_0(mR_i)} \right) \right] \right\}}, \end{aligned}$$

где B и M – условные величины, введенные для упрощения формы записи: при одностороннем расположении корпусов микросхем на пе-

чатной плате $B = 8,5 \pi R^2$ Вт/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 $3R$, $k = 1,14$; для корпусов микросхем, центр которых отстоит от торцов печатной платы на расстоянии более $3R$, $k = 1$; k_α – коэффициент теплоотдачи от корпусов микросхем, определяемый по графику, приведенному на рис. 3.37; K_1 и K_0 – модифицированные функции Бесселя; N – число i -х корпусов микросхем, расположенных вокруг корпуса рассчитываемой микросхемы на расстоянии не более $10/m$, т. е. $r_i \leq \leq 10/m$; Δt_v – среднеобъемный перегрев воздуха в блоке, $\Delta t_v = (\Delta t_{k,0} + \Delta t_{3,0}) / 2$; $P_{ИМСi}$ – мощность, рассеиваемая i -й микросхемой; $S_{ИМСi}$ – суммарная площадь поверхности i -й микросхемы; δ_{zi} – зазор между микросхемой и печатной платой; λ_{zi} – коэффициент теплопроводности материала, заполняющего этот зазор.

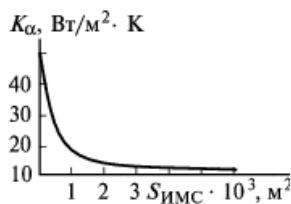


Рис. 3.37. Зависимость коэффициента теплоотдачи K_α от площади поверхности корпуса микросхемы

5. Рассчитываем температуру поверхности корпуса микросхемы:

$$t_{ИМС} = t_0 + \Delta t_{ИМС}. \quad (3.98)$$

Дискретный компонент (диод, транзистор и др.) можно считать подобно микросхеме с локальным источником теплоты на пластинке. Методика определения температуры поверхности корпуса такого компонента будет аналогична. Необходимо лишь ввести соответствующие значения геометрических параметров в выражения (3.94)–(3.97).

Расчет стационарного режима блока ИЭП при принудительном воздушном охлаждении. Тепловая модель блока ИЭП с принудительным воздушным охлаждением аналогична модели, изображенной на рис. 3.29. Дополнительными исходными данными являются: мощность P_v и КПД η_v 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, перпендикулярной направлению охлаждающего потока. Площадь воздушного канала у рассчитываемого элемента определяется его размерами (рис. 3.38):

$$f_{\kappa x} = l_y \Delta_{\Pi} - \sum_{i=1}^{n_x} S_{\text{э}yi},$$

где n_x – число элементов, расположенных в канале между платами в сечении x ; $S_{\text{э}yi}$ – площадь поперечного сечения i -го компонента в сечении x ; Δ_{Π} – расстояние между несущими платами.

2. Рассчитываем эквивалентный диаметр канала:

$$d_{\text{экв}} = \frac{2f_{\kappa x}}{l_y + \Delta_{\Pi} + \sum_{i=1}^{n_x} l_{\text{э}zi}}, \quad (3.99)$$

где $l_{\text{э}zi}$ – высота i -го компонента.

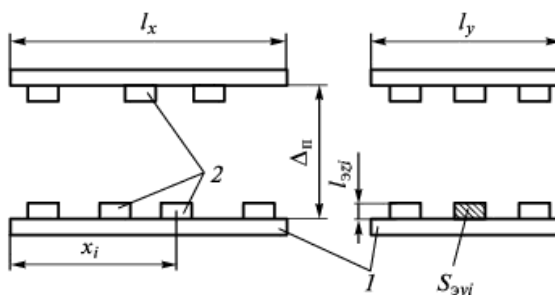


Рис. 3.38. Модель воздушного канала между двумя модулями (1) с компонентами (2)

3. Определяем перегрев воздуха в сечении канала на расстоянии x при проточной вентиляции

$$\Delta t_{\text{в}} = \frac{\sum_{j=1}^{n_y} P_{\text{э}j} + \eta_{\text{в}} P_{\text{в}}}{1000C}; \quad (3.100)$$

при вытяжной вентиляции

$$\Delta t_{\text{в}} = \frac{\sum_{j=1}^{n_y} P_{\text{э}j}}{1000C}. \quad (3.101)$$

Здесь $P_{\text{э}j}$ – 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 x :

$$t_{\text{в}} = t_0 + \Delta t_{\text{в}}. \quad (3.102)$$

5. Рассчитываем критерий Рейнольдса:

$$\text{Re} = \frac{C d_{\text{экв}}}{v_{\text{в}} \rho_{\text{в}} f_{\text{кр}} (N_{\text{п}} - 1)}, \quad (3.103)$$

где $v_{\text{в}}$ – коэффициент кинематической вязкости воздуха; $N_{\text{п}}$ – число печатных плат блока.

Величины $v_{\text{в}}$ и $\rho_{\text{в}}$ определяются при температуре воздуха $t_{\text{в}}$ (см. табл. 3.15).

6. Определяем коэффициент теплоотдачи для канала в зависимости от типов корпусов компонентов в сечении на расстоянии x :

прямоугольные корпуса со штыревыми выводами

$$\alpha_1 = \begin{cases} 0,29 \lambda_{\text{в}} \sqrt{\text{Re}} / d_{\text{экв}} & \text{при } \text{Re} \leq 944, \\ 0,037 \lambda_{\text{в}} \text{Re}^{0,8} / d_{\text{экв}} & \text{при } 944 < \text{Re} \leq 10^4; \end{cases} \quad (3.104)$$

цилиндрические корпуса

$$\alpha_1 = \begin{cases} 0,39 \lambda_{\text{в}} \sqrt{\text{Re}} / d_{\text{экв}} & \text{при } \text{Re} \leq 944, \\ 0,051 \lambda_{\text{в}} \text{Re}^{0,8} / d_{\text{экв}} & \text{при } 944 < \text{Re} \leq 10^4; \end{cases} \quad (3.105)$$

плоские корпуса с планарными выводами

$$\alpha_1 = \begin{cases} 0,25 \lambda_{\text{в}} \sqrt{\text{Re}} / d_{\text{экв}} & \text{при } \text{Re} \leq 2000, \\ 0,026 \lambda_{\text{в}} \text{Re}^{0,8} / d_{\text{экв}} & \text{при } 2000 < \text{Re} \leq 10^4. \end{cases} \quad (3.106)$$

Здесь $\lambda_{\text{в}}$ – коэффициент теплопроводности воздуха при температуре $t_{\text{в}}$ (см. табл. 3.15).

7. Аналогично пп. 1–6 определяем коэффициент теплоотдачи α_2 в соседнем канале, т. е. по другую сторону печатной платы, на которой расположен рассчитываемый компонент.

Этап 2. Расчет температуры поверхности корпуса микросхемы.

8. Расчет температуры корпуса компонента проводится по пп. 1–5 этапа 3 анализа теплового режима блока ИЭП при свободной конвекции по выражениям (3.94)–(3.98).

На этом расчет теплового режима блока ИЭП при принудительном охлаждении заканчивается.

Применение и расчет радиаторов для охлаждения компонентов. Перегрев компонентов ИЭП можно уменьшить путем увеличения теплоотдающей поверхности, т. е. установки компонента на радиатор. Для систем воздушного охлаждения широко используют следующие типы радиаторов: пластинчатые, ребристые, игольчато-штыревые, типа «краб», жалюзийные, петельно-проволочные (рис. 3.39). При наличии принудительного охлаждения наибольшей эффективностью обладают игольчато-штыревые радиаторы.

Исходными данными при проектировании или выборе радиатора являются: предельная температура рабочей области прибора t_p ; рассеиваемая прибором мощность P_0 ; температура окружающей среды t_0 ; внутреннее тепловое сопротивление прибора между рабочей областью и корпусом $R_{вн}$; тепловое сопротивление контакта между прибором и радиатором R_k . Тепловая модель прибора с радиатором приведена на рис. 3.40.

Расчет радиатора выполняют в следующем порядке.

1. Определяем перегрев места крепления прибора к радиатору:

$$t_k - t_0 = (t_p - t_0) - P_0(R_{вн} + R_k),$$

где $R_k \approx 2,2 \cdot 10^{-4} / S_k$; S_k – площадь контактной поверхности, м^2 .

2. Рассчитываем в первом приближении средний перегрев основания радиатора:

$$\Delta t_s = t_s - t_0 \approx 0,83(t_k - t_0).$$

3. Выбираем тип радиатора. Эта процедура является эмпирической и предполагает знание сравнительной эффективности различных типов радиаторов. В первом приближении выбрать тип радиатора из условия теплообмена можно с помощью графиков, представленных на рис. 3.41.

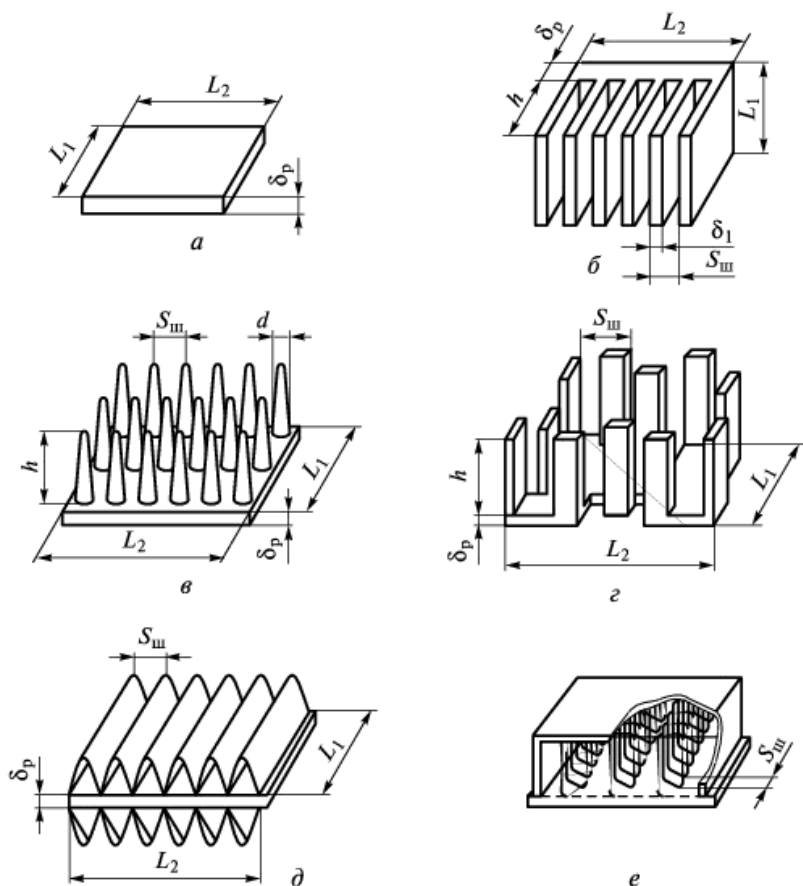


Рис. 3.39. Радиаторы воздушного охлаждения:

a – пластинчатый; *б* – ребристый; *в* – игольчато-штыревой; *г* – типа «краб»; *д* – жалюзийный; *е* – петельно-проволочный

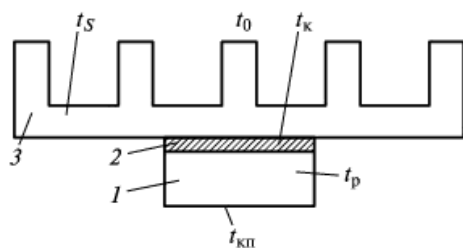


Рис. 3.40. Тепловая модель прибора с радиатором:

1 – прибор; *2* – область теплового контакта; *3* – радиатор

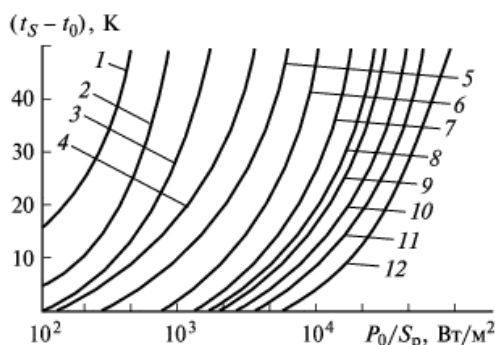


Рис. 3.41. Графики выбора типа радиатора: при свободной конвекции — пластинчатые (1), ребристые (1–4), игольчато-штыревые (1–5); при вынужденном движении воздуха — пластинчатые (3), ребристые (6, 7, 8), петельно-проволочные (8, 9), жалюзийные (10, 11), игольчато-штыревые (11, 12)

При этом предполагается, что удельная мощность рассеивания $q = P_0 / S_p$ задана и точка пересечения параметров $\Delta t_s - \Delta t_o$ и q указывает область, которой соответствует определенный тип радиатора и условия охлаждения (S_p — площадь основания радиатора).

4. Определяем коэффициент эффективной теплоотдачи радиатора.

А. Игольчато-штыревые радиаторы. Графики зависимости коэффициента эффективности теплоотдачи игольчато-штыревых радиаторов приведены на рис. 3.42, а.

В условиях вынужденного воздушного охлаждения коэффициент эффективности теплоотдачи этих радиаторов выбирается в зависимости от скорости потока воздуха v по графику, представленному на рис. 3.42, б.

Б. Ребристые радиаторы. Графики изменения коэффициента эффективности теплоотдачи ребристых радиаторов в условиях свободного и вынужденного охлаждения представлены на рис. 3.43.

5. Находим площадь основания радиатора:

$$S_p = L_1 L_2 = \frac{P_0}{\alpha_{\text{эф}} \Delta t_s}.$$

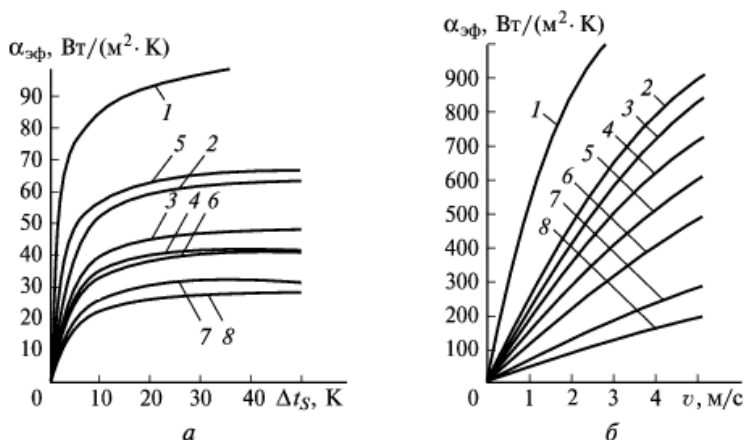


Рис. 3.42. Зависимость коэффициента эффективной теплоотдачи игольчато-штыревых радиаторов:

a – в условиях свободной конвекции; *б* – в условиях вынужденного охлаждения;
 1 – $h = 32$ мм; $S = 7$ мм; $d = 2,5$ мм; 2 – $h = 20$ мм; $S = 7$ мм; $d = 2$ мм; 3 – $h = 15$ мм;
 $S = 7$ мм; $d = 2$ мм; 4 – $h = 12,5$ мм; $S = 7$ мм; $d = 2,5$ мм; 5 – $h = 32$ мм; $S = 9$ мм;
 $d = 2,5$ мм; 6 – $h = 20$ мм; $S = 9$ мм; $d = 2$ мм; 7 – $h = 15$ мм; $S_{\text{III}} = 9$ мм; $d = 2$ мм;
 8 – $h = 12,5$ мм; $S = 9$ мм; $d = 2$ мм

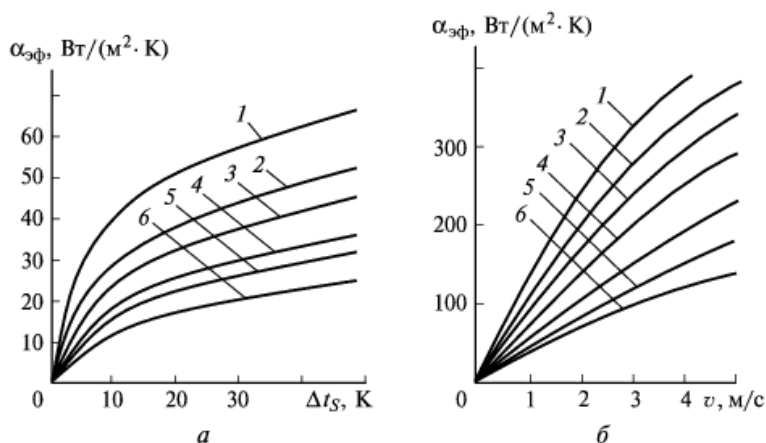


Рис. 3.43. Зависимость коэффициента эффективной теплоотдачи ребристых радиаторов:

a – в условиях свободной конвекции; *б* – в условиях вынужденного охлаждения;
 1 – $h = 32$ мм; $S = 10$ мм; $\delta = 1$ мм; $L_1 = L_2 = 40$ мм; 2 – $h = 32$ мм; $S = 10$ мм;
 $\delta = 1$ мм; $L_1 = L_2 = 80$ мм; 3 – $h = 20$ мм; $S = 10$ мм; $\delta = 1$ мм; $L_1 = L_2 = 40$ мм;
 4 – $h = 20$ мм; $S = 10$ мм; $\delta = 1$ мм; $L_1 = L_2 = 80$ мм; 5 – $h = 12,5$ мм; $S = 10$ мм;
 $\delta = 1$ мм; $L_1 = L_2 = 40$ мм; 6 – $h = 12,5$ мм; $S_{\text{III}} = 10$ мм; $\delta = 1$ мм; $L_1 = L_2 = 80$ мм

6. Определяем средний перегрев радиатора во втором приближении:

$$\Delta t_{S_0} = \frac{\Delta t_{\kappa} S_{\kappa} / S_p}{[(\operatorname{sh}(p\sqrt{S_{\kappa} / S_p}) \operatorname{ch}^2(p/2)) / [p - \operatorname{ch}(p\sqrt{S_{\kappa} / S_p}) + 1]^2]},$$

где $p = \sqrt{B \left[1,5 - \left(\frac{\operatorname{sh}(2\sqrt{B})}{2\sqrt{B}} + 1 \right)^{-1} \right]}$; $B = \alpha_{\text{эф}} S_p / (\lambda_p \delta_p)$; λ_p – коэффициент теплопроводности материала радиатора; δ_p – толщина основания радиатора.

7. Уточняем площадь основания радиатора:

$$S_{p,0} = \frac{P_0}{\alpha_{\text{эф}} \Delta t_{S_0}}.$$

Важным при проектировании источников электропитания является этап выбора того или иного вида охлаждения. Это не только техническая, но и в существенной степени экономическая задача. Источник электропитания представляет собой сложную систему тел со множеством внутренних источников теплоты. Точное аналитическое описание температурных полей внутри ИЭП невозможно из-за громоздкости задачи и неточности исходных данных: мощности источников теплоты, теплофизических свойств материалов, размеров границ нагретой зоны. Поэтому на ранней стадии проектирования ИЭП применяют ориентировочную методику выбора способа охлаждения и приближенные методы расчета теплового режима.

Выбор способа охлаждения ИЭП на ранней стадии проектирования можно выполнить с помощью приведенных на рис. 3.44 графиков, характеризующих области целесообразного применения различных способов охлаждения в координатах $\Delta t_{\text{э}}, \lg q$, где q – плотность теплового потока, $\Delta t_{\text{э}}$ – минимально допустимый перегрев компонентов.

На рис. 3.44 можно выделить 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.

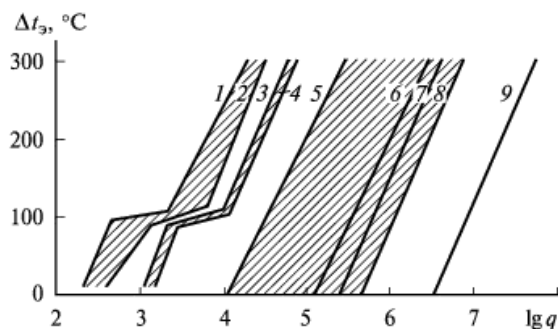


Рис. 3.44. Области целесообразного применения различных способов охлаждения:

□ – области первого типа (1 – естественное воздушное; 3 – принудительное воздушное; 5 – принудительное жидкостное; 9 – принудительное испарительное);
 ▨ – области второго типа (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)

За основной показатель, определяющий области целесообразного применения способа охлаждения, принимается значение плотности теплового потока, проходящего через поверхность теплообмена

$q = P_0 \frac{K_p}{S_{\Pi}}$, где P_0 – суммарная мощность, рассеиваемая ИЭП с поверхности теплообмена, Вт; S_{Π} – поверхность теплообмена ИЭП, м²; K_p – коэффициент, учитывающий давление воздуха (при нормальном атмосферном давлении $K_p = 1$). Зависимость коэффициента K_p от давления воздуха приведена на рис. 3.45.

Поверхность теплообмена рассчитывается по формуле

$$S_{\Pi} = 2[L_1 L_2 + (L_1 + L_2)L_3]K_3,$$

где K_3 – коэффициент заполнения ИЭП, $K_3 = \sum_{i=1}^n \frac{V_i}{V}$; V_i – объем i -го компонента; 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

$$\Delta t_3 = t_{i \min} - t_0.$$

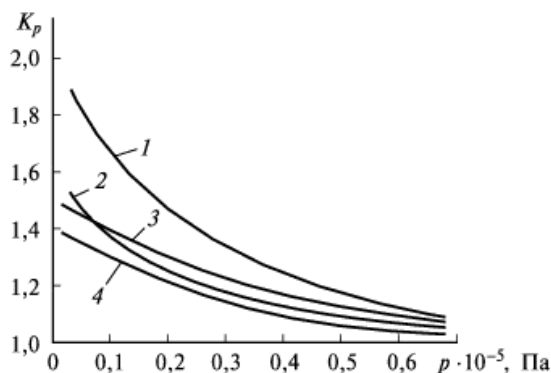


Рис. 3.45. Зависимость коэффициента K_p от давления воздуха:

1 – для ИЭП с перфорированным корпусом без внутреннего перемешивания; 2 – для ИЭП в герметичном корпусе с естественным воздушным охлаждением; 3 – при принудительном воздушном охлаждении; 4 – с внутренним перемешиванием воздуха

Здесь $t_{i \min}$ – допустимая температура поверхности наименее теплостойкого компонента; t_o – температура окружающей среды.

Для естественного охлаждения $t_o = t_{o \max}$, т. е. эта температура соответствует максимальной температуре окружающей среды. Для принудительного охлаждения $t_o = t_{\text{вх}}$, т. е. соответствует температуре охлаждающего воздуха (или охлаждающей жидкости) на входе в ИЭП.

Естественное воздушное охлаждение ИЭП является наиболее простым и дешевым способом. Однако интенсивность такого охлаждения невелика, поэтому его использование возможно лишь при небольших удельных мощностях рассеивания ($q < 0,1 \text{ Вт/см}^2$).

При разработке системы охлаждения необходимо обеспечивать эффективную циркуляцию воздуха между нагревающимися компонентами; сильно нагревающиеся компоненты снабжать радиаторами или ребрами охлаждения; компоненты, наиболее чувствительные к перегреву, изолировать экранами от непосредственного воздействия теплового потока; обеспечивать надежный тепловой контакт между источниками теплоты и поверхностями охлаждения.

Принудительное воздушное охлаждение применяют при значениях q до 1 Вт/см^2 .

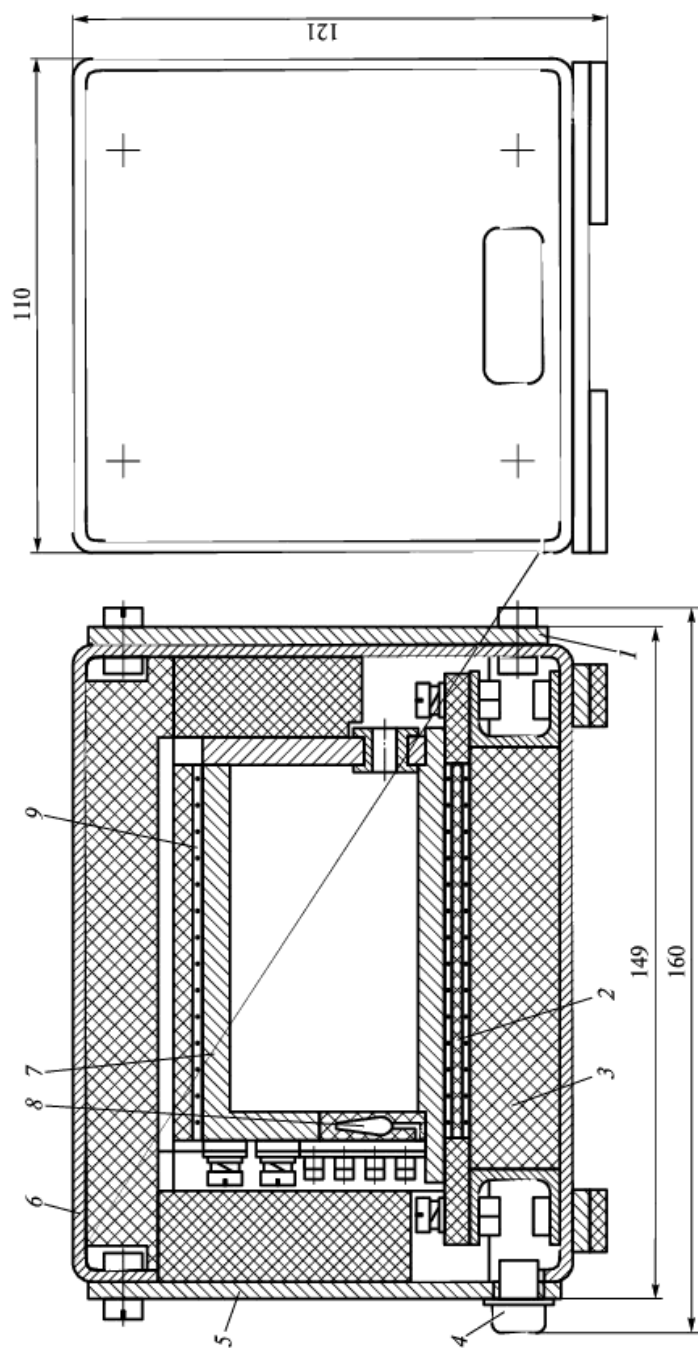


Рис. 3.46. Конструкция термостатирующего устройства:

1 – передняя крышка; 2 – асбест; 3 – пенопласт; 4 – решетка; 5 – задняя крышка; 6 – верхняя крышка; 7 – внутренний объем; 8 – датчик температуры; 9 – проводка

Естественное жидкостное охлаждение ИЭП путем погружения их в жидкость, обладающую более высокой теплоотдачей, применяется редко, так как применение жидкостных систем влечет за собой существенное усложнение конструкции. Принудительное жидкостное охлаждение используется при высоких удельных мощностях рассеивания. Наибольшее распространение этот способ получил при охлаждении высоковольтных ИЭП и больших компонентов (электродов мощных ламп, трансформаторов, дросселей и т. д.).

Естественное испарительное охлаждение заключается в погружении блока ИЭП в жидкость, над которой имеется паровой объем. Отвод теплоты осуществляется в процессе кипения жидкости на охлаждаемой поверхности. Широкое применение получили фитильные испарительные системы и тепловые трубки. В этих системах для транспортировки жидкости используется капиллярный эффект.

При принудительном испарительном охлаждении жидкость с помощью насоса прокачивается через специальные каналы в охлаждаемых узлах. Этот способ является самым эффективным.

Если перечисленные способы охлаждения ИЭП или их отдельных узлов окажутся недостаточно эффективными, то следует применять микрохолодильники, термостатирующие устройства, криогенные устройства, тепловые трубки, термоэлектрические элементы охлаждения на основе эффекта Пельтье и др.

Пример конструкции термостатирующего устройства, предназначенного для поддержания температуры в пределах $(75 \pm 5)^\circ\text{C}$, приведен на рис. 3.46. Основу устройства составляет термокамера, внутри которой размещается ИЭП или его отдельные узлы. Погрешность поддержания температуры $\pm 1,5^\circ\text{C}$. Выход устройства на режим через 3 мин после работы в дежурном режиме в течение 15 мин. Время непрерывной работы составляет 5 ч. Электропитание устройства осуществляется от источника с напряжением $(27 \pm 3) \text{ В}$.

Основным узлом термокамеры является сварной стакан квадратного сечения, изготовленный из алюминиевого сплава толщиной 6 мм марки АД1М. Выбор материала обусловлен его хорошей теплопроводностью и свариваемостью. На поверхности стакана создается изолирующее покрытие (анодное оксидирование), на которое затем наносится лак. На задней стенке стакана установлены два датчика температуры (терморезисторы типа СТ4-16-18) и переходные колодки для нагревателей и датчиков температуры. На передней стенке предусмотрено отверстие для вывода жгута из 20 соединительных проводов.

Нагреватели выполнены из отожженной нихромовой проволоки марки 04-За-Х15Н60. Нагреватели наматываются на боковую поверхность стакана. Их концы подключаются к переходным колодкам. С целью исключения межвиткового короткого замыкания между витками нагревателя прокладывается хлопчатобумажная нитка. Поверх нагревателей размещаются покрытая лаком стеклотента и четыре слоя асбеста. Термостатируемый объем изолируется снаружи термореактивным пенопластом.

Термокамера заключена в корпус из алюминиевого сплава со съемными крышками. На задней крышке закреплена розетка для подвода электроэнергии к нагревателям и датчикам температуры.

Устройство управления термокамерой производит сравнение показаний терморезистора с опорным напряжением. При отклонении температуры стакана от заданной возникает сигнал рассогласования, который усиливается в устройстве управления и преобразуется в широтно-модулированные импульсы напряжения 27 В. Ширина импульсов пропорциональна сигналу рассогласования. Усиленные по мощности импульсы поступают на нагреватели. Таким образом, осуществляется пропорциональное однополярное регулирование нагрева.

Пример 3.3. Выполним общий расчет термокамеры, целью которого является определение мощности нагревателя, необходимой для достижения и статирования (поддержания на определенном уровне) заданной температуры. Исходные данные: Температура окружающей среды от -10 до $+60$ °С и температура статирования $+80$ °С.

Расчет термокамеры. Тепловые потери Q_1 через стенки камеры определяются по выражению

$$Q_1 = kF\Delta t,$$

где k – коэффициент теплопередачи, Вт/(м² · град); F – поверхность теплопередачи; Δt – температурный напор между окружающей средой и объектом статирования, град; $k = \frac{1}{1/\alpha + \sum(\delta_i/\lambda_i)}$, α – коэффициент теплоотдачи; $\alpha = 2,4$ Вт/(м² · град); $\sum(\delta_i/\lambda_i)$ – термическое сопротивление стенок камеры с толщинами δ_i (м² · град)/Вт;

$$k = \frac{1}{\frac{1}{2,4} + \frac{6 \cdot 10^{-3}}{200} + \frac{0,3 \cdot 10^{-3}}{0,307} + \frac{4 \cdot 10^{-3}}{0,116}} = 2,2 \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \cdot \text{град}};$$

$$Q_1 = 2,2[4(140 \cdot 110) + (110 \cdot 110)] \cdot 10^{-6} \cdot 9,15 = 17,27 \text{ Вт}.$$

Теплопоток по проводам Q_2 , Вт, рассчитывают по формуле

$$Q_2 = n \Delta t \sqrt{\alpha S_{\Pi}} \lambda,$$

где n – количество проводов, шт; S – сечение провода, м^2 ; Π – периметр провода, м; λ – коэффициент теплопроводности, $\text{Вт}/(\text{м} \cdot \text{град})$,

$$Q_2 = 20 \cdot 91,5 \sqrt{2,2 \cdot 0,14 \pi \cdot 0,422 \cdot 390 \cdot 10^{-9}} = 0,73 \text{ Вт.}$$

Суммарные потоки

$$\Sigma Q = Q_1 + Q_2 = 17,27 + 0,73 = 18 \text{ Вт.}$$

Определяется ток, длина проволоки нагревателя при заданном напряжении $U = 30$ В и диаметре нихромовой проволоки $d = 0,4$ мм.

Ток I , А, в одном нагревателе

$$I = jS,$$

где j – допустимая плотность тока, $j = 13 \text{ А}/\text{мм}^2$; d – сечение проволоки, мм^2 ;
 $S = \pi 0,4^2/4 = 0,125 \text{ мм}^2$,

$$I = 13 \cdot 0,125 = 1,63 \text{ А.}$$

Сопротивление нихромовой проволоки

$$R = U/I = 30/1,63 = 18,4 \text{ Ом.}$$

Длина проволоки для одного нагревателя

$$l = RS / \rho = \frac{18,4 \cdot 1,256}{1,1} = 2,1 \text{ м,}$$

где ρ – удельное электрическое сопротивление проволоки, $\rho = 1,1 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$.

Длина пяти нагревателей

$$L = 5l = 5 \cdot 2,1 = 10,5 \text{ м.}$$

Мощность одного нагревателя

$$P = UI = 30 \cdot 1,63 = 48,9 \text{ Вт.}$$

Суммарная мощность пяти нагревателей

$$\Sigma P = 5P = 5 \cdot 48,9 = 244,5 \text{ Вт.}$$

В режиме статирования работают два нагревателя, мощность которых

$$P_{\text{ст}} = 2 \cdot 48,9 = 97,8 \text{ Вт.}$$

Общее сопротивление пяти нагревателей

$$R_{\text{общ}} = R / n = 18,4/5 = 3,68 \text{ Ом.}$$

Общий ток в пяти нагревателях

$$I = U / R_{\text{общ}} = 30 / 3,68 = 8,15 \text{ А.}$$

Время выхода в режим определяется зависимостью

$$\tau = \frac{\sum G_i c \Delta t}{\sum P \cdot 3,6},$$

где G_i – масса отдельных деталей термокамеры, кг; c – теплоемкость деталей термокамеры, кДж / (кг · град); Δt – температурный напор между окружающей средой и деталями термокамеры, град.

В табл. 3.17 приведены данные для определения количества теплоты, необходимой для изменения температуры деталей конструкции на заданное значение Δt .

Считаем, что неучтенные дополнительные потери теплоты могут составить ориентировочно 30 %. В этом случае суммарное количество теплоты с учетом дополнительных потерь

$$\Sigma Q_i = 1,3(34 + 2,12 + 6,48 + 28,8) = 92,8 \text{ кДж.}$$

Время выхода в режим

$$\tau = 92,8 / (244,5 \cdot 3,6) = 0,1 \text{ ч.}$$

Таблица 3.17. Параметры материалов термокамеры

Материал	Объем, м ³	Плотность, кг/см ³	Масса, кг	Теплоемкость, кДж/кг·град	Количество теплоты, кДж
АД1М (стакан)	0,137·10 ⁻³	2700	0,407	0,92	34
Лак	0,5·10 ⁻⁵	1400	7·10 ⁻³	1,51	2,12
Асбест	0,33·10 ⁻⁵	800	0,0264	0,808	6,48
Пенопласт (вкладыши)	1,123·10 ⁻³	200	0,225	1,34	28,8

Определяем разность температур между температурой статирования и нагревателем. Коэффициент теплоотдачи проволоки, Вт/град, находим по выражению

$$v = \frac{2\pi L \lambda}{\ln(b / \pi r) \operatorname{ch}(2\pi d / b)},$$

где λ – теплопроводность изоляции, Вт/(м·град), для асбеста $\lambda = 0,11$ Вт/(м · град); b – толщина изоляции, м; r – радиус проволоки нагревателя, м.

$$v = \frac{2\pi \cdot 10,5 \cdot 0,11}{\ln\left(\frac{0,0014}{\pi \cdot 0,0002}\right) \operatorname{sh}\left(\frac{2\pi \cdot 0,0004}{0,0014}\right)} = 3,1 \text{ Вт / град.}$$

Перегрев проволоки относительно термостатируемого объема

$$\Delta t = \frac{\Sigma P}{v} = \frac{244,5}{3,1} = 78,9 \text{ }^{\circ}\text{C}.$$

Температура проволоки

$$t_{\text{пр}} = t_{\text{ст}} + \Delta t = 80 + 78,9 = 158,9 \text{ }^{\circ}\text{C}.$$

Допустимая рабочая температура проволоки $1000 \text{ }^{\circ}\text{C}$, что существенно выше рабочей температуры.

Определяем перегрев $\Delta t_{\text{н}}$ от выделяемой нагрузкой теплоты $Q_{\text{н}} = 2,2 \text{ Вт}$ из $\Delta t_{\text{н}} = \frac{Q_{\text{н}}}{\xi F}$, град, где ξ – коэффициент теплоотдачи,

$$\xi = \frac{1}{\frac{1}{\alpha_1} + \frac{\delta_{\text{из}}}{\lambda_{\text{из}}} + \frac{1}{\alpha_2}}, \text{ Вт} / (\text{м}^2 \cdot \text{град});$$

α_1 и α_2 – коэффициенты теплоотдачи внутри и снаружи термокамеры соответственно; $\alpha_1 = 10 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot \text{град})$; $\alpha_2 = 5 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot \text{град})$; $\delta_{\text{из}}$ и $\lambda_{\text{из}}$ – толщина и теплопроводность изоляции (пенопласта); $\delta_{\text{из}} = 2 \cdot 10^{-2} \text{ м}$; $\lambda_{\text{из}} = 0,055 \text{ Вт} / (\text{м} \cdot \text{град})$;

$$\xi = \frac{1}{\frac{1}{10} + \frac{2 \cdot 10^{-2}}{0,055} + \frac{1}{5}} = 1,51 \text{ Вт} / (\text{м} \cdot \text{град});$$

F – поверхность охлаждения, $F = 0,0858 \text{ м}^2$,

$$\Delta t_{\text{н}} = \frac{2,2}{1,51 \cdot 0,0858} = 16,9 \text{ }^{\circ}\text{C}.$$

При температуре окружающей среды $t_o = 60 \text{ }^{\circ}\text{C}$ температура термостатирования составляет $t_{\text{ст}} = t_o + \Delta t_{\text{н}} = 60 \text{ }^{\circ}\text{C} + 16,9 \text{ }^{\circ}\text{C} = 76,9 \text{ }^{\circ}\text{C}$, что удовлетворяет заданным требованиям.

3.8. Расчет надежности источников электропитания

Расчет надежности ИЭП заключается в определении показателей надежности по известным характеристикам надежности составляющих схему и конструкцию ИЭП, т. е. компонентов и конструктивных элементов с учетом режимов и условий эксплуатации. Для расчета надежности необходимо иметь логическую модель безотказной работы ИЭП. При ее составлении предполагается, что отказы компонентов и элементов конструкции независимы, а компоненты, элементы и система в целом могут находиться в одном из двух состояний: работоспособном или неработоспособном. Компонент или элемент, при отказе кото-

рого отказывает ИЭП, считается последовательно соединенным в логической схеме надежности. Компонент или элемент, 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 компонентов и элементов, то система является нерезервированной. Система, отказ которой наступает после отказа компонентов основных и включенных в схему запасных (резервных) элементов, является резервированной. Примеры логических схем резервированных систем приведены на рис. 3.47.

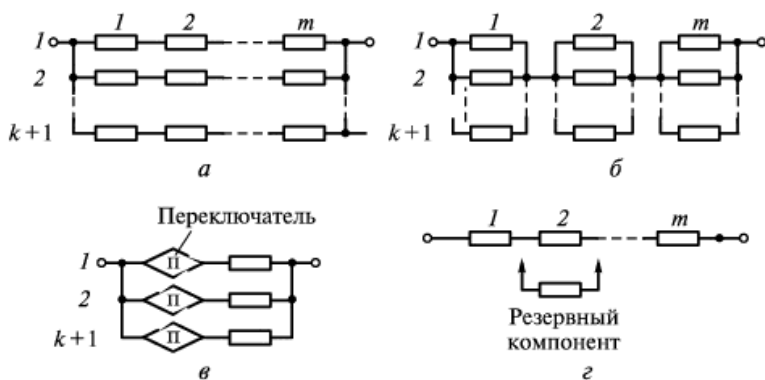


Рис. 3.47. Логические схемы надежности резервированных систем:

а – пассивное общее резервирование; *б* – пассивное раздельное резервирование; *в* – активное общее резервирование; *г* – скользящее резервирование

2. Рассчитываются интенсивности отказов компонентов с учетом условий эксплуатации ИЭП:

$$\lambda_i = \lambda_{0i} k_1 k_2 k_3 k_4 a_i(t, k_n), \quad (3.107)$$

где λ_{0i} – номинальная интенсивность отказов; k_1 и k_2 – поправочные коэффициенты, численные значения которых зависят от значений механических факторов; k_3 – поправочный коэффициент, численное значение которого зависит от значений влажности и температуры; k_4 – поправочный коэффициент, численное значение которого зависит от давления воздуха; $a_i(t, k_n)$ – поправочный коэффициент, численное значение которого зависит от значения температуры поверхности компонентов (t) и коэффициента электрической нагрузки k_n .

Номинальные значения интенсивностей отказов компонентов ИЭП приведены в табл. 3.18. В табл. 3.19–3.21 приведены значения поправочных коэффициентов k_1 – k_4 . Коэффициенты электрической нагрузки k_n компонентов схемы ИЭП определяются по формулам, приведенным в табл. 3.22.

Графики для определения поправочных коэффициентов $a_i(t, k_n)$ для различных видов компонентов приведены на рис. 3.48.

Таблица 3.18. Номинальные значения интенсивностей отказов компонентов ЭА

Компонент	$\lambda_0, 1/\text{ч}$	Компонент	$\lambda_0, 1/\text{ч}$
Микросхемы интегральные цифровые	$0,2 \cdot 10^{-7}$	Дроссели	$0,34 \cdot 10^{-6}$
Микросхемы интегральные аналоговые	$0,25 \cdot 10^{-7}$	Реле	$0,25n \cdot 10^{-6}$
Транзисторы кремниевые биполярные:		Соединители	$0,062n \cdot 10^{-6}$
до 200 мВт	$0,3 \cdot 10^{-6}$	Переключатели кнопочные	$0,07n \cdot 10^{-6}$
свыше 200 мВт	$0,5 \cdot 10^{-6}$	Гнезда	$0,1 \cdot 10^{-7}$
Транзисторы кремниевые полевые:		Зажимы	$0,05 \cdot 10^{-8}$
до 150 мВт	$0,2 \cdot 10^{-6}$	Провода соединительные	$0,15 \cdot 10^{-7}$
свыше 150 мВт	$0,3 \cdot 10^{-6}$		
Стабилитроны	$0,3 \cdot 10^{-7}$	Кабели	$0,475 \cdot 10^{-6}$
Диоды кремниевые	$0,2 \cdot 10^{-6}$	Изоляторы	$0,5 \cdot 10^{-7}$
Конденсаторы:		Аккумуляторы	$7,2 \cdot 10^{-6}$
керамические, до 1600 В	$0,5 \cdot 10^{-7}$	Батареи заряжаемые	$1,4 \cdot 10^{-6}$
керамические, свыше 1600 В	$0,15 \cdot 10^{-6}$	Электродвигатели:	
слюдяные	$0,75 \cdot 10^{-7}$	асинхронные	$1,6 \cdot 10^{-6}$
стеклянные	$0,03 \cdot 10^{-6}$	вентиляторные	$2,25 \cdot 10^{-6}$
электролитические	$0,35 \cdot 10^{-6}$	Антенны	$0,36 \cdot 10^{-6}$
воздушные переменные	$0,04 \cdot 10^{-6}$	Волноводы:	
Резисторы:		жесткие	$1,1 \cdot 10^{-6}$
композиционные	$0,43 \cdot 10^{-6}$	гибкие	$2,6 \cdot 10^{-6}$
пленочные	$0,3 \cdot 10^{-6}$	Предохранители	$0,5 \cdot 10^{-6}$
проволочные	$0,87 \cdot 10^{-7}$	Выводы высокочастотные	$2,63 \cdot 10^{-6}$
терморезисторы	$0,6 \cdot 10^{-6}$	Плата печатной схемы	$0,7 \cdot 10^{-6}$

Компонент	$\lambda_0, 1/\text{ч}$	Компонент	$\lambda_0, 1/\text{ч}$
Трансформаторы:		Пайка монтажа:	
низковольтные	$0,01 \cdot 10^{-6}$	печатного	$0,1 \cdot 10^{-7}$
высоковольтные	$0,01 \cdot 10^{-6}$	навесного	$0,3 \cdot 10^{-7}$
Автотрансформаторы	$0,6 \cdot 10^{-7}$	объемного	$0,2 \cdot 10^{-7}$
Трансформаторы силовые	$0,25 \cdot 10^{-7}$	Микрофоны динамические	$20 \cdot 10^{-6}$
Катушки индуктивности	$0,2 \cdot 10^{-7}$	Громкоговорители динамические	$4 \cdot 10^{-6}$
Обмотки электродвигателя	$0,8 \cdot 10^{-7}$	Датчики оптические	$4,7 \cdot 10^{-6}$

Примечание: n – число контактов.

Таблица 3.19. Коэффициенты влияния механических воздействий

Условия эксплуатации ЭС	Коэффициент вибрации k_1	Ударные нагрузки k_2	Суммарные воздействия k_Σ
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 3.20. Значение поправочного коэффициента в зависимости от влажности и температуры

Влажность, %	Температура, °С	Поправочный коэффициент k_3
60...70	20...40	1,0
90...98	20...25	2,0
90...98	30...40	2,5

Таблица 3.21. Значение поправочного коэффициента в зависимости от атмосферного давления

Давление, кПа	Поправочный коэффициент k_4
0,1...1,3	1,45
1,3...2,4	1,40
2,4...4,4	1,36
4,4...12	1,35

Давление, кПа	Поправочный коэффициент k_4
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

Таблица 3.22. Коэффициенты нагрузки элементов

Элемент	Контролируемые параметры	Коэффициент нагрузки K_n	Рекомендуемые значения режимов	
			импульсный	статический
Микросхемы	Входной ток $I_{вх\ i}$ Максимальный выходной ток $I_{вых\ max}$ Число нагруженных входов n	$\frac{\sum_{i=1}^n I_{вх\ i}}{I_{вых\ max}}$	—	—
Транзисторы	Мощность, рассеиваемая на коллекторе P_K	$P_K / P_{K\ доп}$	0,5	0,2
Полупроводниковые диоды	Обратное напряжение U_0	$U_0 / U_{0\ доп}$	0,5	0,2
Конденсаторы	Напряжение на обкладках	$U / U_{доп}$	0,7	0,5
Резисторы	Рассеиваемая мощность P	$P / P_{доп}$	0,6	0,5
Трансформаторы	Ток нагрузки I_n	$I_n / I_{н\ доп}$	0,9	0,7
Соединители (разъемы)	Ток I_k	$I_k / I_{к\ доп}$	0,8	0,5

3. Определяется вероятность безотказной работы ИЭП в течение заданного времени работы (наработки) $(0, t_p)$.

Для нерезервированной схемы

$$P(t_p) = \exp \left(- \sum_{i=1}^m \lambda_i t_p \right), \quad (3.108)$$

где m – число компонентов.

При этом интенсивность отказов ИЭП $\Lambda = \sum_{i=1}^m \lambda_i$, а среднее время наработки до отказа $T = 1/\Lambda$.

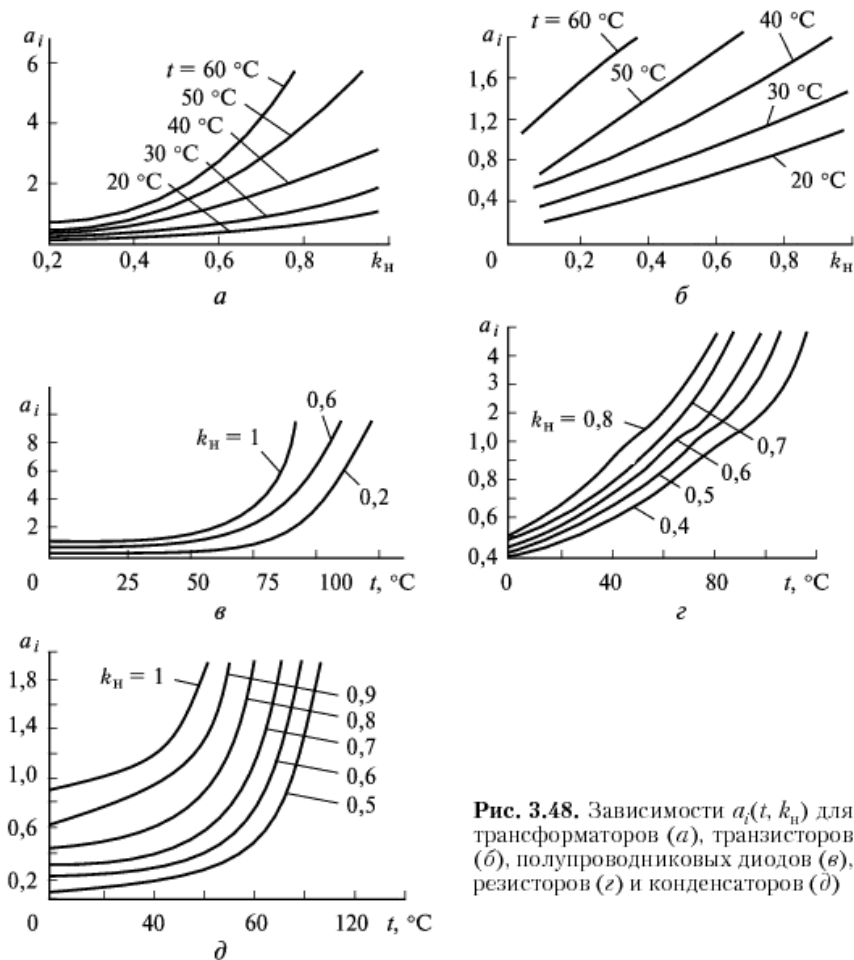


Рис. 3.48. Зависимости $a_i(t, k_n)$ для трансформаторов (а), транзисторов (б), полупроводниковых диодов (в), резисторов (г) и конденсаторов (д)

Для пассивного общего резервирования (рис. 3.47, а)

$$P(t_p) = 1 - \prod_{j=1}^{k+1} \left[1 - \exp \left(- \sum_{i=1}^m \lambda_i t_p \right) \right], \quad (3.109)$$

где k – кратность резервирования.

Для пассивного раздельного резервирования (рис. 3.48, б)

$$P(t_p) = \prod_{i=1}^m \left[1 - (1 - e^{-\lambda_i t_p})^{k+1} \right]. \quad (3.110)$$

Для активного резервирования с учетом надежности переключателей (рис. 3.48, в)

$$P(t_P) = 1 - (1 - e^{-\lambda_n t_P} e^{-\lambda_i t_P})^{k+1}, \quad (3.111)$$

где λ_n – интенсивность отказов переключателей.

Для скользящего резервирования (рис. 3.48, з)

$$P(t_P) = \left[1 + m \frac{\lambda_i}{\lambda_n} (1 - e^{-\lambda_n t_P}) \right] e^{-m \lambda_i t_P}, \quad (3.112)$$

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 равнонадежного одного основного и k ненагруженных резервных компонентов

$$K_r = 1 - \frac{1}{\sum_{j=0}^{k+1} \binom{\mu}{\lambda}^j};$$

для той же резервированной системы с нагруженным резервом

$$K_r = 1 - \frac{1}{\sum_{j=0}^{k+1} \frac{1}{j!} \left(\frac{\mu}{\lambda} \right)^j},$$

где μ – интенсивность восстановления.

На этом расчет надежности по внезапным отказам закончен.

Расчет надежности по постепенным отказам. При расчете надежности ИЭП по постепенным отказам определяется вероятность попадания выходного определяющего параметра ИЭП Y в пределы допуска $[Y_1, Y_2]$. Для этого прежде всего необходимо знать уравнение связи, определяющего вид зависимости определяющего параметра Y от параметров элементов и конструкции ИЭП x_i :

$$Y = f(x_1, x_2, \dots, x_n). \quad (3.113)$$

1. Исходными данными для расчета надежности по постепенным отказам являются:

- характер постоянного изменения математического ожидания каждого параметра компонента схемы и элемента конструкции ИЭП m_{x_i} , например от температуры $m_{x_i}(T)$ или времени эксплуатации $m_{x_i}(t)$;
- среднее квадратическое отклонение параметров элементов конструкции и компонентов схемы, вызванное дестабилизирующими случайными факторами технологического процесса, условий эксплуатации, временем;
- допуск на определяющий параметр $[Y_1, Y_2]$.

Предполагается, что функция распределения случайных значений параметров элементов конструкции и компонентов схемы является гауссовской, т. е.

$$\varphi(x_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{x_i}} \exp\left[-\frac{(x_i - m_{x_i})^2}{2\sigma_{x_i}^2}\right], \quad (3.114)$$

причем в нормальных условиях эксплуатации математическое ожидание m_{x_i} совпадает с номинальным значением x_{0i} .

2. Из формулы (3.113) получаем уравнение абсолютной погрешности определяющего параметра

$$Y - Y_0 = \sum_{i=1}^n A_i (x_i - x_{0i}), \quad A_i = \left[\frac{\partial f}{\partial x_i} \right]_0, \quad (3.115)$$

где индекс «0» означает, что в выражении для A_i подставляются номинальные значения параметров элементов конструкции и компонентов схемы.

3. Определяются математические ожидания M_Y и среднее квадратическое отклонение σ_Y определяющего параметра при заданных температуре или сроке эксплуатации:

$$\left\{ \begin{aligned} M_Y &= Y_0 - \sum_{i=1}^n A_i (m_{x_i} - x_{0i}); \\ \sigma_Y &= \left[\sum_{i=1}^n A_i^2 \sigma_{x_i}^2 + 2 \sum_{\substack{i \neq j \\ i, j=1}}^n A_i A_j \sigma_{x_i} \sigma_{x_j} r_{ij} \right]^{\frac{1}{2}}, \end{aligned} \right. \quad (3.116)$$

где r_{ij} – коэффициент корреляции случайных величин x_i и x_j .

4. Определяется вероятность работоспособности устройства в предположении, что функция распределения плотности вероятности случайной величины определяющего параметра является гауссовской:

$$P = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_Y} \int_{Y_1}^{Y_2} \exp\left[-\frac{(Y-M_Y)^2}{2\sigma_Y^2}\right] dY. \quad (3.117)$$

3.9. Конструкционные материалы для источников электропитания

При проектировании ИЭП необходимо учитывать прочностные, электрические и надежностные параметры материалов, из которых должен изготавливаться ИЭП. Прочностные характеристики некоторых конструкционных материалов (плотность, модуль упругости, коэффициент Пуассона) приведены в табл. 3.9. Для деталей и узлов, изготавливаемых интегральным, групповым методом, важно также знать минимально возможные расстояния между токопроводящими элементами, особенно находящимися под высоким напряжением. Это прежде всего относится к *коммутационным* или *печатным платам*, широко применяющимся при построении ИЭП различного назначения.

При конструировании печатных плат, на которых располагаются проводники и элементы высоковольтных цепей, необходимо по возможности увеличивать расстояние между проводниками (в том числе контактными площадками). Расстояния между проводниками определяются значением рабочего напряжения с учетом материала печатной платы и влагозащитного покрытия. В табл. 3.23 приведены значения минимальных изоляционных зазоров 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.

Таблица 3.23. Значения допустимых зазоров 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	10000	30
15000	75	15000	45

При ограниченных размерах печатной платы в ней между печатными проводниками выполняются зазоры шириной 1 мм и более. Эти зазоры 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 целесообразно выполнять при рабочем напряжении до 3 кВ. При напряжении от 2 до 20 кВ соединения в конструкциях высоковольтных выпрямителей рекомендуется выполнять проводниками марок ПВМП, ПВМК, РМПВ. В качестве материала для изготовления печатных плат высоковольтных выпрямителей рекомендуется применять фольгированный стеклотекстолит марок СФ-1-35-1 и СФ-1-35-1,5.

Изоляция впаиваемых 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 пу-

зырей в компаунде. В этом случае провода перед заливкой покрывают лаком УР-231.

Некоторые узлы ИЭП выполняются на керамическом основании (подложках), например высоковольтные резистивные делители выходного напряжения. Эти делители (серия RD) выполняются по толсто пленочной технологии и рассчитаны на напряжение до 30 кВ. Температурный коэффициент резисторов составляет $4 \cdot 10^{-4} \text{ 1/}^\circ\text{C}$, при этом обеспечивается деление напряжения с погрешностью не хуже 2,5 %. Делители напряжения без герметизации имеют размеры от $25 \times 25 \times 6,5$ до $51 \times 25 \times 6,5$ мм. В герметизированном исполнении для монтажа на печатных платах они могут иметь размеры от $28 \times 28 \times 3,8$ до $53 \times 28 \times 5,5$ 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 10 000 : 1.

Некоторые типы высоковольтных делителей изготавливаются методами тонкопленочной технологии. Сравнительно небольшие габариты таких делителей в условиях плохого теплообмена с окружающей средой приводят к повышению температуры резистивных элементов и изменению коэффициента деления. Для снижения температуры перегрева целесообразно применение подложек из материала, обладающего достаточно большой теплопроводностью. Для сравнения на рис. 3.49 приведены зависимости изменения коэффициента деления k от входного напряжения $U_{\text{вх}}$ для делителей, выполненных на подложках из ситалла и поликора. Более высокая теплопроводность поликора позволяет получить меньшее значение и разброс температуры нагрева резисторов, что снижает погрешность коэффициента деления.

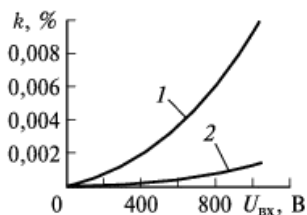


Рис. 3.49. Зависимости изменения коэффициента деления от входного напряжения:

1 – подложка из ситалла, 2 – подложка из поликора

Герметизация высоковольтных делителей в тонкопленочном исполнении производится так же, как и делителей на резисторах в пластмассовых корпусах. В связи с малыми размерами тонкопленочных делителей в их конструкции могут иметь место высокие напряженности электрического поля на поверхности подложки. Это повышение напряженности вызывается малыми шириной резистивных пленок и рас-

стоянием между ними, наличием острых углов и непротравленных 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 тонкопленочный делитель с размерами $17,5 \times 19,5 \times 5$ мм обеспечивает изменение коэффициента деления не более $\pm 0,02$ % в течение года. Сопротивление изоляции в условиях эксплуатации составляет не менее 10^5 МОм.

К особенностям конструкций высоковольтных ИЭП (ВИЭП) относится герметизация элементов схемы компаундами, при которой обычно преследуются следующие цели: повышение пробивного напряжения между 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 различные покрытия. Выбор конкретной марки конструкционного материала и вида покрытия определяется параметрами схемы и условиями эксплуатации.

Следует отметить, что без специальных конструктивных мер электрическое поле ВИЭП является 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 ИЭП находит применение облученный полиэтилен. В результате облучения электронами высоких энергий незначительно изменяется значение пробивной напряженности полиэтилена как при низких, так и при высоких температурах, а кроме того, повышается стойкость к образованию короны.

В табл. 3.24 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. 3.24 получены при напряжении постоянного тока.

Таблица 3.24. Значения электрической прочности полиэтилена

Условия облучения	Электрическая прочность, кВ/мм		
	до облучения	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

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 изменение электрической прочности меньше, чем при переменном токе (табл. 3.25). При изготовлении деталей из облученного полиэтилена можно применять различные виды станочно-слесарной обработки: фрезерование, точение, сверление и др. Благодаря высокой теплостойкости и сетчатой структуре облученного полиэтилена исключаются его размягчение и плавление в месте контакта с инструментом и можно получить 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 облученного полиэтилена со сплавом АМЦ рекомендуются клеи марок ПУ-2, ВК-9, ЭПН-20.

Изделия из облученного полиэтилена можно сваривать газовой горелкой. При этом необходимы высокая температура газовой струи и наличие инертного газа в качестве теплоносителя.

Таблица 3.25. Значения электрической прочности полиэтилена при различных дозах облучения

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

Повышенные теплостойкость и адгезионная активность облученного полиэтилена позволяют проводить металлизацию его поверхности при помощи электропроводящих 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. 3.24 и 3.25 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 минимизации размеров и массы ВИЭП приводит к необходимости уменьшения расстояния между элементами до 1...2 мм. При этом должны обеспечиваться защита ВИЭП от воздействий окружающей среды и работоспособность с заданными показателями надежности. Технологический процесс герметизации высоковольтного источника предъявляет к его конструктивному исполнению следующие основные требования: расположение элементов 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 в газовом включении в несколько раз. Поскольку электрическая прочность газов ниже по сравнению с компаундом, то в газовом включе-

нии происходят разрядные процессы. 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 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 $\operatorname{tg} \delta$ при частоте $2 \cdot 10^6$ Гц	0,01... 0,014
Относительная диэлектрическая проницаемость,	ϵ_r 2,4... 3,1
Удельное объемное сопротивление ρ , Ом·см	10^{13} ... 10^{15}
Электрическая прочность $E_{\text{пр}}$ при частоте 10^6 Гц, кВ/мм	15 ... 20

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. Введение последнего позволяет

увеличить коэффициент теплопроводности компаунда с 0,15 до (0,44...0,7) Вт/(м· °С), что улучшает температурный режим трансформатора и ВИЭП в целом.

При выборе марки компаунда конструктор ВИЭП должен учитывать 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 ИЭП. 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», обладающие высокой теплопроводностью. Электроизоляционный герметик «Эластосил 137-182» характеризуется повышенной теплопроводностью по сравнению с другими марками кремнийорганических материалов, у которых коэффициент теплопроводности не превышает 1,25 Вт/(м·°С). Герметик имеет достаточно большой срок хранения (6 месяцев), хорошую адгезию с металлическими и изоляционными поверхностями, нетоксичен.

При изготовлении высоковольтных трансформаторов, дросселей и других узлов их защита от влияния внешней среды (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 деше-

выми кожухами. Наиболее надежная влагозащита высоковольтных функциональных узлов обеспечивается их герметизацией в металлическом кожухе с вакуумплотной 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 им. Эти составы сохраняют достаточную гибкость при температуре до -60°C и свои свойства до $+200^{\circ}\text{C}$, 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-5-111-1 без промежуточного отверждения и заливочные компаунды ЭТЗ-16 и УП5-111-3. 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 аэро-сил марки А-300 (2).

Для герметизации высоковольтных узлов можно применять эпоксидные компаунды марок Э-60, ЭЦТ и ЭКН, основные параметры которых приведены в табл. 3.26; жизнеспособность компаунда Э-60 составляет не менее 8 ч. Он в течение длительного времени сохраняет стабильную вязкость (ее изменение не превышает 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 $-60...+125^{\circ}\text{C}$.

Компаунд ЭЦТ рассчитан на изменения рабочей температуры от -60 до $+150^{\circ}\text{C}$ и воздействие тропической влаги в течение 56 суток, тропического тумана в течение 7 суток. Компаунд рекомендуется для герметизации кремниевых приборов.

Таблица 3.26. Параметры эпоксидных компаундов

Параметр	Компаунд		
	Э-60	ЭЦТ	ЭКН
Электрическая прочность, кВ/мм	30	20	23
Удельное объемное 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	—	$3 \cdot 10^{-2}$	—

Компаунд ЭКН применяется при изготовлении умножителей напряжения для цветных телевизоров. Он рассчитан на диапазон рабочих температур $-60...+80$ °С.

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) он отличается прозрачностью, эластичностью, ремонтпригодностью, хорошей адгезией с компонентами 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.

Хорошими электроизоляционными свойствами, эластичностью и ремонтпригодностью обладает компаунд 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 ИЭП, приведены в табл. 3.27.

Таблица 3.27. Параметры основных заливочных компаундов

Марка компаунда	Интервал рабочих температур, °C	Основные параметры при температуре +20°C				
		Тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta$	Удельное объемное сопротивление ρ , Ом·см	Относительная диэлектрическая проницаемость ϵ	Электрическая прочность U , кВ/мм	Коэффициент теплопроводности λ , Вт/(м·град)
ЭТЗ-16	-60...+155	0,012	10^{14}	4,2	23	0,86
ЭЗК-11	-60... +100	0,012	10^{15}	4,1	23	0,23
З0-317Д	-60... +85	0,01	10^{13}	2,6	20	0,25
ЭУ-10	-60... +85	0,01	10^{14}	2,6	30	0,25
ЭЗК-6В	-60...+105	0,009	10^{16}	3,5	37	0,43
ЭЗК-9ЭП	-60...+140	0,004	10^{16}	4,0	33	0,35
ЭЗК-10	-60...+135	0,010	10^{14}	5,2	25	0,69
ВЭК-8Н	-60...+100	—	—	3,8	100	0,41
УП5 111-3	-60...+135	0,003	10^{15}	4,2	34	—
Герсил 312	-60...+200	0,001	10^{15}	4,0	20	1,1

Покрyтия. Электрическая прочность промежутка по поверхности твердого диэлектрика определяется его удельной поверхностной проводимостью γ . Значение γ для определенного материала 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 границе 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 два 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.

3.10. Конструкции трансформаторов, дросселей и других узлов источников электропитания

Конструкции трансформаторов

Рассмотрим особенности конструкций наиболее распространенных в ИЭП узлов: трансформаторов, дросселей, соединителей и пр. В § 1.7 приведен пример расчета высокопотенциального трансформатора, в технологическом цикле изготовления которого предусматривалась заливка компаундом первичной обмотки и экрана, затем выполнение вторичной обмотки, затем вторая заливка компаундом (двойная заливка). Такой технологический процесс является трудоемким и дорогостоящим. Его можно упростить и удешевить за счет применения в качестве межобмоточной изоляции чередующихся слоев пленочного материала с высокой электрической прочностью и сравнительно малой диэлектрической проницаемостью и слюдинитового или бумажного материала, обладающего хорошей пропитываемостью компаундами. Количество слоев такого «сэндвича» выбирается, исходя из значения рабочего напряжения высоковольтной или высокопотенциальной обмотки.

На рис. 3.50 приведены электрическая схема и конструкция **однофазного высокопотенциального трансформатора**, электрические данные которого приведены в табл. 3.28. Межобмоточная изоляция обеспечивается тридцатью слоями комбинации, состоящей из материала Ф4ЭО-ЭА 0,08 и слюдинита ГСКВ-0,1. Особенностью конструкции рассматриваемого трансформатора является то, что

ширина слоев межобмоточной изоляции является величиной переменной: 15 слоев имеют ширину 68 мм, а остальные 15 слоев – 48 мм. Этот конструктивный прием дает возможность значительно увеличить электрическую прочность изоляции по границе раздела между слоями «сэндвича» и заливочным компаундом.

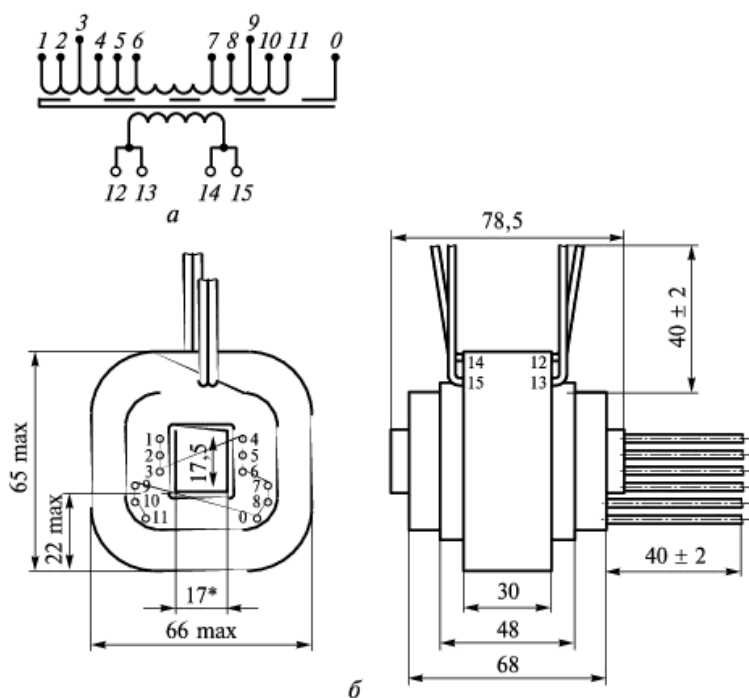


Рис. 3.50. Электрическая схема (а) и конструкция (б) однофазного высокопотенциального трансформатора:

0–15 – выводы

Выводы 1, 6 и 2, 4 предназначены для регулировки выходного напряжения на $\pm 2,5$ и ± 1 % соответственно, вывод 5 служит для регулировки напряжения на +2 %. Выводы 7, 8, 10, 11 служат для получения следующих значений выходного напряжения: 13,5; 13; 12 и 11,5 В.

Катушка пропитывается компаундом УП-5-111-1 и заливается компаундом УП-5-111-3 без промежуточного отверждения пропиточного компаунда. Таким образом, технологический процесс изготовления катушки высокопотенциального трансформатора значительно укорачивается и удешевляется по сравнению с методом двойной заливки.

Таблица 3.28. Электрические параметры трансформаторов

Номер обмотки	Номер вывода	Напряжение, В			Рабочий потенциал, В	Сопротивление на выводах, Ом	Рабочий ток, А	Частота, Гц	Мощность, В·А	Ток холостого хода, А
		холостого хода	под нагрузкой	испытательное						
однофазный высокопотенциальный										
I	3-9	220	220	1500	—	1,92	0,84	400	155	0,29
II	12-15	12,8	12,5	40000	25 кВ	0,018	11,5	—	—	—
трехфазный малогабаритный высоковольтный										
I	1-1-1	200	200	1500	—	—	Не более 1,8	400	512	0,3
							0,1			
II	10-10-10	1524	1480	23000	12000	—	0,1			
III	12-12-12	1524	1480	23000	12000	—	0,1			
высоковольтный высоковольтный без заливки										
I	1-3	34	34	500	—	0,07	1,8	20000	42	1
II	5-6	2120	2100	8000	—	150	0,02			

В **трехфазных высоковольтных трансформаторах** катушки, которые содержат первичные и вторичные обмотки, относящиеся к различным фазам, разделяются между собой воздушными промежутками. Воздушные промежутки увеличивают поверхность теплоотдачи, тем самым улучшая условия охлаждения трансформатора, однако при этом возрастают его габаритные размеры. Для бортовой аппаратуры зачастую это оказывается неприемлемым.

Габаритные размеры трехфазного высоковольтного высокопотенциального трансформатора можно значительно уменьшить, если отказаться от межкатушечных воздушных зазоров. При этом уменьшение габаритных размеров происходит не только за счет исключения зазоров, но и за счет уменьшения суммарной толщины заливочного компаунда между катушками. Электрическая схема и конструкция высоковольтного трансформатора, в котором исключены воздушные промежутки между катушками, приведены на рис. 3.51, а электрические параметры – в табл. 3.28.

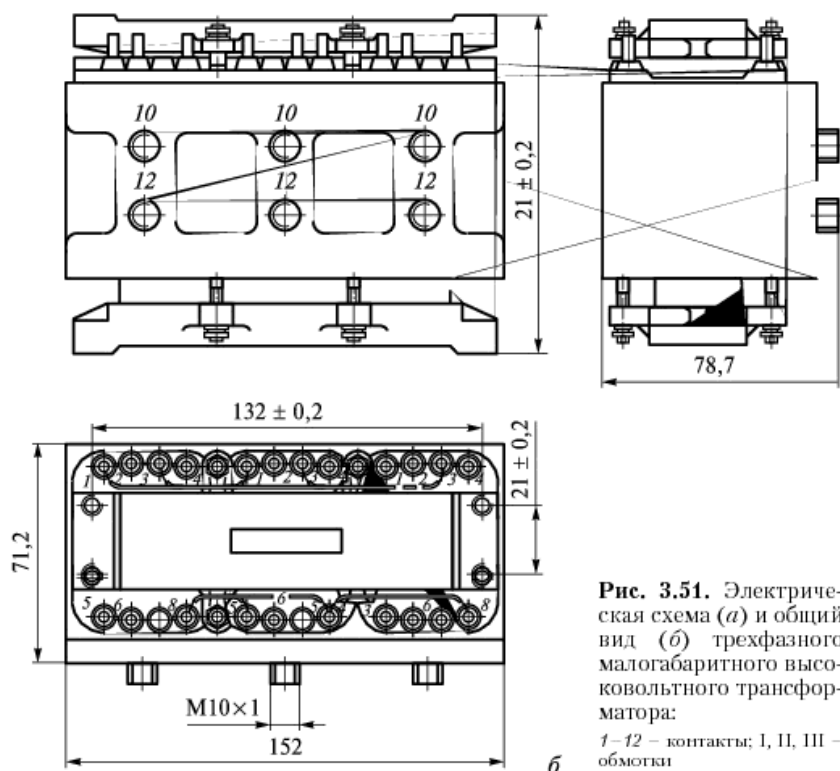
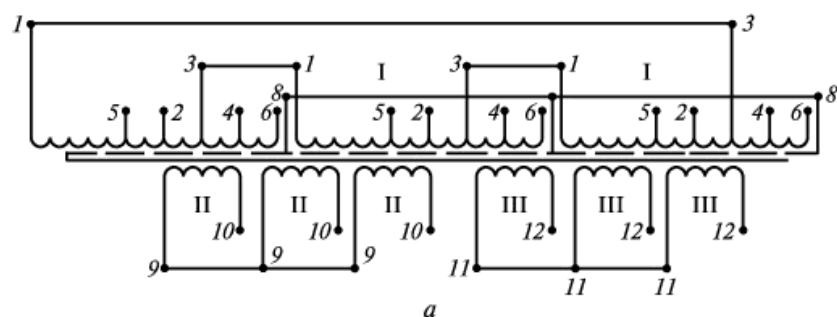
Выводы 2, 4 и 5, 6 служат для регулировки выходного напряжения на ± 3 и ± 6 % соответственно.

В рассмотренных конструкциях высоковольтных трансформаторов внешняя изоляция высокопотенциальных обмоток обеспечивается слоем заливочного компаунда. Однако заливка – сложный, трудоемкий, длительный и дорогостоящий процесс. Задачей разработчика совместно с конструктором и технологом является поиск вариантов выполнения задания на разработку трансформатора без применения заливочного компаунда. При сравнительно небольших напряжениях ($U_{исп} < 10$ кВ) задача может быть решена путем применения в качестве внешней изоляции рассмотренной выше комбинации, состоящей из материала Ф4ЭО-ЭА 0,08 и слюдинита ГСКВ 0,1. На рис. 3.52 приведена конструкция, а в табл. 3.28 – электрические параметры трансформатора, в котором заливка не используется.

Выводы 2 и 4 предназначены для регулировки выходного напряжения на ± 14 %.

Для уменьшения межобмоточной емкости обмотки располагаются не концентрически, как обычно, а продольно, на расстоянии 4 мм друг от друга.

Изоляция высоковольтной обмотки обеспечивается с внешней стороны упомянутой выше комбинацией Ф4ЭО-ГСКВ, а со стороны первичной обмотки и торца катушки – многослойными бортиками из бумаги ЭН-50. От центрального стержня магнитопровода высоковольтная обмотка изолирована материалом каркаса АГ-4В. Высоковольтные выводы выполнены проводом ПВМК-4. Вся конструкция пропитана компаундом КП-55.



Рассмотренная беззаливочная конструкция высоковольтного трансформатора пригодна для ограниченного диапазона напряжений (примерно до 10 кВ). При более высоких напряжениях альтернативой заливке может стать конструкция на основе фторопласта-4 марки П или ПН, который обладает высокими диэлектрическими характеристиками. Его электрическая прочность при постоянном

напряжении превышает 50 кВ/мм, диэлектрическая проницаемость при частоте 10^6 Гц составляет $2,0 \pm 0,1$. Примерно в три раза меньшее значение диэлектрической проницаемости по сравнению с традиционными заливочными компаундами является важным преимуществом фторопласта как электроизоляционного материала для высоковольтных и высокопотенциальных трансформаторов. Это связано с тем, что очень часто в технических заданиях на разработку таких трансформаторов вводятся ограничения на значение межобмоточной емкости, которая прямо пропорциональна диэлектрической проницаемости электроизоляционного материала.

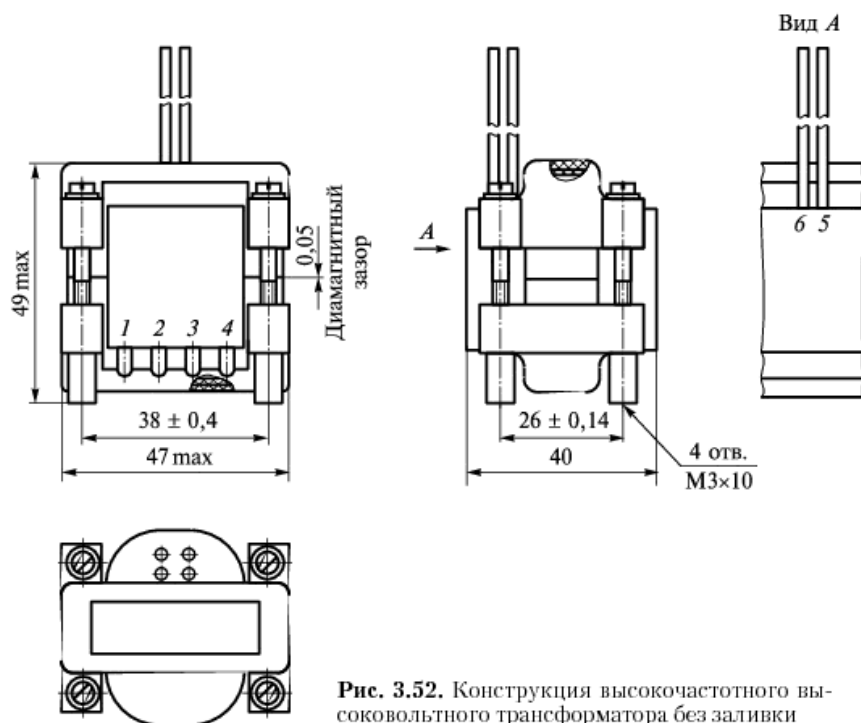


Рис. 3.52. Конструкция высокочастотного высоковольтного трансформатора без заливки

На рис. 3.53 показано взаимное расположение первичной и вторичной обмоток **малоемкостного накального трансформатора**, рассчитанного на рабочий потенциал вторичной обмотки $U = 32$ кВ, ток нагрузки 20 А и выходное напряжение 27 В.

Первичная обмотка трансформатора выполнена проводом ПЭТВ-2 диаметром по меди 1,18 мм, а вторичная – медной лентой сечением $0,6 \times 12$ мм². Экран изготовлен из медной фольги толщи-

ной 0,05 мм. Электрическая изоляция между вторичной обмоткой и экраном (первичной обмоткой) выполнена слоем фторопласта толщиной 8 мм. Такая конструкция обеспечивает необходимую электрическую прочность (испытательное напряжение 50 кВ постоянного тока) и значение межобмоточной емкости не более 20 пФ.

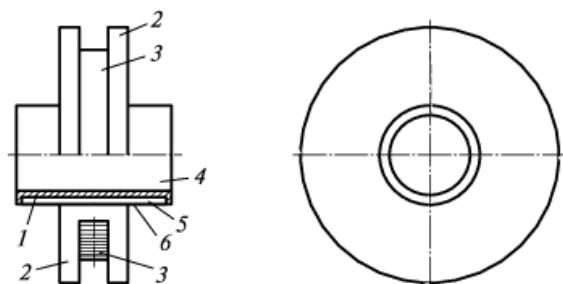


Рис. 3.53. Конструкция катушки малоемкостного высокопотенциального трансформатора:

1 – каркас первичной обмотки; 2 – каркас вторичной обмотки (фторопласт); 3 – вторичная обмотка; 4 – отверстие для магнитопровода; 5 – первичная обмотка; 6 – экран

В высоковольтных трансформаторах преобразователей напряжения при частоте преобразования более 10 кГц сердечники трансформаторов изготавливаются в основном из ферритов. Кольцевые ферриты целесообразно использовать в трансформаторах мощностью до $0,2 \text{ кВ} \cdot \text{А}$ при напряжении до 2 кВ. При более высоких напряжениях применение стержневых и броневых сердечников является предпочтительным с точки зрения упрощения технологии изготовления. Для высоковольтного трансформатора мощностью $1 \text{ кВ} \cdot \text{А}$ и напряжением 5,5 кВ целесообразна конструкция с Ш-образным ферритом с размерами трансформатора $H = 65 \text{ мм}$, $B = 80 \text{ мм}$, $L = 65 \text{ мм}$. Трансформатор мощностью $1 \text{ кВ} \cdot \text{А}$ и напряжением 10 кВ с изоляцией, рассчитанной на напряжение 20 кВ, имеет стержневой сердечник типа ПК40Х18. Выбор типа сердечника обусловлен тем, что его окно позволяет разместить обмотки с заданным уровнем рабочего напряжения. Размеры такого трансформатора: $H = 72 \text{ мм}$, $B = 128 \text{ мм}$, $L = 116 \text{ мм}$.

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 наматывается поверх изолированной вторичной обмотки. Катушка

выполняется 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. 3.54). Рядовая намотка выполнена с межслоевой изоляцией пленкой типа ПЭТ-Э толщиной 0,02 мм в два слоя. Особенностью катушки является то, что намотка каждой пары секций (1, 2 и 3, 4) начинается от их общей точки в обе стороны с переворотом катушки на 180° . 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 ПВМК. Вторичная обмотка пропитывается компаундом ЭПК-4 и заливается компаундом ЭЗК-10 толщиной 3,5 мм.

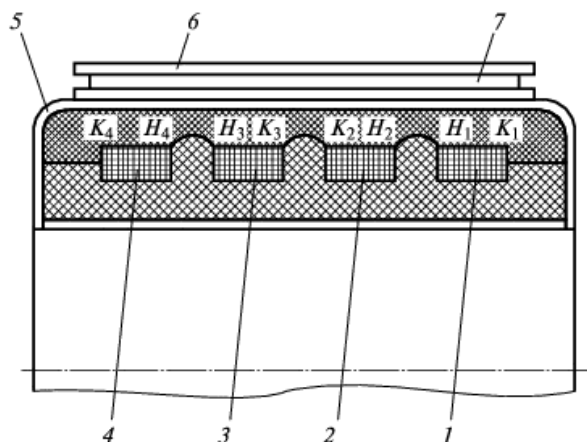


Рис. 3.54. Конструкция трансформатора с секционированной высоковольтной обмоткой:

1–4 – секции вторичной обмотки; 5 – металлизация; 6 – изоляция первичной обмотки; 7 – первичная обмотка

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 коронного разряда края металлизации покрываются эпоксидным клеем холодного отверждения. Первичная обмотка 7 наматывается поверх вторич-

ной проводом марки ПЭТВ-2 диаметром 0,63 мм пятью проводами одновременно с числом витков 11 в два ряда с межслоевой изоляцией стеклослюдинитом марки ГС-40 толщиной 0,1 мм в один слой. Изоляция 6 первичной обмотки от слоя металлизации осуществляется также стеклослюдинитом. 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 $65 \times 65 \times 80$ 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. В трансформаторе, предназначенном для работы в составе высоковольтного выпрямителя при входном напряжении переменного тока частоты 40 кГц, магнитопровод 7 выполнен из пермаллоя марки МП-140 и имеет типоразмер $K44 \times 28 \times 10,3$ (рис. 3.55). Выходное напряжение 8 кВ получено сложением напряжений схем удвоения, подключенных к вторичным обмоткам трансформатора. Межслойная изоляция 4 выполнена из пленок фторопласта-4 и лавсана (ПЭТФ) 20...30 мкм.

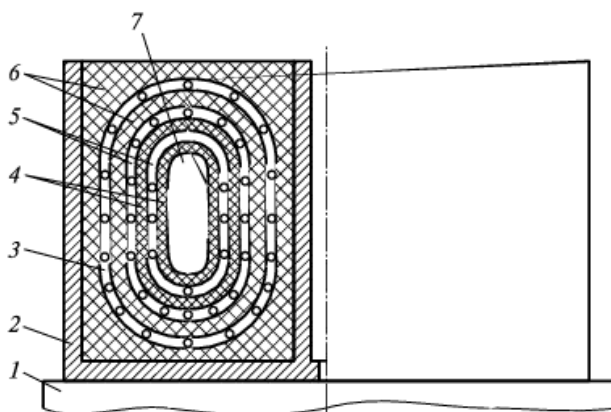


Рис. 3.55. Конструкция высоковольтного трансформатора в металлическом корпусе:

1 – радиатор охлаждения; 2 – корпус; 3 – первичная обмотка; 4 – изоляция вторичных обмоток; 5 – вторичные обмотки; 6 – компаунд; 7 – магнитопровод

Заливка трансформатора осуществляется теплопроводным компаундом 6 марки КТФ278 в два этапа. Сначала 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, обеспечивая величину перегрева сердечника относительно радиатора охлаждения 1 не более 10 °С при выходной мощности трансформатора 800 В·А.

Конструкция высоковольтного трансформатора, герметизируемого в изоляционном корпусе, приведена на рис. 3.56. В зазоре между половинками 3 и 5 магнитопровода крепятся компаундом ЭЗК-11 (без наполнителя) прокладки из электроизоляционной пропиточной бумаги марки ЭИП-66А. 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».

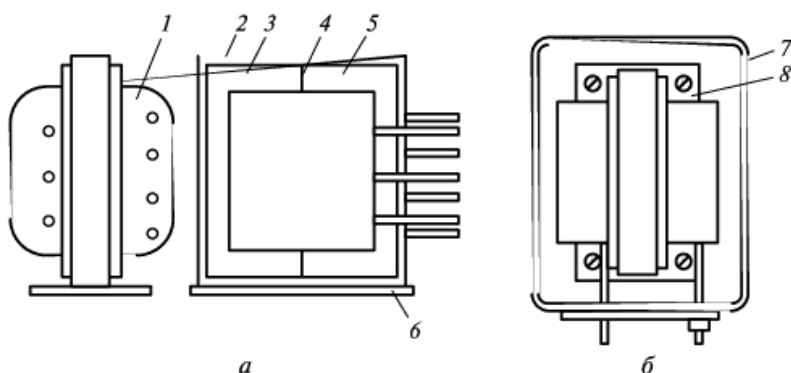


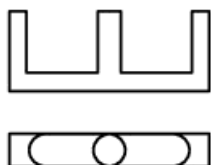
Рис. 3.56. Конструкция высоковольтного трансформатора в изоляционном корпусе:

a – до установки в корпус; *б* – после установки в корпус перед заливкой компаундом; 1 – катушка; 2 – стеклянная лента; 3, 5 – магнитопровод; 4 – диамagnetный зазор; 6 – пластина; 7 – корпус; 8 – каркас

После сборки трансформатор закрепляется в корпусе из пресс-материала АГ-4В четырьмя винтами 8. Пропитка трансформатора осуществляется в вакууме лаком МЛ-92 с промежуточной

полимеризацией, после чего наносится адгезионный подслои П-11. Заливка трансформатора производится компаундом «Виксинт ПК-68» с окисью цинка в качестве наполнителя.

Рис. 3.57. Рациональная конфигурация ферритового магнитопровода высоковольтного трансформатора



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 позволяет наиболее полно заполнить окно круглой обмоткой (рис. 3.57). 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.

Снижение массы и повышение КПД трансформатора возможно путем применения конструкции, показанной на рис. 3.58. Сердечник трансформатора выполнен в виде двух наборных трубок из стандартных тороидальных ферритовых сердечников. Обмотки размещаются в окнах тороидов. 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.

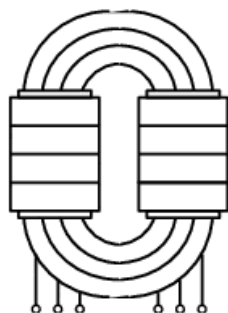


Рис. 3.58. Конструкция трансформатора с сердечником из ферритовых колец

Конструкции ВТВМ

Раздельное конструирование трансформаторов и выпрямителей в составе высоковольтных ИЭП не дает возможности достичь высоких удельных показателей ИЭП в целом. Выполнение функ-

ционального узла, сочетающего функции трансформации и выпрямления в монолитной конструкции (**высоковольтные трансформаторно-выпрямительные модули – ВТВМ**), позволяет снизить их массу и объем, повысить 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-6 и 31-138ДФ с электрической прочностью порядка 20 кВ/мм. Сокращение расстояний между элементами конструкции снижает паразитные параметры, что особенно важно при высокочастотном преобразовании напряжения.

Основные расчетные параметры функциональных узлов, выполняющих функции трансформации и выпрямления и построенных с применением приведенной на рис. 3.58 конструкции трансформатора, указаны в табл. 3.29, из которой следует, что удельный показатель по объему совмещенной конструкции трансформатора и выпрямителя может достигать 150...300 Вт/дм³.

Таблица 3.29. Основные параметры совмещенных конструкций трансформаторно-выпрямительных узлов

Параметр	Значения параметров	
	при 2 кВ	при 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, K 20X12X6 – 4 шт.	M2000HMA, K20X12X6 – 6 шт.
Испытательное напряжение, В	6000	13000
Индуктивность рассеяния, Гн	$20 \cdot 10^{-6}$	$10 \cdot 10^{-6}$
Межобмоточная емкость, Ф	$75 \cdot 10^{-12}$	$160 \cdot 10^{-12}$
Длительность фронта импульса, с	$0,2 \cdot 10^{-6}$	$0,35 \cdot 10^{-6}$
КПД, %	98	96
Удельный показатель по объему, Вт/дм ³	300	150
Удельный показатель по массе, Вт/кг	230	200
Показатель унификации	0,86	0,86

Для электропитания мощных устройств (от 6 до 60 кВт) высокого напряжения постоянного тока применяются ВТВМ типа ПВ, особен-

ностью 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 выходные напряжения от 5 до 50 кВ и рассчитаны на входное напряжение (220 ± 11) В переменного тока частоты (400 ± 20) Гц.

Основные способы 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°C . 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, в котором возникает коронный разряд при напряжении U_k , в существенной мере зависит от давления окружающей воздушной среды.

Эмпирическая формула для определения напряжения коронного разряда U_k имеет следующий вид:

$$U_k \approx c \sqrt[3]{r} \sqrt[3]{s^2}, \quad (3.118)$$

где c – константа; r – радиус кривизны на углах электродов, см; s – воздушный зазор, см.

С учетом поправок на изменение давления окружающего воздуха H от 327 до 560 мм рт. ст. и температуры среды от $+65$ до $+85$ °С, а также коэффициента запаса, принимаемого равным 1,6, воздушный зазор, исключаяющий коронный разряд, можно определить по эмпирической формуле:

$$s = \frac{k}{H} \sqrt{U^3 (273 + t_o)}. \quad (3.119)$$

Здесь 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_o – температура окружающей среды.

Большая часть занимаемого ВТВМ объема (около 60 %) приходится на изолирующие воздушные зазоры (рис. 3.59). Поэтому уменьшение числа воздушных зазоров, особенно испытывающих воздействие переменного и пульсирующего напряжений, является эффективным средством уменьшения размеров ВТВМ. С этой целью в трехфазном высоковольтном трансформаторе предусмотрен поворот вектора напряжения средней обмотки, для чего она выполняется обратной намоткой. При таком исполнении трансформатора напряжение, действующее на межфазный промежуток, близко к фазному. Благодаря существенному снижению напряжения сокращаются размеры межфазных промежутков, длина ярма и, следовательно, трансформатора в целом. Следует отметить, что эффективность снижения размеров увеличивается с ростом линейного напряжения расположенных рядом обмоток.

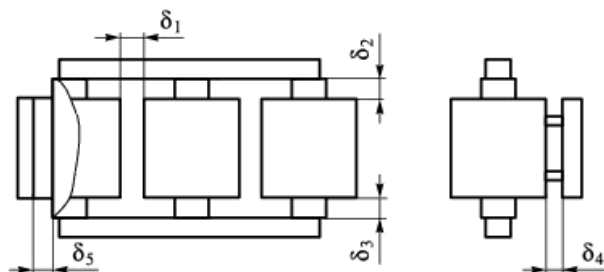


Рис. 3.59. Воздушные зазоры в конструкции высоковольтного преобразователя

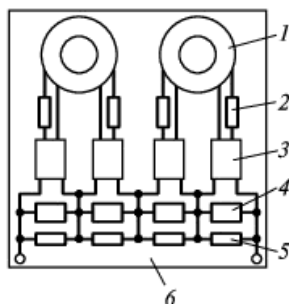
Конструктивным решением, также позволяющим уменьшить напряжение на воздушном промежутке, является разделение вторичной обмотки высоковольтного трансформатора на отдельные секции. При увеличении числа секций снижается напряжение на каждой из них, что позволяет уменьшить воздушный зазор δ_4 (см. рис. 3.59). С увеличением числа секций возможно уменьшение воздушных зазоров δ_3 при одном заземленном (нижнем) полюсе выпрямителя. Зазор δ_1 также можно выполнить сравнительно небольшим, так как в нем действует лишь напряжение одной ступени. С увеличением числа секций напряжение в зазорах δ_5 по форме приближается к постоянному, что позволяет уменьшить их примерно в 2 раза (в соответствии со снижением коэффициента k в формуле (3.119) с 0,015 до 0,007).

Воздушные зазоры δ_1 , δ_3 , δ_4 для устранения теплового влияния обмотки на узлы выпрямителей не рекомендуется уменьшать менее 0,3...0,6 мм. Установлено, что минимальное число секций, при котором достигается достаточно большая электрическая прочность воздушного зазора, равно трем.

При создании трансформаторно-выпрямительных устройств с высоким 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, приведенного на рис. 3.60. 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.

Рис. 3.60. Конструктивное исполнение трансформаторно-выпрямительного узла:

1 – вторичная обмотка; 2 – предохранитель; 3 – диод; 4 – конденсатор; 5 – выравнивающий резистор; 6 – печатная плата



На рис. 3.61 показаны варианты исполнения и расположения первичных ($w1$) и вторичных ($w2$) обмоток.

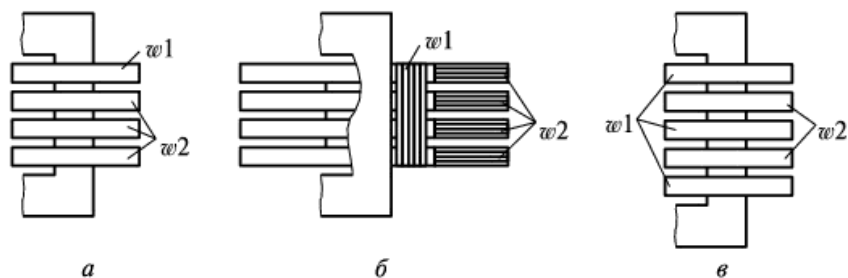


Рис. 3.61. Варианты исполнения и расположения обмоток высоковольтного трансформатора:

а – дисковых; *б* – цилиндрических; *в* – дисковых чередующихся

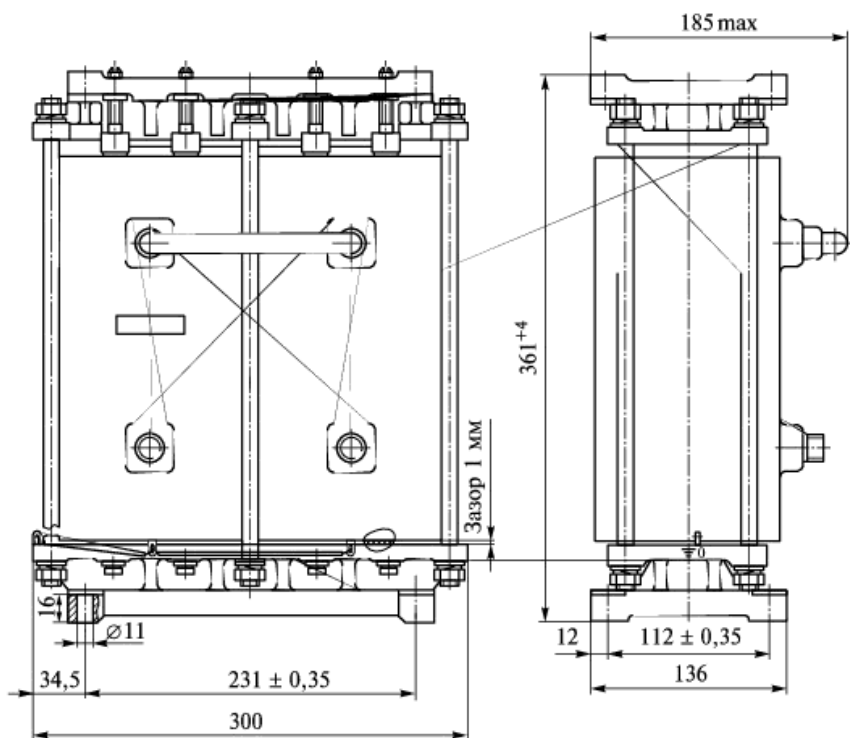


Рис. 3.62. Конструкция высоковольтного высокопотенциального дросселя с фотопластовой изоляцией

Конструкцию, приведенную на рис. 3.61, *а*, целесообразно применять лишь в маломощных устройствах в связи с повышенным рассеянием; конструкции, представленные на рис. 3.61, *б* и *в*, – в устройствах средней мощности (до 100 Вт). Для устройств повышенной мощности следует применять конструкцию с малым рассеянием, приведенную на рис. 3.62.

Конструкции дросселей

Беззаливочный вариант электрической изоляции обмотки, находящейся в процессе функционирования под высоким напряжением, может быть реализован не только в отношении трансформатора, но и применительно к другим электромагнитным компонентам, в частности к дросселю фильтра.

На рис. 3.62 приведена конструкция **высоковольтного дросселя фильтра** индуктивностью 4 Гн, током подмагничивания до 2,7 А, рассчитанного на рабочий потенциал обмотки 30 кВ и значение переменной составляющей напряжения на концах обмотки 2700 В. Таким образом, данный дроссель является высоковольтным и высокопотенциальным. Он сконструирован на базе стержневого магнитопровода с размерами стержня 50×50 мм, размерами окна 88×260 мм. Обмотка размещена в двух катушках (по одной на каждом стержне). Каждая полуобмотка крепится на фторопластовом каркасе и разделена на две секции для упрощения межслоевой изоляции. Сверху полуобмотки изолируются рассмотренной выше комбинацией слоев слюдинита и фторопласта.

Для некоторых конструкций требуются дроссели, имеющие индуктивность порядка 10^{-3} Гн, не изменяющуюся при воздействии мощного импульса тока. В частности, в схемах проверки транзисторов IGBT и модулей на их основе необходимы дроссели, работающие в условиях воздействия импульсов тока с амплитудой 500...1500 А. При таких токах становится нецелесообразным использование магнитопровода. Это связано с тем, что при больших токах для предотвращения насыщения магнитопровода, сохранения линейности и обеспечения приемлемых габаритных размеров приходится вводить настолько большой диэлектрический зазор, что эффективная магнитная проницаемость магнитопровода становится сравнимой с магнитной проницаемостью воздуха.

В табл. 3.30 приведены режимы работы высоковольтного силовоточного дросселя типа ДВИ-1-1500 с линейной характеристикой,

индуктивностью $L = 10^{-3}$ Гн, рассчитанного на ток до 1500 А и рабочее напряжение до 6000 В. Дроссель имеет форму цилиндра диаметром 130 мм и высотой 50 мм. Масса дросселя 1,65 кг.

Таблица 3.30. Режимы работы дросселя ДВИ-1-1500

Амплитуда импульса тока, А	Перегрев обмотки, °С, при скважности $\times 10^3$							
	40	20	10	5	4	3	2	1
500	0,6	1,3	2,6	5,3	8,3	11,2	17,2	36,8
750	1,4	2,9	5,9	12,3	15,9	21,2	33,0	74,0
1000	2,6	5,3	10,7	23,0	33,7	46,9	77,4	—
1500	5,9	12,1	25,4	56,9	76,8	—	—	—

Конструкции соединителей

Важную роль в обеспечении нормальной работы ИЭП, особенно высоковольтных, играют **соединители** – узлы, обеспечивающие передачу энергии от ИЭП к потребителю. На рис. 3.63 представлена 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 2, сжимаемым втулкой 1. Высоковольтный провод подпаивается к контактной шайбе 3, которая является составной частью соединителя. При герметизации зоны электрического контакта недопустимы повреждения и грязь на поверхности провода, цилиндрических поверхностях резинового уплотнения, внутренней поверхности соединителя в местах уплотнения.

Узел гнездового соединителя, приведенный на рис. 3.64, а, содержит три электрически соединенных контактных устройства (рис. 3.64, 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 значения параметра шероховатости $R_z = 20$ мкм. Контактное устройство содержит гнездо из сплава ЛС59-1 с покрытием серебром. Гнездо опрессовывается пресс-материалом АГ-4В.

На рис. 3.65 показаны два варианта конструкции высоковольтного штыревого соединителя.

Рис. 3.63. Конструкция высоковольтного соединителя:

1 – резиновое уплотнение; 2 – втулка;
3 – контактная шайба

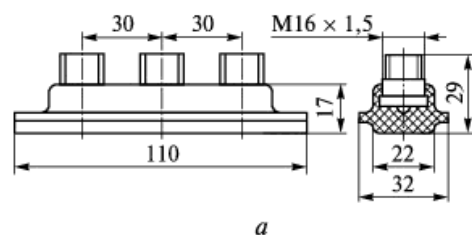
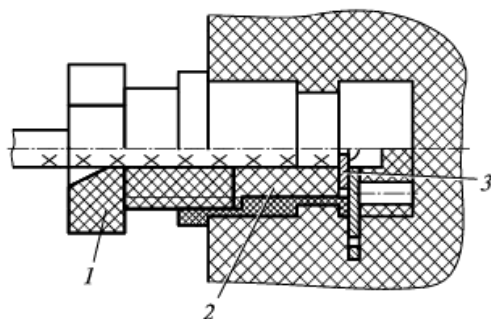


Рис. 3.64. Конструкция высоковольтного соединителя на три гнезда:

а – узел гнездового соединителя; *б* – контактное устройство

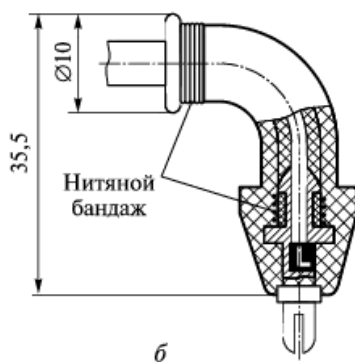
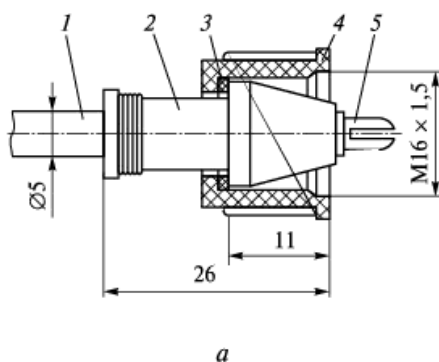
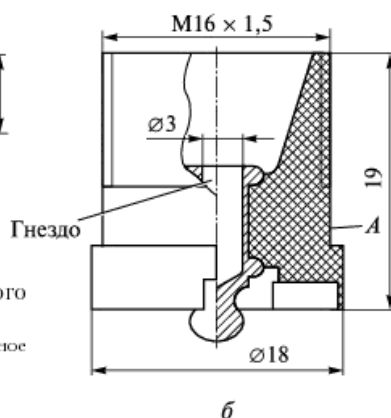


Рис. 3.65. Конструкция высоковольтных штыревых соединителей с прямой (*а*) и уголковой (*б*) заделкой провода:

1 – провод ПВМК-6-1,0-5,0; 2 – колпачок из резиновой смеси ИРП-1265; 3 – прокладка из фторопласта-4; 4 – колпачок из пресс-материала ДСВ-2-Р-2М марки Л; 5 – штырь из бронзы БрБ2

При заделке провода используется 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, приведенных на рис. 3.66, *а* или *б*, на одном или двух концах провода. Кабели с указанными соединителями могут применяться при номинальном напряжении до 25 кВ и номинальном токе до 6 А.

Примеры конструкций высоковольтных гнездовых соединителей представлены на рис. 3.66. К корпусу 1 из пресс-материала АГ-4В крепится латунная втулка 2, служащая гнездом контактного соединения. Корпус 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).

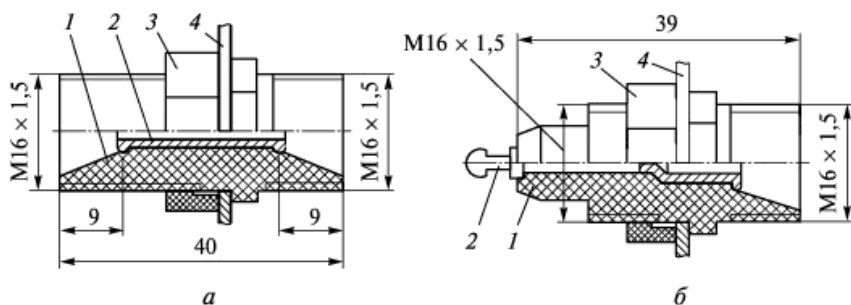


Рис. 3.66. Конструкция высоковольтных соединителей с двумя (*а*) и одним (*б*) гнездами:

1 – корпус; 2 – латунная втулка; 3 – гайка; 4 – несущая плата

Широкое распространение в ИЭП получили **оптоэлектронные датчики тока высокого напряжения**, которые предназначены для гальванической развязки между высоковольтными цепями постоянного тока и цепями управления, защиты и сигнализации. Обычно такой датчик состоит из двух узлов: оптоэлектронной развязки и усилителя.

Оптоэлектронная развязка содержит два полупроводниковых прибора с прямой оптической связью (излучатель – светодиод и приемник оптического излучения – фотодиод), соединенных световодом или волоконно-оптической связью. Основной характеристикой оптоэлектронного узла является коэффициент передачи по

току k_i . При подаче входного тока $I_{\text{вх}} R_{\text{н}} = 1 \text{ кОм} \pm 5 \%$ коэффициент передачи по току составляет $0,1 \%$ в нормальных климатических условиях и $0,05 \%$ в условиях механических воздействий и при непрерывной работе. Значение коэффициента k_i рассчитывается по формуле:

$$k_i = \frac{U_{\text{н}}}{R_{\text{н}} I_{\text{вх}}} \cdot 100\%,$$

где $U_{\text{н}}$ – значение выходного напряжения, измеренное на нагрузке $R_{\text{н}}$.

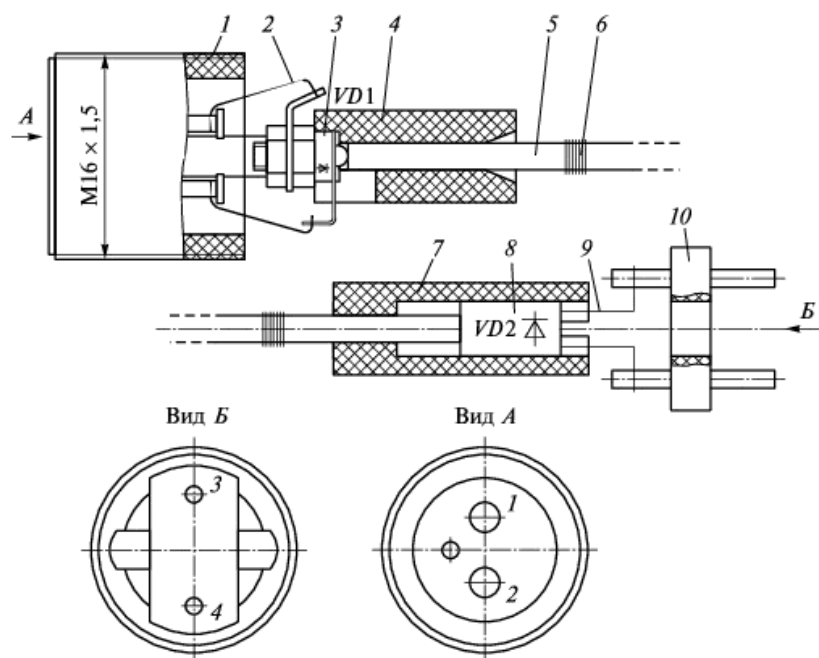


Рис. 3.67. Световод в сборе:

1, 10 – держатели; 2, 9 – провода; 3 – светодиод; 4, 7 – втулки; 5 – световод; 6 – бандаж;
8 – фотодиод

Конструкция световода в сборе приведена на рис. 3.67. Световод 5 выполнен из оптических волокон, скрепленных бандажом 6 из хлопчатобумажных глянцевых ниток марки «специальные» (6 сложений № 101с). Он соединен со светодиодом 3 типа ЗЛ124А и фотодиодом 8 типа КФДМ гр. А при помощи клея марки К-300-61. Допускается использование клея УП-4-260-ЗМ. Электрические соединения диодов с

выводами держателей 1 и 10 осуществляются проводами 2 и 9 марки МПО-0,2. Диоды крепятся во втулках 4 и 7 клеем марки К-300-61. Держатели 1, 10 и втулки 4, 7 выполняются из прессматериала АГ-4В.

Конструкция высоковольтного оптоэлектронного устройства защиты приведена на рис. 3.68. Световод в сборе с нанесенным на него адгезионным подслоем помещается в корпус 1 и фиксируется при помощи клея ВК-9 со стороны розеточных выводов (соединитель Х1). Затем внутренняя часть корпуса 1 заполняется методом шприцевания компаундом 2 марки ЭЗК-7 (наполнитель – кварц молотый пылевидный). На корпус со стороны штырьковых выводов (соединитель Х2) навинчивается гайка 3 для крепления устройства к несущей детали. Корпус и гайка выполнены из пресс-материала АГ-4В.

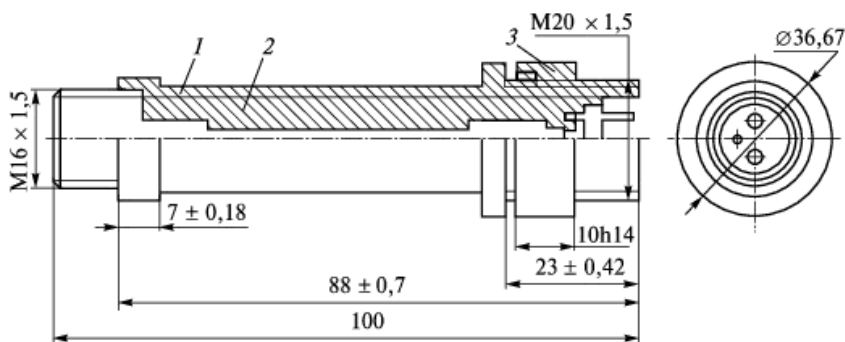


Рис. 3.68. Конструкция оптоэлектронного устройства:

1 – корпус; 2 – компаунд; 3 – гайка

В тех случаях, когда необходимо обеспечить замыкание цепей высоковольтных и высокопотенциальных устройств или разряд мощного конденсатора, например при открывании дверей или люков, применяются **высоковольтные блокировочные устройства**. На рис. 3.69 приведена конструкция такого устройства, рассчитанного на работу в цепях с напряжением до 30 кВ.

В корпусе 1 из компаунда ЭЗК-10 выполнены два высоковольтных гнездовых разъема 5 и 7, которые в сочетании с ответными штыревыми разъемами обеспечивают локальную изоляцию контактных соединений. Медный провод 2 соединяет разъем 5 с коромыслом 6, которое выполнено из бериллиевой бронзы БрБ2. Коромысло запрессовано в рычаг 11 из стеклонаполненного полиамида, который вращается вокруг оси 4. На оси 4 установлена пружина, создающая торсионное усилие на рычаг и прижимающая коромысло

к подвижному электропроводному стакану 8. Внутри стакана, выполненного из сплава БрКМцЗ-1, размещена пружина 9.

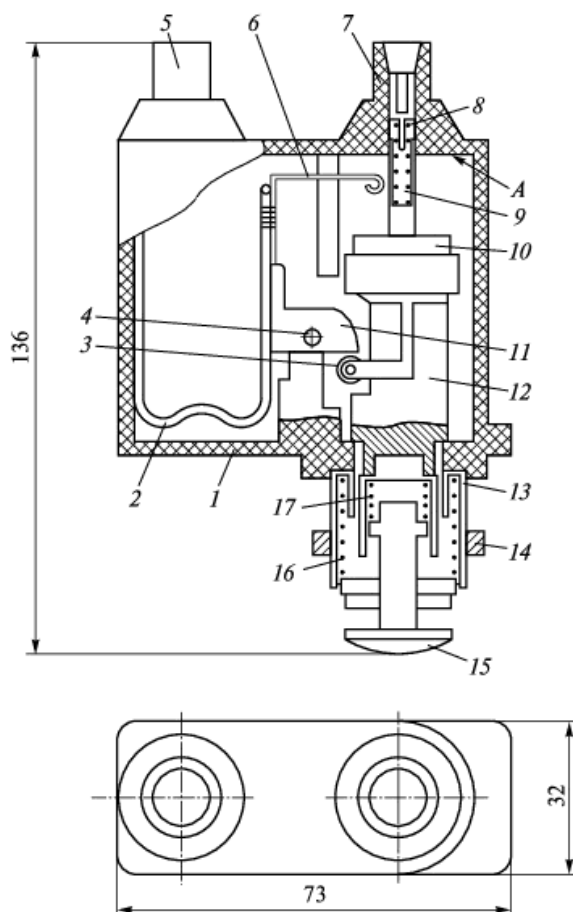


Рис. 3.69. Конструкция высоковольтного блокировочного устройства:

1 – корпус; 2 – провод; 3 – втулка; 4 – ось; 5, 7 – гнездовые разъемы; 6 – коромысло; 8 – стакан; 9 – пружина; 10 – шайба; 11 – рычаг; 12 – толкатель; 13 – стальная втулка; 14 – гайка; 15 – упор; 16, 17 – пружины

После установки высоковольтного ИЭП в предназначенный для него отсек дверь или люк закрывается и оказывает механическое давление на упор 15. Последний перемещает толкатель 12 из пресс-материала АГ-4В, передавая на него усилие через пружины 16 и 17. Толкатель при движении поворачивает рычаг 11 при помощи

вращающейся втулки 3 из полиамида. При повороте рычага против часовой стрелки происходит размыкание цепи между разъемами 5 и 7 и обеспечивается готовность источника электропитания к работе.

Электрическая прочность промежутка между коромыслом 6 и стаканом 8 увеличивается благодаря прижатию к поверхности А шайбы 10 из пластичного изолирующего материала (смесь резиновая ИРП 1267). При извлечении ИЭП из отсека дверь или люк открывается, нажатие на упор прекращается и происходит замыкание цепи между разъемами 5 и 7. Для защиты подвижных электрических контактов блокировочного устройства от воздействия электрической дуги при разряде конденсаторов в цепь разряда включают ограничительный резистор с сопротивлением не менее 10 кОм при емкости конденсаторов не более 5,5 мкФ.

Рабочий ход приводного элемента составляет (10 ± 1) мм. Усилие включения находится в пределах 7...10 кг. При разомкнутой электрической цепи устройство рассчитано на испытательное напряжение постоянного тока между разъемами 5 и 7 в нормальных климатических условиях 48 кВ, при повышенной влажности (до 98 %) 45 кВ, при пониженном атмосферном давлении (до 460 мм рт. ст.) 45 кВ. Устройство выдерживает циклическое изменение температуры от -50 до $+85$ °С.

Масса блокировочного устройства не превышает 0,25 кг. Для его крепления к несущей поверхности предусмотрена стальная гайка 14, которая навинчивается на стальную втулку 13.

3.11. Особенности конструкций высоковольтных и высокопотенциальных источников электропитания

Рассмотрим особенности конструктивного построения высоковольтных ИЭП (ВИЭП). Особое внимание при этом будет уделено одноканальным ВИЭП. В системе электроснабжения переменного тока без стабилизации выходного напряжения ВИЭП содержит высоковольтный трансформатор, преобразующий напряжение электроснабжения до заданного уровня, высоковольтный выпрямитель и фильтр. В состав стабилизирующего ВИЭП входит, кроме того, стабилизатор высокого напряжения, установленный на выходе высоковольтного выпрямителя. Учитывая то, что перечисленные блоки и узлы ВИЭП не позволяют получить удовлетворительные удельные энергетические характеристики по массе и габаритам, 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 применением преобразователя с регулируемым выходным напряжением при помощи устройства управления с отрицательной обратной связью.

В 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 ими 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 компонентной 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, что, однако, накладывает ограничение 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 соединением микросборок. Увеличение выходного напряжения при модульном принципе конструирования ВИЭП осуще-

ствляется последовательным включением функциональных узлов (модулей) выходной части схемы. Рассмотрим конструктивные особенности построения функциональных узлов (модулей) ВИЭП.

Во **входных выпрямителях** обычно 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. 3.70 приведен пример конструкции выпрямителя на диодах типа КД202 (рис. 3.70, а), на диодах типа КД213 (рис. 3.70, б) и ИМВ (рис. 3.70, в).

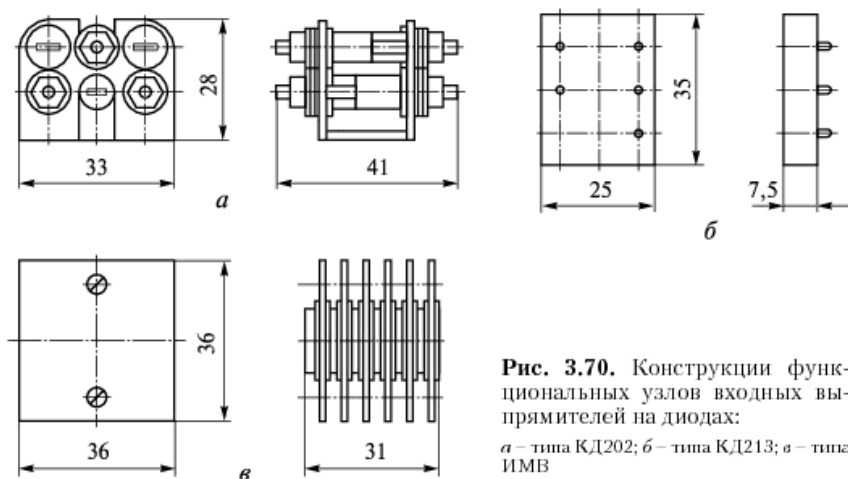


Рис. 3.70. Конструкции функциональных узлов входных выпрямителей на диодах:

а – типа КД202; б – типа КД213; в – типа ИМВ

Наличие высоких объемных показателей интегральных мостовых выпрямителей объясняется тем, что в их конструкции осуществлен двусторонний отвод теплоты от диодных полупроводниковых структур через металлические электроды. Следует 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.

На рис. 3.71 приведены электрическая схема и конструкция **выходного 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 мкФ × 10 кВ и 0,01 мкФ × 4 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 2 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 корпуса запрессованы металлические втулки 4 с резьбовыми отверстиями. После установки компонентов схемы внутренняя часть корпуса заливается компаундом.

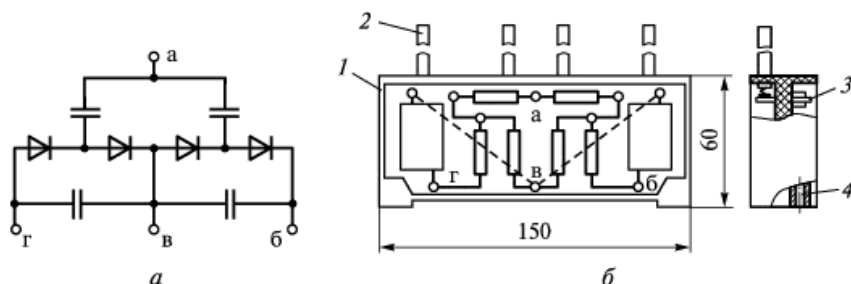


Рис. 3.71. Электрическая схема (а) и конструкция (б) выходного выпрямителя:
1 – корпус; 2, 3 – выводы; 4 – втулка

При наличии в радиоэлектронной аппаратуре **системы жидкого охлаждения** высоковольтный ИЭП может быть выполнен с использованием этой системы. Примером может служить высоковольтный выпрямитель, электрическая схема которого приведена на рис. 3.72. Трехфазный трансформатор имеет две вторичные обмотки и два выпрямителя Е1 и Е2, соединенные последовательно. Одна из вторичных обмоток соединена звездой, другая треугольником. В схемах выпрямителей использованы диоды типа Д220Е и шунтирующие их резисторы С2-33Н. Первичная обмотка соединена звездой. На выходе выпрямителя использован комбинированный сглаживающий фильтр Ф1.

Технические характеристики высоковольтного выпрямителя

Входное напряжение переменного трехфазного тока частоты 400 Гц, В	220
Выходное напряжение постоянного тока, кВ	11
Выходной ток, А	2,1
Пульсация выходного напряжения в диапазоне частот (0,38...120) кГц, относительных единиц	$10^{-3} \dots 10^{-6}$

Технические характеристики трансформатора

Мощность, кВ·А	27,5
Плотность тока в низковольтной обмотке, А/мм ²	11,6
Плотность тока в высоковольтных обмотках, А/мм ²	6 и 5,5
Масса, кг	15
Размеры, мм	260 × 214 × 188

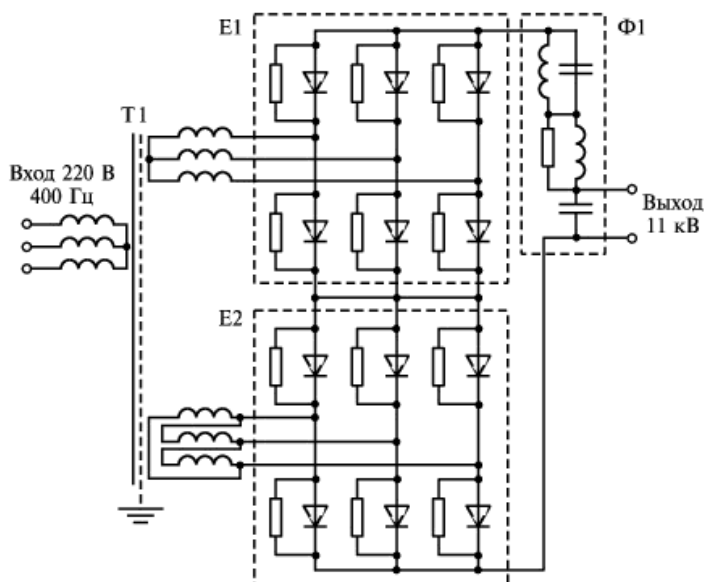


Рис. 3.72. Электрическая схема высоковольтного выпрямителя

Конструкция высоковольтного выпрямителя (рис. 3.73) рассчитана на изменение атмосферного давления в широких пределах (вплоть до значения, близкого к нулю). Электрическая прочность обеспечивается размещением высоковольтного трансформатора и элементов схемы в герметичном объеме, в котором поддерживается избыточное давление воздуха $(1,2 \pm 0,1)$ кг/см² с помощью внешней системы наддува.

Охлаждение высоковольтного трансформатора 3 осуществляется жидкостью, подаваемой от внешней системы охлаждения в его первичную (низковольтную) обмотку. В герметичном объеме размещены выпрямители E1 и E2 (поз. 5), два теплообменника 4, через которые охлаждаемый воздух продувается вентиляторами и отдает те-

плоту жидкости (антифризу). Кожух 2 крепится к литому основанию 1 из магниевого сплава МЛ5 14-ю болтами. На передней части основания расположены входные и выходные соединители, гибкие резиновые рукава 6 жидкостного охлаждения и рукав 7 наддува.

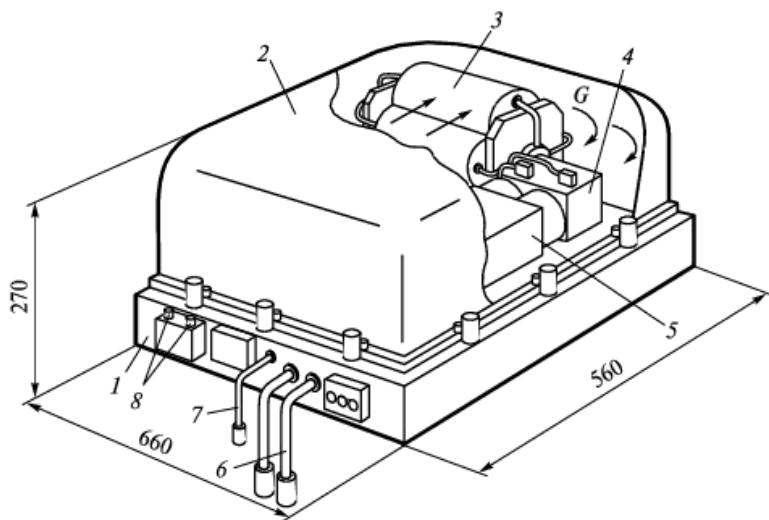


Рис. 3.73. Конструкция высоковольтного выпрямителя с жидкостным охлаждением:

1 – основание; 2 – кожух; 3 – высоковольтный трансформатор; 4 – теплообменник; 5 – выпрямитель; 6 – рукав охлаждения; 7 – рукав наддува; 8 – высоковольтные выводы

Конструктивная схема высоковольтного трансформатора показана на рис. 3.74. Первичные обмотки размещены на магнитопроводе из стальных пластин толщиной 0,1 мм. Каждая обмотка содержит 43 витка медной трубки диаметром 5 мм, по которой течет охлаждающая жидкость. Вокруг каждой низковольтной обмотки размещены две вторичные (высоковольтные) обмотки из медного провода диаметром 0,63 и 0,5 мм, залитые электроизоляционным компаундом ЭТЗ.

Магнитопровод выполнен из трех сердечников, торцы которых соединены в единую замкнутую магнитную систему двумя ярмами. Последние имеют тепловой контакт с основанием, имеющим жидкостное охлаждение. Трубопровод низковольтных обмоток соединен с магистральным трубопроводом охлаждающей жидкости при помощи электроизолирующих развязок.

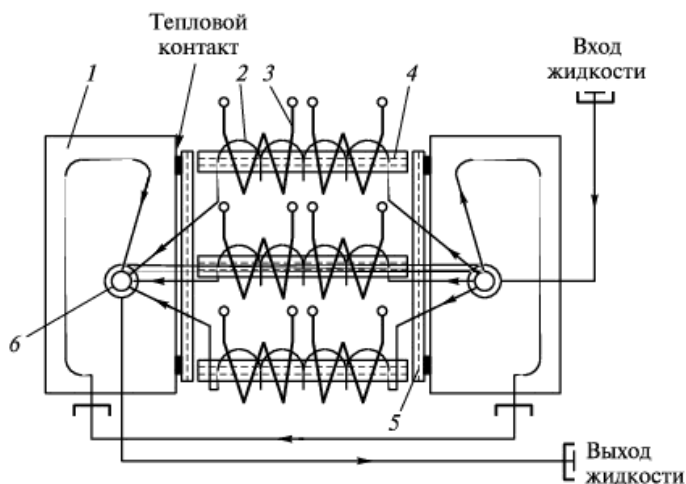


Рис. 3.74. Конструктивная схема высоковольтного выпрямителя с жидкостным охлаждением:

1 – основание; 2 – низковольтная обмотка с жидкостным охлаждением; 3 – высоковольтные обмотки; 4 – сердечник; 5 – ярмо; 6 – электроизоляционная развязка соединения жидкостной магистрали

Гидравлическая схема жидкостного охлаждения высоковольтного выпрямителя приведена на рис. 3.75. Жидкость марки 65 (антифриз) подается из внешней системы охлаждения в высоковольтный трансформатор и в теплообменники. При температуре окружающей среды не более 60 °С температура воздуха в герметичном объеме не превышает 70 °С, температура поверхности обмоток высоковольтного трансформатора не выше 90 °С.

Параметры системы охлаждения высоковольтного выпрямителя

Предельное (испытательное) давление в магистралях жидкостного охлаждения, кг/см ² , не более	10
Расход охлаждающей жидкости на входе, л/мин, не менее	12
Температура охлаждающей жидкости на входе, °С, не более	54
Расход воздуха внутри герметичного объема, м ³ /ч, не менее	100
Температура воздуха внутри герметичного объема, °С, не более	70
Отводимая устройством охлаждения мощность потерь, кВт, не более	2

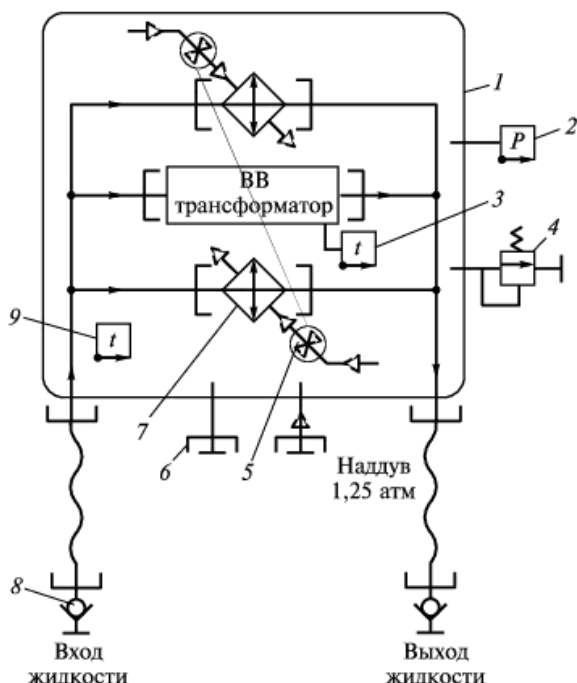


Рис. 3.75. Гидравлическая схема жидкостного охлаждения:

1 – гермообъем с высоковольтной аппаратурой; 2 – реле давления воздуха; 3 – термореле на поверхности трансформатора ($+110^{\circ}\text{C}$); 4 – предохранительный клапан наддува; 5 – вентиляторы; 6 – штуцер контроля давления наддува; 7 – теплообменник «жидкость–воздух»; 8 – гибкий рукав с клапаном разбега; 9 – термореле ($+90^{\circ}\text{C}$).

Допустимая температура поверхности высоковольтного трансформатора составляет 110°C . Контроль температуры осуществляется с помощью двух термореле.

На рис. 3.76 показана конструкция делителя напряжения, выполненного в унифицированном корпусе 1. На этом же рисунке представлена 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 проектируемого делителя напряжения. На рис. 3.77 приведен пример конструкции такого устройства. Его резистивная часть выполнена на стандартной

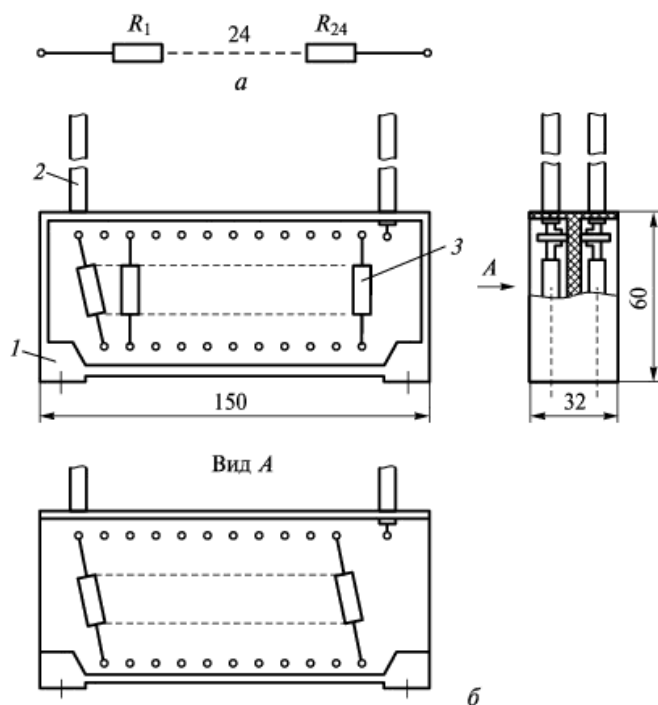


Рис. 3.76. Электрическая схема (а) и конструкция (б) делителя напряжения

1 – корпус; 2 – вывод; 3 – резистор

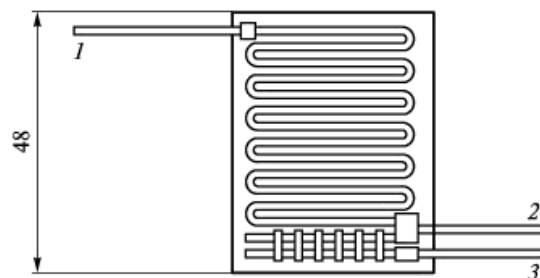


Рис. 3.77. Делитель напряжения в толсто пленочном исполнении:

1–3 – выводы

керамической подложке с помощью высокоомной пасты с удельным сопротивлением $0,5...0,6$ МОм. Делитель состоит из двух частей: высокоомной (выводы 1 и 2) и низкоомной (выводы 2 и 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. 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.

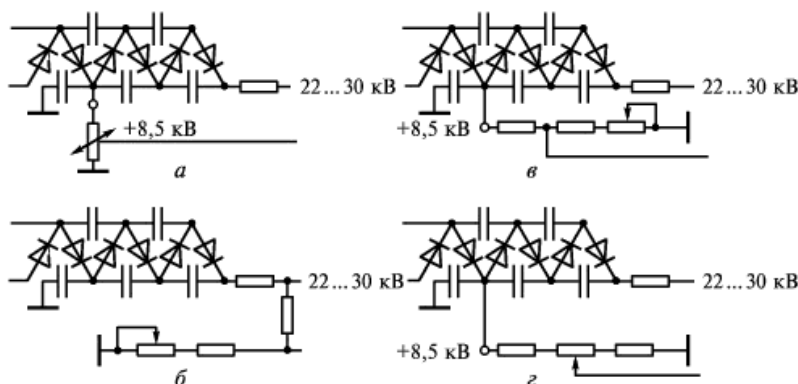


Рис. 3.78. Схемы высоковольтных делителей напряжения с включением переменного резистора:

a – под высоким потенциалом; *б–г* – под низким потенциалом

На рис. 3.78 приведены электрические схемы делителей, в которых переменный резистор находится под высоким потенциалом (рис. 3.78, *a*) или включен в низкпотенциальное плечо делителя (рис. 3.78, *б–г*). В результате сравнительного анализа материалов для получения пленочных резисторов высоковольтных делителей напряжения предпочтительными признаны композиции, полученные на основе оксида рутения (RuO_2) с предварительным спеканием и добавкой титаната бария (BaTiO_3), а также композиции на основе рутената свинца (Pb_2RuO_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 соединений рутения приведены в табл. 3.31.

Таблица 3.31. Параметры высоковольтных регулируемых делителей напряжений

Параметр	Значения параметров	
	при 3,5 кВ	при 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	20 × 20 × 13	58 × 27 × 9

Мощный высоковольтный источник электропитания передатчиков содержит 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 ВИЭП передающих устройств следует отнести необходимость для испытаний устройства нагрузки, в котором обеспечивается отвод большой мощности тепловыделения. В подвижной ЭА на самоходных шасси или прицепах эта мощность может превышать 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 ВИЭП порядка десятков киловатт целесообразно использовать устройство, в котором электрическое сопротивление создается при помощи проточной воды. В этом случае вода обеспечивает также охлаждение устройства.

Водяная нагрузка (рис. 3.79) 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.

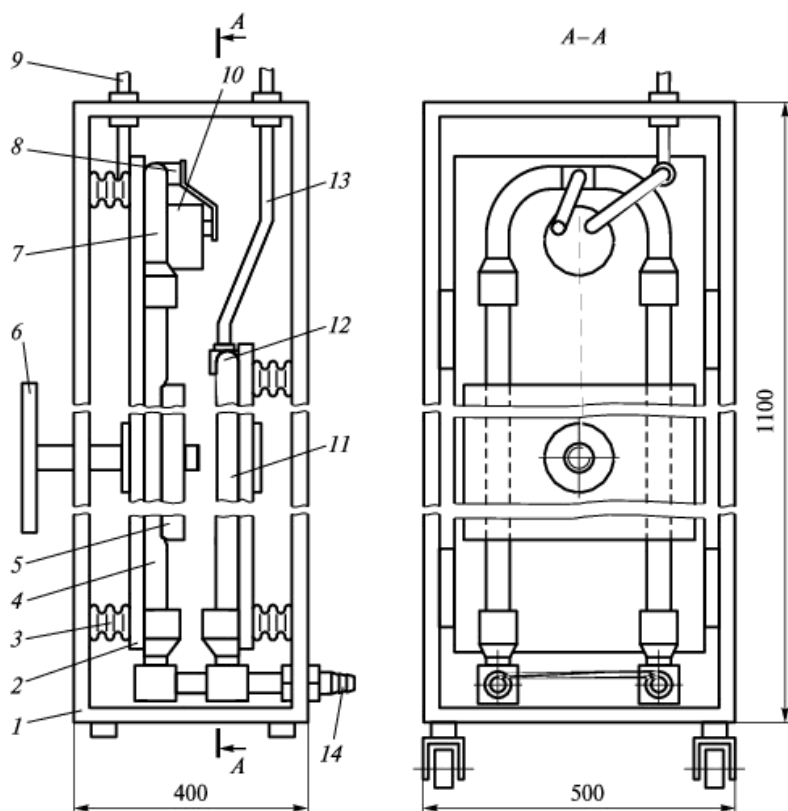


Рис. 3.79. Водяная нагрузка мощного высоковольтного источника электропитания

1 – корпус; 2 – основание; 3 – изолятор; 4 – изолирующая трубка; 5 – плита; 6 – штурвал; 7, 12 – трубка; 8 – контактная площадка; 9, 13 – высоковольтный вывод; 10 – амперметр; 14 – штуцер

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.

Схемотехническое и конструктивное построение ИЭП определяется техническими требованиями (в том числе условиями эксплуатации), структурной схемой и видом модуляции передающего устройства. В ВИЭП с выходной мощностью 14 кВт 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 электропитания подвижной радиолокационной станции.

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 ТВМ.

В качестве регулирующего устройства мощного высоковольтного стабилизатора можно применять транзисторы или электровакуумные лампы. Анализ регулирующих устройств с учетом уровня выходной мощности, рабочего напряжения, требуемого охлаждения, массы, габаритных размеров и номенклатуры запасного инструмента и принадлежностей передатчика показал целесообразность использования электровакуумной лампы типа ГМИ-32-Б1. Управление лампой осуществляется усилителем постоянного тока. Защита от превышения выходного тока осуществляется с помощью реле типа РЭС-90, порог срабатывания которого устанавливается резистором типа С5-36В-10-75 Ом $\pm 10\%$. Ограничение выходного напряжения производится защитным неуправляемым разрядником типа Р-63.

Для обеспечения заданных температурных режимов служат осевые электроventильаторы типа 2ДВО.07.60-366-4. Для цепей управления стабилизатора используются вспомогательные напряжения с выходов трансформаторов. С помощью выпрямителей и фильтров на выходах трансформаторов получают напряжение 380 В постоянного тока 0,05 А. В качестве высоковольтных плечей делителей используются высоковольтные резисторные сборки. Функциональный контроль выходного напряжения осуществляется по сигналу с переменного резистора.

Общий вид ТВМ на 14 кВт и 13,2 кВ приведен на рис. 3.80.

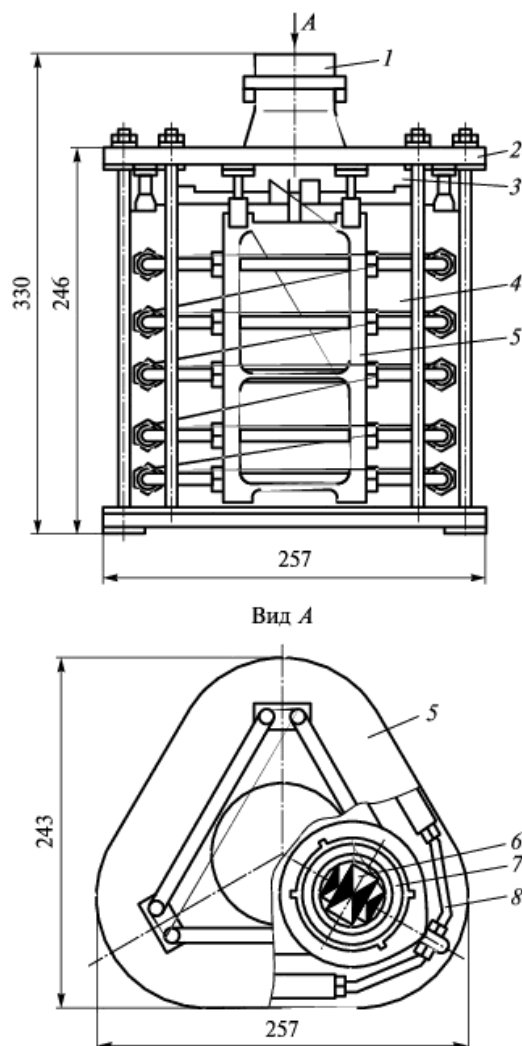


Рис. 3.80. Конструкция трансформаторно-выпрямительного модуля 14 кВт и 13,2 кВ:

1 – электровентилятор осевой типа 2ДВО; 2 – верхняя панель из сплава АЛ-2 (покрытие); 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° . Ярмо (рис. 3.81) и сердечник изготавливают из ленты $0,15 \times 20$ -ТО-ЭТ 3425, заусенцы на которой не допускаются. Перед сборкой лента подвергается отжигу. Навивка ярма выполняется с молотым тальком. На торцы ярма наносятся три слоя клея ВК-13М, затем на ярмо наносится эмаль КО-811 красная 02 (кроме поверхностей *A* на рис. 3.81). Состав клея ВК-13М: продукт № 6 и лак ЛБС-8. 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).

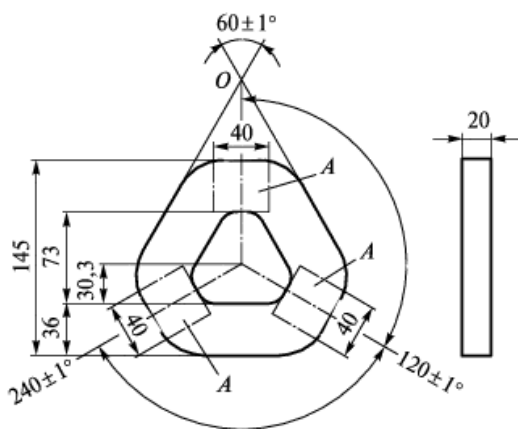


Рис. 3.81. Ярмо магнитопровода

Первичные и вторичные обмотки катушек размещаются на каркасах. На рис. 3.82 показан фрагмент многослойного каркаса для вторичных обмоток. Внутренний слой 5 выполняется из материала ЛЭС-0,1 \times 10 (один слой в полнахлеста). При укладке экрана 4 (лента ДПРНТ 0,05 \times 150 М1) короткозамкнутый виток недопустим. Экран изолируется материалом ЛЭС-0,08 \times 10 (поз. 3) двумя слоями в полнахлеста. Укладка материала Ф4ЭО-ЭА0,1 шириной 86 мм (поз. 2) чередуется с бумагой марки КМ-60 шириной 176 мм (поз. 6) до получения заданного промежуточного диаметра каркаса. Верхний слой 1 выполняется из материала ЛЭС-0,1 \times 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. 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 0,1 с помощью клея К-300-61. Каждая вторичная обмотка размещается в четырех секциях. Таким образом, на каркасе вторичных обмоток размещается восемь секций.

Выпрямитель выполнен в виде узла, содержащего четыре диодных столба типа 2Ц203В. На рис. 3.83, *а* приведена электрическая схема выпрямителя, а на рис. 3.83, *б* – конструкция диодной сборки столбов. Сборка диодных столбов заливается компаундом ЭЗК-7, 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).

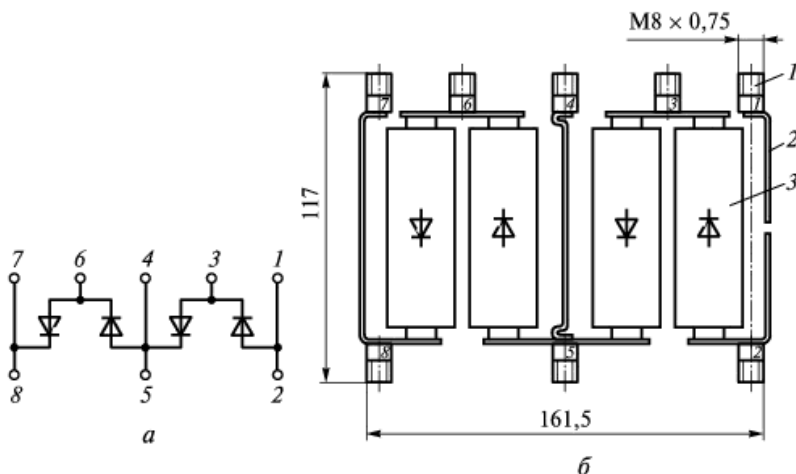


Рис. 3.83. Электрическая схема выпрямителя (*а*) и конструкция диодной сборки перед заливкой (*б*):

1 – контактное устройство; 2 – проволока ММ 0,8; 3 – диодный столб

Конструкция кабеля, соединяющего высоковольтные цепи, приведена на рис. 3.84. Жила 2 провода 3 марки ПВМК-4-0,5-3,15 запаивается в контактный штырь 1 припоем ПСр-1,5. Перед пайкой про-

a – конструкция одного из концов; *б* – заделка провода;
1 – контактный штырь; 2 – жила; 3 – провод; 4 – резиновая
смесь; 5 – колпачок; 6 – шайба

523

...60 массовых частей. После заливки толщина делителя (24 мм) увеличивается до 26 мм.

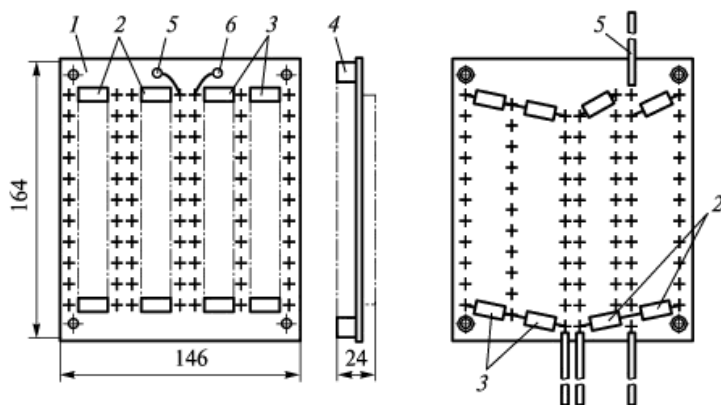


Рис. 3.85. Делитель напряжения:

1 – плата; 2, 3 – резисторы; 4 – стойка; 5, 6 – выходы

Необходимо отметить, что создание ИЭП в виде комплектов модулей нулевого уровня разукрупнения позволяет автоматизировать их разработку, изготовление и контроль, что обеспечивает повышение надежности, упрощение компоновки и снижение стоимости. Осуществление этой конструктивно-технологической задачи возможно при разработке ИЭП на базе многоканального преобразователя, состоящего из достаточно большого числа модулей инверторов со сравнительно малой выходной мощностью. Снижение мощности позволяет провести миниатюризацию инвертора и согласующего трансформатора за счет повышения частоты преобразования. При этом достигается уменьшение потерь в каждом канале.

Контрольные вопросы

1. Назовите основные критерии эффективности ИЭП. Как они обеспечиваются при конструировании ИЭП?
2. Основа унификации разрабатываемых ИЭП.
3. Как и с какой целью осуществляется оптимизация типоразмерных рядов БНК модулей?
4. Чем характеризуется эффект от использования оптимальных типоразмерных рядов БНК модулей ИЭП?

5. Какие существуют методы решения задачи оптимизации в зависимости от критериев?
6. В связи с чем появляются потери на адаптацию?
7. Чем определяется потребность в радиаторах для электронных изделий? По какому основному параметру строится типоразмерный ряд радиаторов?
8. Перечислите особенности конструирования модулей нулевого уровня. Критерии выбора корпусов и требования к ним.
9. Конструктивное исполнение модулей ИЭП в зависимости от мощности передаваемого сигнала.
10. Что достигается конструированием ИЭП с помощью модульного принципа и базовых несущих конструкций?
11. Какие задачи ставятся для ИЭП в различных устройствах?
12. Какие требования предъявляются к конструкции ИЭП?
13. Каковы наиболее важные требования к ИЭП и чем они характеризуются?
14. Какие существуют показатели качества ИЭП?
15. Что для ИЭП устанавливают в качестве показателей надежности?
16. Чем характеризуется конструкторская унификация ИЭП?
17. Что понимается под миниатюризацией ИЭП?
18. Что понимается под технологичностью конструкций ИЭП?
19. Что входит в состав ВИЭП в случае отсутствия стабилизации выходного напряжения?
20. С какой целью функциональные узлы ВИЭП выполняют на микросборках? Как это сказывается на выходной мощности отдельного функционального узла?
21. Рациональное построение функциональных узлов ВИЭП с точки зрения миниатюризации.
22. Назовите общие требования при проектировании функциональных узлов ВИЭП.
23. Каково назначение герметизации зон электрического контакта? Ограничения при герметизации.
24. Назначение и состав оптоэлектронного датчика тока высокого напряжения. Его составные части.
25. Перечислите особенности конструкции высоковольтных трансформаторов преобразователей напряжения.
26. С какой целью разделяют вторичную обмотку ВТВМ на секции?

27. Какие проблемы возникают при конструировании узлов на печатных платах и керамических подложках? Пути решения возникающих проблем.

28. Объясните модульный принцип проектирования ВИЭП.

29. Какие электроизоляционные материалы можно использовать для межобмоточной высоковольтной изоляции?

30. Что такое «двойная заливка»?

31. Каким образом можно уменьшить габаритные размеры трехфазного высоковольтного высокопотенциального трансформатора или дросселя?

32. Что такое «беззаливочный вариант» конструкции высоковольтного высокопотенциального трансформатора или дросселя?

33. Назовите пути уменьшения межобмоточной емкости высоковольтного трансформатора.

34. При каких условиях целесообразна конструкция дросселя без магнитопровода?

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Методология схемотехнического и конструкторского проектирования ИЭП продолжает совершенствоваться и пути ее развития связаны, во-первых, с ростом степени интеграции применяемой компонентной базы, прежде всего микроэлектронной, во-вторых, с повышением требований по стабильности значений выходных напряжений и токов, надежности, габаритам и весам ИЭП. Рост степени интеграции компонентной базы ведет к уменьшению объема, веса и потребляемой мощности ЭА. Однако миниатюризация аппаратуры приводит к ужесточению требований по стабильности значений напряжений и токов, питающих эту аппаратуру. Рассмотренные в настоящем учебнике методы обеспечения стабильности питающих напряжений и токов являются апробированными и наиболее часто применяемыми.

Существует еще ряд проблем, решение которых улучшит эксплуатационные и экономические показатели ИЭП. Одной из них является минимизация наводимых помех. Применение для этой цели рассмотренных в учебнике методов дает хорошие результаты, но приводит к увеличению габаритов ИЭП. Хорошим решением проблемы является использование в ИЭП динамического хаоса. Это новое направление в силовой электронике представляется перспективным. Поскольку требования к уровню помех предъявляются в определенном диапазоне контролируемых частот, то повышение частоты преобразования инвертора позволяет вынести помехи за пределы рабочего диапазона. В радиолокационных станциях частота преобразования должна выбираться большей относительно частоты Доплера. В этом случае отпадает необходимость использования стабилизаторов напряжения непрерывного действия и активных фильтров, что существенно снижает массу и объем ИЭП. Задача повышения частоты преобразования может быть решена с помощью силовых компонентов с высокими частотными свойствами, прежде

всего полевых транзисторов и энергоемких малогабаритных конденсаторов.

Проблема отвода выделяемого тепла и обеспечения нормального теплового режима ИЭП может быть в значительной степени решена за счет применения выпрямителей на транзисторах, что наиболее эффективно при низких выходных напряжениях и больших выходных токах. Хорошие результаты можно получить применением полевых транзисторов с малым сопротивлением канала. Весьма эффективными устройствами отвода тепла от локальных источников представляются термоэлектрические элементы и тепловые трубки. Они показали высокую эффективность и надежность в аппаратуре космического назначения. Улучшение эксплуатационных показателей и снижение стоимости позволит применять их и для охлаждения тепловыделяющих узлов и элементов ИЭП.

Для схем высокочастотных высоковольтных и высокопотенциальных ИЭП необходимы малоемкостные трансформаторы. Создание таких трансформаторов представляет сложную конструкторско-технологическую задачу. Для ее решения необходима разработка специальной системы автоматизированного проектирования, основанной на применении методов искусственного интеллекта, что позволило бы обеспечить решение оптимизационной задачи выбора конфигурации элементов конструкции (магнитопроводов, обмоток и др.) и изолирующих материалов трансформаторов и дросселей. Такие системы автоматизированного проектирования необходимы также и для решения других задач схемотехнического и конструкторского проектирования ИЭП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Функциональные устройства систем электропитания наземной РЭА* / В.В. Авдеев, В.Г. Костиков, А.М. Новожилов и др.; Под ред. Костикова В.Г. – М.: Радио и связь, 1990.
2. *Статические агрегаты бесперебойного питания* / Г.Г. Адамия, Е.И. Беркович, А.С. Картавых и др.; Под ред. Ф.И. Ковалева – М.: Энергоатомиздат, 1992.
3. *Березин О.К., Костиков В.Г., Шахнов В.А.* Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. – М.: «Три Л», 2000.
4. *Конструкторско-технологическое проектирование электронной аппаратуры* / К.И. Билибин, А.И. Власов, Л.В. Журавлева и др.; Под общ. ред. Шахнова В.А. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002.
5. *Веденеев Г.М., Зенченко А.Н., Токарев А.Б.* Силовые биполярные транзисторы при работе в ключевых режимах. – М.: Изд-во МЭИ, 1992.
6. *Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания* / Г.С. Векслер, В.С. Недочетов, В.В. Пилинский и др. – Киев.: Техника, 1990.
7. *Дендобренко Б.Н., Малико А.С.* Автоматизация конструирования РЭА. – М.: Высшая школа, 1980.
8. *Дульнев Г.Н.* Тепло- и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре. – М.: Высшая школа, 1984.
9. *Ефремов В.П., Костиков В.Г.* Электроснабжение и электропитание мобильных зенитно-ракетных систем // Экономика и производство. 1999. № 8/9.
10. *Ефремов В.П., Костиков В.Г.* Использование динамического хаоса в источниках электропитания радиолокационных станций // Вестник МГТУ им. Н.Э.Баумана. Сер. Приборостроение. 2000. № 4.
11. *Костиков В.Г., Никитин И.Е.* Источники электропитания высокого напряжения РЭА. – М.: Радио и связь, 1986.
12. *Костиков В. Г., Парфенов Е.М., Шахнов В.А.* Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование. – М.: Радио и связь, 1998; – М.: Горячая линия – Телеком, 2001.
13. *Термоэлектрические охладители* / Э.М. Лукишкер, А.Л. Вайнер, М.Н. Сомкин, В.Ю. Водолагин; Под ред. А. Л. Вайнера. – М.: Радио и связь, 1983.

14. *Несущие* конструкции радиоэлектронной аппаратуры / П.И. Овсищер, Ю.В. Голованов, В.П. Ковешников и др.; Под ред. П.И. Овсищера. – М.: Радио и связь, 1988.
15. *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.
16. *Парфенов Е.М., Камышина Э.Н., Усачов В.П.* Проектирование конструкций радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Радио и связь, 1989.
17. *Парфенов Е.М., Мысловский Э.В.* Предпроектные исследования при конструировании электронных средств. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2000.
18. *Преспухин Л.Н., Шахнов В.А.* Конструирование электронных вычислительных машин и систем. – М.: Высшая школа, 1986.
19. *Высокоэффективные* источники вторичного электропитания радиопередающих устройств СВЧ. А.Г. Полищук, А.Ю. Млинник, С.В. Монин, В.И. Казанцев // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2000. № 4.
20. Савельев А. Я., Овчинников В. А. Конструирование ЭВМ. – М.: Высшая школа, 1989.
21. *Сергеев Б.С.* Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания. – М.: Радио и связь, 1992.
22. *Состояние* и перспективы развития систем электроснабжения и средств вторичного электропитания объектов вооружения и военной техники. Материалы 3-го Всероссийского науч.-техн. семинара // Сб. докладов. 22 ЦНИИИ МО РФ, 1996.
23. *Справочник* конструктора РЭА: Общие принципы конструирования. / Под ред. Р.Г. Варламова. – М.: Советское радио, 1980.
24. *Токарев М.Ф., Талицкий Е.Н., Фролов В.А.* Механические воздействия и защита РЭА. / Под ред. В.А. Фролова. – М.: Радио и связь, 1984.
25. *Устройства* и системы энергетической электроники / Тез. докладов науч.-техн. конф. – М.: НТФ ЭНЭЛ, 2002.
26. *Шерстнев В.В.* Конструирование и микроминиатюризация ЭВА. – М.: Радио и связь, 1984.
27. *Транзисторные* преобразователи с улучшенной электромагнитной совместимостью / А.К. Шидловский, А.В. Козлов, Н.С. Комаров, Г.А. Москаленко. – Киев: Наукова думка, 1993.
28. *Электрическая* изоляция высокочастотных установок высокого напряжения / Под ред. М.А. Аронова, В.П. Ларионова – М.: АО «Знак», 1994.
29. *Электропитание* / Науч.-техн. сборник. Вып. 3. – М.: Ассоциация «Электропитание», 2001; Вып. 4. 2002.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	3
СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ	6
ВВЕДЕНИЕ	8
Раздел 1. ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ И ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ И ИХ КОМПОНЕНТЫ	11
1.1. Классификация источников электропитания и технические требования к ним	11
1.2. Системы автономного электроснабжения	21
1.3. Агрегаты бесперебойного электроснабжения	37
1.4. Способы регулирования выходного напряжения источников электропитания.	44
1.5. Транзисторы в источниках электропитания	56
1.6. Диоды в источниках электропитания	88
1.7. Трансформаторы в источниках электропитания	96
1.8. Дроссели в источниках электропитания	144
1.9. Конденсаторы в источниках электропитания	155
1.10. Сглаживающие фильтры в источниках электропитания	162
1.11. Контроль напряжения электропитания микропроцессоров	166
Контрольные вопросы	169
Раздел 2. СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ	173
2.1. Выпрямители	173
2.2. Транзисторные выпрямители	185
2.3. Стабилизаторы напряжения постоянного тока непрерывного действия	192
2.4. Источники электропитания импульсного действия	210

2.5. Низковольтные источники электропитания со стабилизацией выходного тока	245
2.6. Многоканальные источники электропитания	261
2.7. Источники электропитания высокого напряжения малой мощности	288
2.8. Источники электропитания высокого напряжения большой мощности.	310
2.9. Устройства защиты мощной высоковольтной электронной аппаратуры	331
2.10. Электромагнитная совместимость источников электропитания в составе электронной аппаратуры	337
Контрольные вопросы	353
Раздел 3. КОНСТРУКТОРСКОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ	358
3.1. Модульный принцип проектирования источников электропитания	358
3.2. Конструирование источников электропитания по модульному принципу.	375
3.3. Технические требования к конструкции источников электропитания и их показатели качества	388
3.4. Компоновка источников электропитания.	400
3.5. Применение экранов в источниках электропитания	406
3.6. Защита источников электропитания от механических воздействий	417
3.7. Тепловой расчет и охлаждение источников электропитания	436
3.8. Расчет надежности источников электропитания	465
3.9. Конструкционные материалы для источников электропитания	473
3.10. Конструкции трансформаторов, дросселей и других узлов источников электропитания	484
3.11. Особенности конструкций высоковольтных и высокопотенциальных источников электропитания.	507
Контрольные вопросы	524
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.	527
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	529