

Б.В. Артемьев, В.Г. Костиков, В.А. Шахнов

ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ В ПРИБОРОСТРОЕНИИ

БИБЛИОТЕКА «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ»

Серия основана в 2022 году

Том 7

Б.В. Артемьев, В.Г. Костиков, В.А. Шахнов

Источники электропитания в приборостроении

*Допущено Федеральным учебно-методическим объединением
в системе высшего образования по укрупненной
группе специальностей и направлений подготовки
высшего образования 09.00.00
«Информатика и вычислительная техника»
в качестве учебного пособия*



Москва
ИЗДАТЕЛЬСТВО
МГТУ им. Н. Э. Баумана
2023

УДК 621.314
ББК 31.264.5
А86

Издание доступно в электронном виде по адресу
[https:// press.bmstu.ru/catalog/item/8105](https://press.bmstu.ru/catalog/item/8105)

Издание учебно-методического комплекса по укрупненным группам специальностей и направлений «Информатика и вычислительная техника» и «Приборостроение» подготовлено в рамках Программы стратегического академического лидерства «Приоритет—2030» МГТУ им. Н.Э. Баумана

Рецензенты:

д-р техн. наук, профессор *Н.К. Юрков*, заведующий кафедрой
«Конструирование и производство радиоаппаратуры»
Пензенского государственного университета, заслуженный деятель науки РФ;
д-р техн. наук, профессор *Д.Ю. Муромцев*,
кафедра «Конструирование радиоэлектронных и микропроцессорных систем»
Тамбовского государственного технического университета

Артемьев, Б. В.

А86 Источники электропитания в приборостроении : учебное пособие /
Б. В. Артемьев, В. Г. Костиков, В. А. Шахнов. — Москва : Издательство
МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2023. — 430, [2] с. : ил. (Библиотека «Приборострое-
ние»; Т. 7).

ISBN 978-5-7038-6098-4

ISBN 978-5-7038-6202-5 (т. 7)

Учебное пособие по дисциплине «Источники электропитания в приборостроении» содержит нормативную базу дисциплины, рекомендации по организации и проведению лекций, практических занятий, семинаров, примеры слайдов и другие дидактические материалы для работы профессорско-преподавательского состава и студентов по данной дисциплине.

Соответствует стандартам WorldSkills по компетенции «Производство и инженерные технологии», а также содержанию и уровню подготовки студентов по направлениям «Информатика и вычислительная техника» и «Приборостроение». Может представлять интерес для преподавателей, студентов, а также специалистов, занимающихся вопросами приборостроения и созданием цифровых систем.

Материалы учебного пособия имеют свободный доступ — их можно читать, загружать, копировать, распространять, печатать и ссылаться на их полные или частичные тексты с указанием авторства без каких-либо ограничений. Тип лицензии CC: Attribution 4.0 International (CC BY 4.0).

УДК 621.314
ББК 31.264.5



Уважаемые читатели! Пожелания, предложения, а также сообщения о замеченных опечатках и неточностях Издательство просит направлять по электронной почте: press@bmstu.ru

ISBN 978-5-7038-6202-5 (т. 7)
ISBN 978-5-7038-6098-4

© Артемьев Б.В., Костиков В.Г.,
Шахнов В.А., 2023
© Оформление. Издательство
МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2023

Предисловие

Учебно-методические комплексы дисциплин по направлению «Приборостроение» разработаны в рамках адаптации образовательных программ высшего образования к требованиям Перечня специальностей и укрупненных направлений подготовки высшего образования — бакалавриата и магистратуры (Приказ Министерства образования и науки РФ № 1061 от 12 сентября 2013 г. «Об утверждении перечней специальностей и направлений подготовки высшего образования» (с изменениями и дополнениями)). Они направлены на изучение и освоение компетенции Future Skills в рамках актуализированных образовательных программ высшего образования в соответствии с запросом цифровой трансформации промышленности.

В настоящее время трудно представить какую-либо отрасль промышленности, медицины, сельского хозяйства, оборонной техники, быта и т. д., где бы не использовались приборы различных классов, назначения, функциональной сложности. Это микроэлектронная элементная база, сенсорная техника, приборы для научных исследований, радиоэлектронные и электронно-вычислительные приборы и устройства, системы управления различного уровня, бытовая электроника.

Основная особенность предметной области «Приборостроение» — ее междисциплинарный характер, который требует особых методических приемов и подбора соответствующего научного и учебного материала. Современные образовательные программы должны обеспечивать приобретение студентами профессиональных навыков и компетенций, необходимых для эффективной и самостоятельной работы в приборной индустрии. В связи с этим актуальной задачей является разработка и издание учебно-методических комплексов, которые обеспечат учебно-методическую поддержку подготовки бакалавров и магистров по основным образовательным программам высшего профессионального образования по тематическому направлению «Приборостроение» образовательными учреждениями высшего профессионального образования на территории Российской Федерации.

Целью создания данного учебно-методического комплекса является повышение эффективности междисциплинарной подготовки бакалавров и магистров путем распространения передового опыта среди вузов, осуществляющих подготовку по тематическому направлению «Приборостроение», и внедрения компонентов вариативного маршрутного обучения на базе адаптированного сетевого учебно-методического комплекса дисциплин.

Глубокую благодарность авторы выражают рецензентам: Н.К. Юркову — заведующему кафедрой «Конструирование и производство радиоаппаратуры» Пензенского государственного университета и Д.Ю. Муромцеву — научному

руководителю кафедры «Конструирование радиоэлектронных и микропроцессорных систем» Тамбовского государственного технического университета, чьи замечания способствовали улучшению содержания учебно-методического комплекса.

Разработанные учебно-методические пособия обеспечат обучение по основным образовательным программам высшего профессионального образования по направлению подготовки «Приборостроение» образовательными учреждениями высшего профессионального образования на территории Российской Федерации.

Сетевые версии учебно-методических комплексов дисциплин на основе Web-версии, соответствующие стандарту SCORM 2004, 3rd edition, размещены на портале Электронной образовательной системы МГТУ им. Н.Э. Баумана (e-learning.bmstu.ru).

Авторы будут признательны читателям за все замечания по содержанию учебно-методического комплекса, которые следует направлять по адресу: 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., кафедра ИУ4 МГТУ им. Н.Э. Баумана.

В.А. Шахнов

Список сокращений

АБЭ	— агрегат бесперебойного электроснабжения
АКБ	— аккумуляторная батарея
АМ	— амплитудная модуляция
АЦП	— аналого-цифровой преобразователь
БТИЗ	— биполярный транзистор с изолированным затвором
ВАХ	— вольт-амперная характеристика
ИМС	— интегральная микросхема
ИОН	— источник опорного напряжения
ИОУ	— идеальный операционный усилитель
ИШИМ	— интегральная широтно-импульсная модуляция
ИЭП	— источник электропитания
КМОП	— комплементарная структура «металл—оксид—полупроводник»
КФМ	— коэффициент фактической мощности
МДП	— полупроводниковая структура «металл—диэлектрик—полупроводник»
МОП	— полупроводниковая структура «металл—оксид—полупроводник»
ПК	— персональный компьютер
САЭС	— система автономного электроснабжения
СЭП	— система электропитания
СЭС	— система электроснабжения
ТВМ	— трансформаторно-выпрямительный модуль
ТКЕ	— температурный коэффициент емкости
ТКН	— температурный коэффициент напряжения
ТКС	— температурный коэффициент сопротивления
ТТЛ	— транзисторно-транзисторная логика
ФИМ	— фазоимпульсная модуляция
ФЭП	— фотоэлектронный преобразователь
ЦАП	— цифроаналоговый преобразователь
ЧИМ	— частотно-импульсная модуляция
ЧМ	— частотная модуляция
ЧШИМ	— частотно-широотно-импульсная модуляция
ШИМ	— широтно-импульсная модуляция
ЭА	— электронная аппаратура
ЭДС	— электродвижущая сила
ЭЛТ	— электронно-лучевая трубка
ЭМИ	— электромагнитное излучение
ЭМС	— электромагнитная совместимость
ЭРИ	— электрорадиоизделия

Некоторые термины и определения

- Автотрансформатор — разновидность трансформатора, в которой первичная и вторичная обмотки соединены напрямую и имеют вследствие этого не только магнитную, но и электрическую связь
- Варистор — полупроводниковый (металлооксидный или оксидно-цинковый) резистор, обладающий свойством резко уменьшать свое сопротивление с 1000 МОм до десятков ом при увеличении на нем напряжения сверх порогового значения; варисторы подсоединяют параллельно нагрузке, и при броске входного напряжения основной ток помехи протекает через них, а не через аппаратуру
- Выпрямитель — устройство, предназначенное для преобразования входного электрического тока переменного направления в ток постоянного направления (т. е. однонаправленный ток), в частном случае — в постоянный электрический ток
- Гальваническая развязка — общий принцип электрической изоляции одних электрических цепей относительно других цепей, присутствующих в данном устройстве, при котором обеспечивается передача энергии или информационного сигнала между электрическими цепями, не имеющими непосредственного электрического контакта
- Источник бесперебойного питания — источник электропитания, имеющий не менее двух вводов от первичных источников тока и один или несколько выводов; обеспечивает переход электропитания нагрузки от одного источника к другому для непрерывного питания потребителей в случае отключения электрической энергии на входе от первичного источника или ухудшения ее качества
- Источник опорного напряжения — электронный элемент, поддерживающий на своем выходе высокостабильное постоянное напряжение
- Источник электропитания — электрическое оборудование, предназначенное для производства, аккумулирования электрической энергии или изменения ее характеристик (ГОСТ 30331.1—2013 (IEC 60364-1:2005) «Электроустановки низковольтные. Часть 1. Основные положения, оценка общих характеристик, термины и определения»)

Трансформатор	— статический преобразователь электрической энергии переменного тока, преобразующий электрическую энергию без изменения частоты; преобразование электрической энергии трансформатором обычно осуществляется одновременно с передачей энергии в другую электрическую цепь, гальванически развязанную с первичной цепью
Магнитопровод	— конструктивный элемент, предназначенный для прохождения с допустимыми потерями магнитного потока; магнитопроводы являются составными частями электромагнитных схмотехнических элементов: трансформаторов, катушек индуктивности, реле и др.
Модуляция	— процесс изменения одного или нескольких параметров модулируемого несущего сигнала с помощью модулирующего сигнала; полезная информация содержится в модулирующем сигнале, а роль переносчика информации выполняет несущий сигнал
Обратная связь	— обратная связь в широком смысле означает отклик или ответную реакцию на какое-либо воздействие, действие или изменение; в схмотехнике различают положительную и отрицательную обратную связь
Первеанс	— влияние пространственного заряда на движение пучка заряженных частиц
Преобразователь (напряжения, частоты)	— электротехническое устройство, предназначенное для преобразования параметров электрической энергии (напряжения, частоты, числа фаз, формы сигнала)
Резонанс	— частотно-избирательный отклик колебательной системы на периодическое внешнее воздействие; проявляется в резком увеличении амплитуды колебаний при совпадении частоты внешнего воздействия с определенными частотами, характерными для данной системы
Сглаживающий фильтр	— устройство подавления нежелательных компонентов спектра электрического сигнала
Стабилизатор	— стабилизаторы напряжения (ГОСТ 19480—89 «Микросхемы интегральные. Термины, определения и буквенные обозначения электрических параметров» и ГОСТ Р 52907—2008 «Источники питания. Термины и определения») различаются, в частности, в определениях пересекающихся, но не идентичных показателей дрейфа выходного напряжения (ГОСТ 19480—89) и нестабильности при длительном включении (ГОСТ Р 52907—2008)
Тиристор	— полупроводниковый прибор, выполненный на основе монокристалла полупроводника с тремя или более p — n -переходами и имеющий два устойчивых состояния: «закрытое» — состояние низкой проводимости; «открытое» — состояние высокой проводимости; различают симметричные, несимметричные и запираемые тиристоры

Шум	— беспорядочные колебания различной физической природы, отличающиеся сложностью временной и спектральной структур, затрудняющие выделение полезного сигнала
Ферриты (оксиферы)	— соединения оксида железа Fe_2O_3 с более основными оксидами других металлов, являющиеся ферромагнетиками
Форм-фактор	— стандарт, задающий габаритные размеры технического изделия, а также описывающий дополнительные совокупности его технических параметров, например форму, типы дополнительных элементов, размещаемых в (на) устройстве, их положение и ориентацию
Фотоэлементы (фотоэлектронный преобразователь, солнечный элемент)	— электронный прибор, преобразующий энергию фотонов в электрическую энергию; фотоэлементы подразделяют на электровакуумные и полупроводниковые; действие фотоэлементов основано на фотоэлектронной эмиссии или внутреннем фотоэффекте
Электромагнитная совместимость	— устойчивость к электромагнитным помехам технических средств, применяемых в жилых, коммерческих зонах и производственных зонах с малым энергопотреблением (ГОСТ 30804.6.1—2003 (IEC 61000-6-1:2005) «Совместимость технических средств электромагнитная»)
Экран (электротехнический)	— устройство, предназначенное для защиты человека или технического устройства от вредного или опасного воздействия излучения посредством отражения или поглощения этого излучения своей поверхностью
Химический источник тока	— источник тока, в котором химическая энергия исходных активных материалов преобразуется непосредственно в электрическую энергию; химический источник тока основан на взаимодействии двух металлов и (или) их оксидов в электролите, приводящем к возникновению в замкнутой цепи электрического тока; к подобным источникам тока относятся гальванические элементы, активные материалы которых (электролиты и электроды) используются однократно; гальванические элементы обычно объединяют в батареи

1. Конспект лекций

Основная цель дисциплины: изучение принципов функционирования и технологий создания источников электропитания электронной аппаратуры.

Программа разработана в соответствии с основной профессиональной образовательной программой (ОПОП) и учебным планом МГТУ им. Н.Э. Баумана, составленными на основе самостоятельно устанавливаемого образовательного стандарта (СУОС) по направлению подготовки 12.03.01 «Приборостроение».

Задачи дисциплины:

- формирование теоретических и практических навыков в области схемотехники и конструирования источников электропитания электронной аппаратуры;

- ознакомление со схемотехникой и конструкцией узлов источников электропитания непрерывного и импульсного действия, способами защиты источников электропитания от перегрева и внешних воздействий;

- обучение приемам обеспечения электромагнитной совместимости электронной аппаратуры;

- показ влияния условий эксплуатации источников электропитания в составе электронной аппаратуры на их конструктивные особенности;

- обучение расчету функциональных узлов источников электропитания и проектированию схем устройств в целом, разработке структурных, функциональных и принципиальных схем источников электропитания, конструированию источников электропитания различного типа и назначения для приборостроения.

При освоении дисциплины планируется формирование компетенций, предусмотренных ОПОП на основе СУОС по направлению подготовки 12.03.01 «Приборостроение».

В конце каждой лекции приведены тесты для контроля знаний студентов, состоящие из вопросов и ответов на них, из которых следует выбрать один правильный.

1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ И ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ К НИМ

Цель лекции — сформировать представление о разнообразии источников электропитания и предъявляемых к ним требованиях.

1.1.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ИСТОЧНИКАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Электроника, электронные средства и электронная аппаратура (ЭА) широко используются во всех сферах деятельности человека. Бытовая техника, транспорт, системы автоматизированного проектирования и производства, здравоохранение, оборонная техника, космос — далеко не полный перечень областей возможного применения ЭА. Столь широким распространением ЭА определяется большой объем технических, эксплуатационных и экономических требований как к собственно ЭА, так и к ее основным узлам и устройствам. Одним из таких устройств, входящих в ЭА практически всех видов, за исключением разве что детекторных приемников, является источник электропитания (ИЭП). Только правильно спроектированный и сконструированный ИЭП может обеспечить нормальную работу ЭА на всех этапах ее жизненного цикла.

Согласно государственным стандартам, *источник электропитания* — устройство, которое преобразует поступающие от системы электроснабжения в ЭА напряжение и ток до оговоренных в технической документации номиналов, показателей стабильности и надежности.

Следует отметить, что под термином «электронная аппаратура» авторы пособия подразумевают 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», «электронно-вычислительная аппаратура», «электронно-вычислительные средства», «радиоэлектронные средства». Принципиальных различий между этими терминами с точки зрения конструкторско-схематического проектирования нет. Поэтому в дальнейшем изложении авторы используют термин «электронная аппаратура».

Используемые в ЭА полупроводниковые приборы, интегральные микросхемы, конденсаторы, резисторы, реле и другие компоненты в научно-технической литературе также называются по-разному: элементы, компоненты, электрорадиоэлементы. Принципиальных различий между этими терминами,

по мнению авторов, также нет, однако они отдают предпочтение термину «компонент» [1, 2].

Ограниченный объем не позволил охватить все вопросы, связанные с созданием ИЭП, в частности, не рассмотрены организация производства ИЭП, обеспечение их качества в процессе производства и др. Эти вопросы выходят за рамки данного курса.

Электронная аппаратура, 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 ИЭП, различных по схемотехническим и конструкторским решениям.

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 различия 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, например, космические аппараты. Однако в каждом из видов ЭА, будь то вычислительная машина или калькулятор, CD-проигрыватель или радиолокационная станция, 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.). В связи с этим ИЭП в полной мере можно назвать самым массовым узлом современной ЭА. Кроме того, разные типы ИЭП, серийно выпускаемые промышленностью, могут применяться для энергоснабжения различных видов ЭА, что позволяет назвать ИЭП одним из наиболее унифицированных узлов современной 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 [3]. 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.

Важная задача при разработке ЭА — снижение массы и габаритных размеров ИЭП. Это достигается выбором принципа их действия, схемы, режима работы, элементной базы, конструкции. Конструктивным исполнением ИЭП определяется технология его изготовления. Таким образом, при создании ИЭП перед разработчиком стоит ряд взаимосвязанных задач, которые

зависят от его знания особенностей работы ИЭП, путей выбора рационального схемного и конструктивного исполнения с заданными параметрами для заданных условий эксплуатации.

Развитие микроэлектроники оказало существенное влияние и на ИЭП: ужесточились требования к стабильности номинальных значений напряжений и токов, заметно уменьшились масса и габаритные размеры, повысились требования к надежности, безопасности, экономичности.

Комплексному рассмотрению вопросов схемотехнического и конструкторского проектирования как основных в общем процессе создания источников электропитания ЭА и посвящено предлагаемое учебное пособие.

1.1.2. КЛАССИФИКАЦИЯ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Источники электропитания ЭА в зависимости от назначения обеспечивают изменение уровня входного напряжения, выпрямление, инвертирование, стабилизацию, фильтрацию, защиту и комбинацию этих функций. Различное назначение, широкий диапазон характеристик предопределяют большое разнообразие указанных функций. В связи с этим целесообразно классифицировать ИЭП по следующим основным параметрам.

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

По выходной мощности $P_{\text{вых}}$: ИЭП микромощные ($P_{\text{вых}} \leq 1$ Вт), малой мощности ($P_{\text{вых}} = 1...10$ Вт), средней мощности ($P_{\text{вых}} = 10...100$ Вт), повышенной мощности ($P_{\text{вых}} = 100...1000$ Вт), большой мощности ($P_{\text{вых}} > 1000$ Вт). Отдельную группу составляют ИЭП с выходной мощностью 2,5...1000,0 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 ($U_{\text{вых}} < 100$ В), повышенным ($U_{\text{вых}} = 100...1000$ В), высоким ($U_{\text{вых}} > 1000$ В) напряжением. Источники электропитания с уровнем выходного напряжения свыше 1000 В принято называть *высоковольтными*. У этих ИЭП 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 обычно применяют в радиопередающих устройствах, где уровень потенциала превышает 1000 В. В этом случае ИЭП называют *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.). В их составе имеется стабилизатор напряжения (тока), который конструктивно может быть выполнен в виде отдельного функционального узла. В нестабилизирующих ИЭП функциональный узел стабилизации напряжения отсутствует.

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

По *уровню пульсации* (переменной составляющей) *выходного постоянного напряжения (тока)*: ИЭП с малым уровнем пульсации (менее 0,1 %), со средним уровнем (0,1...1,0 %), 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).

В составе стабилизирующего ИЭП имеется *стабилизатор напряжения (тока)* — функциональный узел, стабилизирующий выходное напряжение (ток).

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 обеспечить плавное регулирование выходного напряжения и необходимую точность его установки. Источник электропитания с параметрическим стабилизатором обычно применяют при выходной мощности 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 через устройство обратной связи.

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

По роду работы регулирующего устройства различают ИЭП непрерывного и ИЭП импульсного действия [4]. В стабилизаторах напряжения (тока) непрерывного действия регулирующее устройство работает в непрерывном режиме (его сопротивление плавно изменяется под действием влияющих величин). В стабилизаторах напряжения (тока) импульсного действия регулирующее устройство работает в импульсном режиме (под действием влияющих величин изменяются длительность и периодичность его включения).

Рассмотрим особенности построения ИЭП различных типов на примере укрупненных структурных схем (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 через усилитель постоянного тока 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 регулирующего устройства, протекающего через гасящий резистор R , (рис. 1.1, б). Источники электропитания с регулируемым устройством, 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 рассчитывают на выходное напряжение с учетом возможного диапазона его изменения под действием влияющих величин. Вольтодобавка упрощает схему регулирования, но не уменьшает мощности рассеяния в регулирующем устройстве РУ. Качество выходного напряжения в этой схеме ниже, чем в схемах, приведенных на рис. 1.1, а и б.

В источниках электропитания с включением регулирующего устройства во входной цепи максимальное рабочее напряжение на регулирующем устройстве не зависит от значения выходного напряжения. В таких схемах регулирующее устройство включается в цепь переменного тока (рис. 1.1, г) и выполняется на полупроводниковых приборах или дросселях насыщения.

Разновидностями ИЭП с включением регулирующего устройства 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.

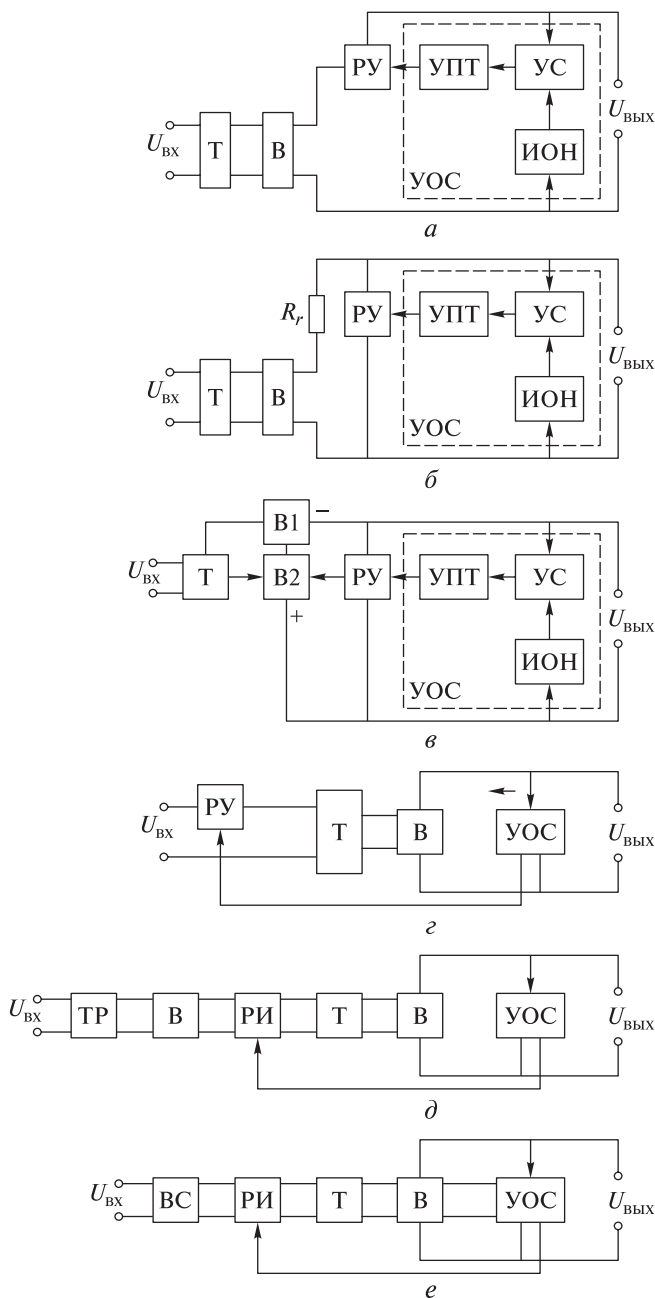


Рис. 1.1. Укрупненные структурные схемы ИЭП:

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

1.1.3. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Основными параметрами, характеризующими качество ИЭП, являются следующие: показатели надежности; значения напряжения и тока входной сети (системы электроснабжения) и их отклонения; нестабильность и пульсация 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* — его важнейшая характеристика. 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. Наработка на отказ отдельных составных частей (функциональных узлов) ИЭП обычно равна $(50...100) \cdot 10^3$ ч, а самих ИЭП — $(20...70) \cdot 10^3$ ч. Вероятность безотказной работы ИЭП и их функциональных узлов составляет примерно 0,95 за 1000 ч непрерывной работы [1].

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

Изменение входного тока 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 — еще и от мгновенного значения входного напряжения. Применение входного фильтра уменьшает пульсации на входе ИЭП 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 маломощных устройствах под действием 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 электропитания с более высоким выходным напряжением, как правило, имеют более высокий КПД. Однако в маломощных 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 электропитания с большими выходными токами КПД определяется в основном мощностью *тепловых потерь* и возможностью отвода теплоты от ИЭП при заданных условиях охлаждения и заданном конструктивном исполнении. В низковольтных ИЭП при непрерывном преобразовании КПД обычно составляет 45...55 %, при импульсном преобразовании — 75...90 %. В источниках электропитания высокого напряжения при выходной мощности до 1 кВт оптимальный КПД равен примерно 55...70 %.

Технические требования к характеристикам ИЭП должны выполняться в заданных условиях их эксплуатации. Эти условия определяются назначением аппаратуры, в которой используются ИЭП, 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 и составляет 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 температуры. Так, при подъеме на высоту более 9000 м температура окружающей среды за короткое время достигает -60°C . 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 $10^{11} \text{ см}^2/\text{с}$ и мощности дозы γ -излучения 10^3 Р/с сопротивление изоляции может снижаться на несколько порядков [5].

Тесты к лекции 1.1

1. По какой схеме следует проектировать источник электропитания в случае высокой вероятности короткого замыкания в нагрузке?

- а) с параллельной стабилизацией напряжения;
- б) с развязывающим входным трансформатором;
- в) стабилизатора напряжения с вольтодобавкой;
- г) с последовательной стабилизацией напряжения.

2. Может ли источник электропитания стабилизировать переменное напряжение?

- а) да;
- б) нет;
- в) только импульсные системы;
- г) только ИЭП, построенные по бестрансформаторной схеме.

3. Как называются преобразователи постоянного напряжения в переменное?

- а) инверторы;
- б) конверторы;
- в) фузеры;
- г) DC/DC-преобразователи.

4. Какой тип обратной связи используется при параметрическом способе стабилизации?

- а) обратная связь не используется;
- б) отрицательная обратная связь;
- в) положительная обратная связь;
- г) комбинированная обратная связь.

5. Чем определяется выбор показателей надежности источника электропитания?

- а) назначением электронной аппаратуры;
- б) конструктивными особенностями нагрузки;
- в) параметрами входной сети;
- г) всем вышеперечисленным.

1.2. СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Цель лекции — сформировать представление о существующих системах электропитания и электроснабжения.

Источники электропитания совместно с устройствами защиты и коммутации образуют систему электропитания (СЭП) ЭА. 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. Число собственных одноканальных ИЭП в децентрализованной СЭП обычно больше числа номиналов напряжений, требуемых для ЭА конкретного вида. Несмотря на то, что концепция распределенного электропитания начала воплощаться в жизнь достаточно давно, эти системы долгое время почти не применялись. Основная причина заключалась в том, что преобразователи постоянного напряжения в постоянное (так называемые DC/DC-преобразователи) с выходной мощностью 5...50 Вт были довольно громоздкими и тяжелыми, т. е. имели низкие массогабаритные характеристики. Только сравнительно недавно, с появлением компактных DC/DC-преобразователей, которые можно устанавливать на печатную плату как компоненты, концепция распределенных СЭП начала воплощаться в жизнь. Данный тип преобразователей выполняется на базе бескорпусных электрорадиоизделий (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 АЦП и цифроаналоговые преобразователи ЦАП, приемники, передатчики и т. п.). Требования к качеству напряжения электропитания в такой аппаратуре составляют $\pm(1...2) \%$ по допустимой нестабильности и 0,10...0,02 % по переменной составляющей. Для выполнения этих сравнительно высоких требований в такой аппаратуре целесообразно использовать децентрализованные или комбинированные СЭП. Ко второй группе

относится аппаратура, 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 ИЭП импульсного действия.

Централизованные СЭП рекомендуется использовать в вычислительных комплексах и подсистемах ЭА, потребляющих большую мощность и имеющих ограниченный ряд напряжений. При этом в качестве основного средства повышения надежности СЭП целесообразно применение резервирования.

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 и больших интегральных схемах имеют высокие показатели надежности (более 100 тыс. ч), а устройства, в которых используются 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 числа (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. При построении СЭП используют два вида резервирования:

— *постоянное* — резервирование, при котором в работе постоянно находятся все элементы и система не отказывает до выхода из строя определенного их числа;

— *замещением* — резервирование, при котором резервные элементы включаются только после автоматического отключения отказавших элементов.

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 заданных значений напряжения и мощности постоянного и переменного тока; 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 сходные структурные схемы, отличающиеся видом приводного двигателя, выходными мощностью и напряжением, схемой подключения источников электроэнергии, числом каналов и способом их переключения, конструктивным исполнением. Наиболее распространены в настоящее время 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 [6].

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 [7].

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 составляет 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...2,0 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 обеспечивают длительное электроснабжение на стоянке. Прицепные электростанции используют для той аппаратуры, к которой не предъявляются требования по бесперебойности электроснабжения (табл. 1.2).

Таблица 1.1

**Характеристики встраиваемых агрегатов, работающих на бензине
(напряжение 230 В, частота 400 Гц)**

Характеристика	АБ-0,5	АБ-1	АБ-2	АБ-4	АБ-8
Мощность, кВт	0,5	1,0	2,0	4,0	8,0
Масса, кг	28,5	62,0	170,0	195,0	400,0
Средняя наработка на отказ, ч	200		250		300
Моторесурс, ч	1500	1800		2500	
Удельный расход топлива, г/(кВт·ч)	680	900	650	625	600

Таблица 1.2

**Основные характеристики автомобильных прицепных и дизельных электростанций
трехфазного тока частотой 400 Гц**

Характеристика	ЭД8-Т / 400-1 ВС	ЭД16-Т / 400-1 ВС	ЭД30-Т / 400-1 РС	ЭД2х30-Т / 400-1 РС	ЭД2х16-Т / 400-1 ВАС
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	0,300	0,318	0,318	0,288
Моторесурс по двигателю, тыс. ч	10	10	18	18	10
Наработка на отказ, ч	600	600	500	5000	6000

Структурная схема САЭС постоянного тока ЭА систем связи приведена на рис. 1.2. Она содержит источники электроэнергии и распределительную сеть. Основным источником электроэнергии является бензиновый электроагрегат типа АБ4У-П/28.5-1В, резервным источником электроэнергии — электроустановка ЭУ66-4-П/28.5 на автомобиле ГАЗ-66 и бортовая сеть транспортной базы на БТР-80.

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

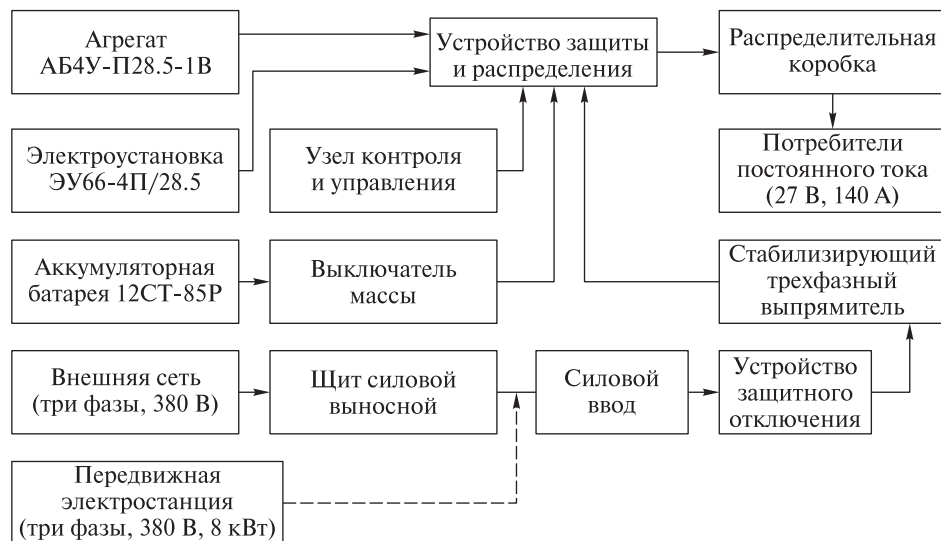


Рис. 1.2. Структурная схема САЭС постоянного тока

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

Электроустановка ЭУ66-4-П/28.5 размещается под капотом и в кабине транспортного средства. Ее характеристики: мощность 4 кВт; напряжение $28,5 \text{ В} \pm 5 \%$ постоянного тока; непрерывная работа 10 ч; масса 183 кг.

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

Аккумуляторная батарея размещается либо в агрегатном, либо в отдельном отсеке и используется для электроснабжения стартера электроагрегата и цепей управления САЭС. Батарея работает в буферном режиме с источником электроэнергии постоянного тока. Этим достигаются 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 частотой $50 \text{ Гц} \pm 1 \%$ при напряжении $380 \text{ В}_{-15}^{+10} \%$ или от

четырёхпроводной передвижной электростанции переменного тока частотой $50 \text{ Гц} \pm 5 \%$ при напряжении $380 \text{ В} \pm 5 \%$ [8].

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

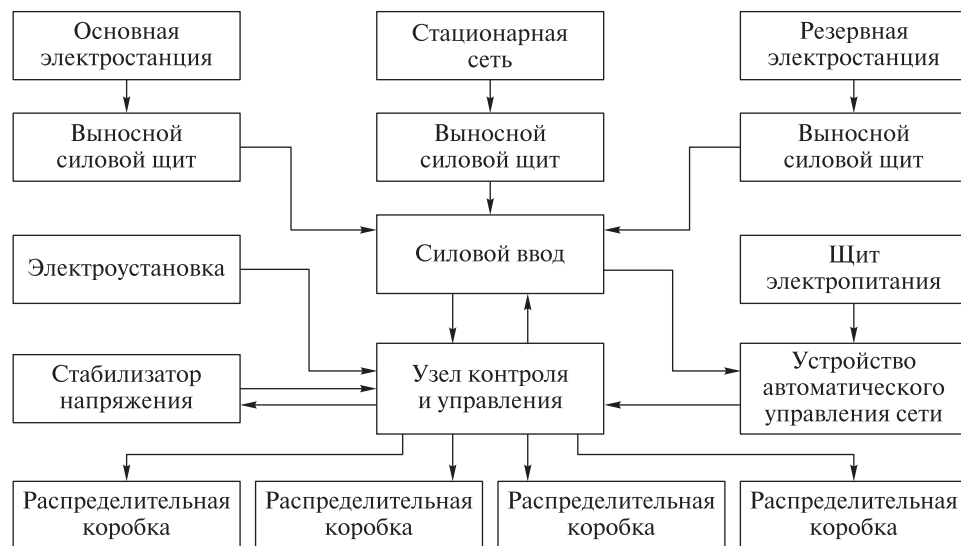


Рис. 1.3. Структурная схема САЭС переменного тока

Электроустановки отбора мощности от двигателя транспортного 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 следует, что электроустановки мощностью 8...30 кВт имеют существенно меньшую удельную массу (15...25 кг/кВт против удельной массы электроагрегата 47...75 кг/кВт) и более высокий расход топлива (0,5...1,0 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), чем у бензиновых (1010 кг) и дизельных (1230 кг) агрегатов.

Назначение электроустановок переменного тока: холодный резерв в основном цикле работы; источник электроэнергии на время разворачивания оборудования; источник электроэнергии для средств с малым сроком работы на одном месте; основной источник электроэнергии в экстремальных условиях. В табл. 1.4 приведены показатели качества электроэнергии электроустановок некоторых типов.

Таблица 1.3

Характеристики источников электроэнергии

Характеристика	Мощность источников электроэнергии, кВт									
	электроустановок отбора мощности				бензоэлектроагрегатов				дизельных агрегатов	
	4	8	16	30	4	8	16	8	16	30
Масса, кг	200		260	350	260	480	750	600	1000	1500
Расход топлива, кг/ч	8,0–8,6	9,2–9,8	11,2–12,0	14,5–15,0	3,0	5,2	5,4	2,6	4,8	9,0
Моторесурс, ч	2500				3000			6000		
Наработка на отказ, ч	500	400	300–500		400		500	600		
Время приведения в рабочее состояние, мин	2				30			45		
Снижение средней скорости движения, %	Не снижает		1		7			8		
Удельная масса, кг/кВт	50,0	25,0	16,2	11,6	65,0	60,0	47,0	75,0	62,5	50,0
Удельный расход топлива, кг/(кВт·ч)	2,000	1,150	0,700	0,500	0,750	0,650	0,340	0,325	0,300	0,300

Таблица 1.4

**Характеристики электроустановок
(номинальная частота 50 Гц, номинальное напряжение 400 В)**

Характеристика	Тип электроустановки				
	I	II	III	IV	V
Номинальная мощность, кВт	16	16	2×16	16	30
Установившееся отклонение, %: напряжения частоты	±3 ±5	±3 ±5	±2 ±0,5	±3 ±2,5	±2 ±1
Переходное отклонение: частоты, % 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 напря- жения, %: линейного фазного	10 30	10 28	5 10	10 28	5 10
Защита при понижении оборотов генератора	Нет	Нет	Нет	Да	Да

Примечания: 1. Обозначения электроустановок: I — ЭУ375-16-Т/400;
II — ЭУ43203-16-Т/400; III — ЭСД2×16-Т/400;
IV — ЭУ4310-16-Т/400; V — перспективная ЭУ.
2. Коэффициент небаланса 10 %. Защита от перегрузок по току — да.
Защита при аварийном повышении частоты вращения генератора — да.

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 с помощью устройств гарантированного электроснабжения, дополнительных фидеров электроснабжения, резервных источников электроэнергии. Перечисленные требования определяют выбор мощности, рода тока, числа фаз и уровня выходного напряжения системы электроснабжения, а в зависимости от важности задач, решаемых ЭА, выбирают число источников электроэнергии и режимы их работы.

В табл. 1.5 приведены основные технические характеристики дизельных электростанций. Они применяются для электроснабжения электронных систем переменным током частотой 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) [9].

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 емкостной накопитель электроэнергии для компенсации напряжения при импульсном потреблении тока передающим устройством.

Таблица 1.5

Характеристики дизельных электростанций (напряжение 230 В)

Характеристика	Тип электростанции			
	ЭД2х16-Т230П-1 РАМ1		ЭД30-Т230П-1 РП	
	Дизель-генератор типа 1603	Преобразователь частоты 50/400 Гц	Электроагрегат АД30-Т230П-1 РП	Преобразователь частоты 400/50 Гц
Частота тока, Гц	50	400	400	50
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, три фазы	—	230 В, 400 Гц, три 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		—	

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.

Тесты к лекции 1.2

1. В каких случаях используют системы автономного электроснабжения с отбором мощности?

- а) при наличии силового агрегата, не загруженного на 100 % во всех режимах работы;
- б) мощность первичной сети многократно превышает потребляемую нагрузку;
- в) мощность первичной сети меньше потребляемой нагрузкой;
- г) в случае отсутствия стабильности напряжения в стационарной сети.

2. Какие виды систем электропитания существуют?

- а) централизованные, децентрализованные, комбинированные;
- б) автономные;
- в) сетевые;
- г) резервные.

3. Какие способы резервирования используют в системах электропитания?

- а) постоянное резервирование и резервирование замещением;
- б) бинарное;
- в) горячее;
- г) холодное.

4. Чем отличаются структурные схемы ИЭП при электроснабжении от систем постоянного или переменного тока?

- а) наличием стабилизирующего выпрямителя и аккумуляторных батарей;
- б) наличием и отсутствием трансформатора;
- в) наличием и отсутствием заземления;
- г) нет отличий.

5. Чем определяется выбор показателей надежности ИЭП?

- а) назначением ЭА;
- б) конструктивными особенностями нагрузки;
- в) параметрами первичной сети;
- г) всем вышеперечисленным.

6. В чем состоит особенность буферного режима работы аккумуляторной батареи в составе систем автономного электроснабжения?

- а) в буферном режиме она постоянно находится в режиме подзаряда;
- б) заряд батареи происходит при снятии нагрузки;
- в) разряд батареи происходит только в случае отсутствия напряжения первичной сети;
- г) заряд батареи происходит при движении транспортного средства.

1.3. ИСТОЧНИКИ БЕСПЕРЕБОЙНОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Цель лекции — сформировать представление об источниках бесперебойного электроснабжения, принципе их работы и основных применяемых в промышленности схемотехнических решениях.

К некоторым видам ЭА, получающим питание от стационарных сетей переменного тока, 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 мощности и времени непрерывной работы. За рубежом такие агрегаты называют Uninterruptable Power Supply (UPS). В зависимости от рода выходного тока различают АБЭ переменного и постоянного тока [8].

Требованиями по согласованию АБЭ с нагрузкой определяются 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 установлена ИЭП. При наличии сети переменного тока в большинстве случаев во входной цепи ИЭП содержится 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 ИЭП. В зависимости от состава АБЭ и схемы соединения его частей образуются различные структуры АБЭ. Использование той или иной структуры определяют исходя из требований надежности, стоимости и других технико-экономических показателей.

На рис. 1.4–1.8 приведены примеры структурных схем АБЭ переменного тока. На рис. 1.4 резервная цепь содержит аккумуляторную батарею АКБ 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,

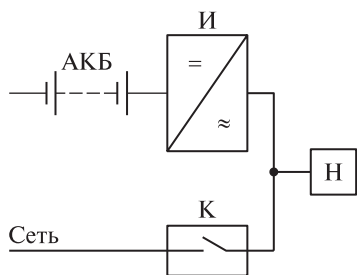


Рис. 1.4. Структурная схема АБЭ переменного тока с обратимым инвертором

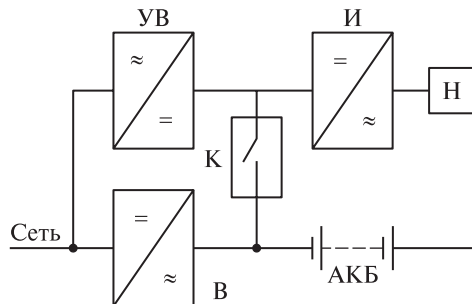


Рис. 1.5. Структурная схема АБЭ переменного тока с управляемым выпрямителем и подзарядкой аккумуляторной батареи от выделенного выпрямителя

подзаряжая аккумуляторную батарею. При снижении напряжения сети ниже заданного уровня коммутатор отключает сеть от нагрузки. Последняя обеспечивается напряжением переменного тока инвертора, получающего электроэнергию от аккумуляторной батареи.

В агрегате, схема которого приведена на рис. 1.5, при нормальном электроснабжении 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 АКБ подзарядается от сети через выпрямитель В. При снижении напряжения сети ниже заданного уровня коммутатор подключает аккумуляторную батарею к инвертору.

В схеме, представленной на рис. 1.6, заряд аккумуляторной батареи АКБ осуществляется от управляемого выпрямителя УВ. При электроснабжении нагрузки от сети коммутатор К1 включен, а коммутатор К2 выключен. При переходе на электроснабжение от аккумуляторной батареи коммутатор К1 выключается, а коммутатор К2 включается.

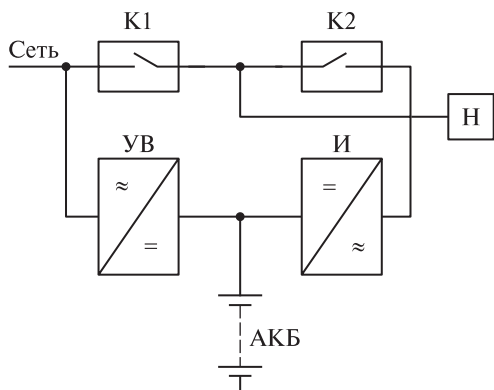


Рис. 1.6. Структурная схема АБЭ переменного тока с управляемым выпрямителем

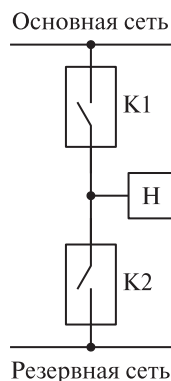


Рис. 1.7. Структурная схема АБЭ переменного тока с резервной сетью

В схеме, изображенной на рис. 1.7, предусмотрены две входные сети: основная и резервная. При нормальном электроснабжении коммутатор К1 включен, коммутатор К2 выключен и напряжение на нагрузку Н поступает от основной сети. При снижении напряжения основной сети ниже заданного уровня происходят переключение коммутаторов и соединение нагрузки с резервной сетью.

Схема АБЭ, приведенная на рис. 1.8, 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 электроснабжении коммутаторы К1 и К2 находятся в выключенном состоянии, аккумуляторная батарея АКБ

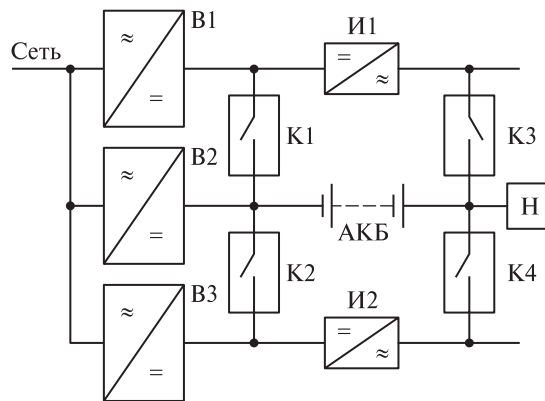


Рис. 1.8. Структурная схема АБЭ переменного тока с повышенной мощностью нагрузки

подзаряжается от сети через выпрямитель В2, а нагрузка Н получает электроэнергию от выпрямителей В1 и В3 через инверторы И1 и И2. При снижении напряжения сети ниже установленного уровня включаются коммутаторы К1 и К2 и электроснабжение нагрузки осуществляется от аккумуляторной батареи АКБ, 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.

В схеме, представленной на рис. 1.9, при нормальном электроснабжении нагрузка Н отключена от аккумуляторной батареи АКБ (коммутатор К 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.

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

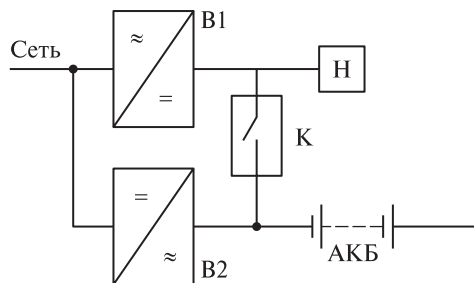


Рис. 1.9. Структурная схема АБЭ постоянного тока

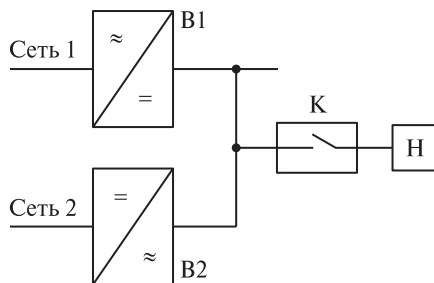


Рис. 1.10. Структурная схема АБЭ переменного тока с питанием от двух независимых сетей

В составе АБЭ аккумуляторная батарея АКБ может выполняться секционированной, т. е. состоящей из основных ОЭ и дополнительных ДЭ элементов (рис. 1.11) вольтодобавки. В нормальном режиме работы основные элементы подзаряжаются от сети через выпрямитель В1, дополнительные — 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.

В нормальном режиме выпрямитель В через включенный коммутатор К подает напряжение на нагрузку Н и одновременно подзаряжает аккумуляторную батарею АКБ (рис. 1.12). При отключении внешнего электроснабжения коммутатор выключается и одновременно включается регулирующее вольтодобавочное устройство РВДУ. Для стабилизации выходного напряжения АБЭ в переходных режимах используется регулирующее вольтодобавочное устройство, которое преобразует напряжение аккумуляторной батареи

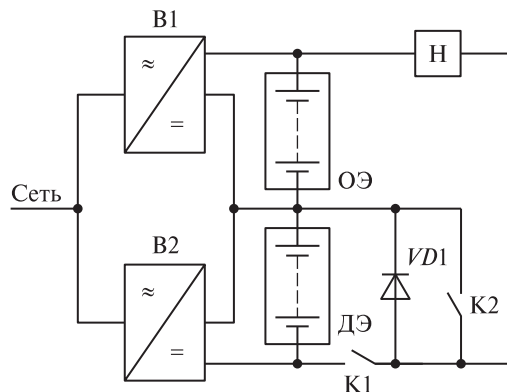


Рис. 1.11. Структурная схема АБЭ постоянного тока с секционированным включением аккумуляторной батареи

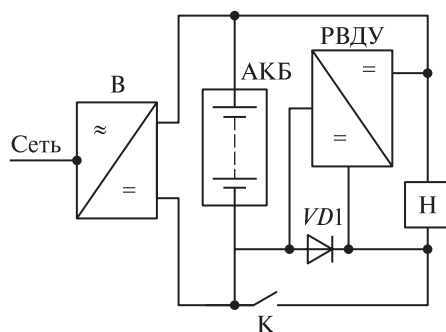


Рис. 1.12. Структурная схема АБЭ постоянного тока с вольтодобавкой

в регулируемое напряжение постоянного тока, что обеспечивает стабильность напряжения на нагрузке при работе от аккумуляторной батареи, напряжение которой снижается в процессе разряда. Диод VD служит для безразрывной коммутации и закрывается напряжением регулирующего вольтодобавочного устройства.

При появлении внешнего электроснабжения выпрямитель V включается в режиме стабилизации тока и обеспечивает электроэнергией нагрузку и аккумуляторную батарею. После окончания заряда аккумуляторной батареи выпрямитель переходит в режим стабилизации напряжения и АБЭ возвращается в исходное состояние.

Таблица 1.6

Время работы, мин, АБЭ компании APC (США) после пропадания сетевого напряжения

Мощность нагрузки, В·А	Мощность АБЭ, В·А							
	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

В зарубежной литературе различают три вида АБЭ:

- Off-line (рис. 1.13, *а*);
- Line-interactive (рис. 1.13, *б*);
- On-line (рис. 1.13, *в*), что соответствует стандарту IEC 62040.

У АБЭ Off-line осуществляются прямая подача электроэнергии сети потребителю в нормальном режиме и подключение генератора синусоидального напряжения (инвертор) при аварии в электросети за время от 2 до 10 мс (рис. 1.13, *а*).

Агрегаты бесперебойного электроснабжения типа Line-interactive по алгоритму работы аналогичны АБЭ Off-line, только в них добавлены стабилизатор напряжения и выходной низкочастотный фильтр (см. рис. 1.13, *б*). Как правило, все небольшие качественные АБЭ для ЭА относятся к этому типу (Smart-UPS, CyberPower). Будучи линейно-интерактивными, они могут иметь разную форму выходного сигнала: с аппроксимированной синусоидой для персональных компьютеров и приборов с импульсными блоками питания

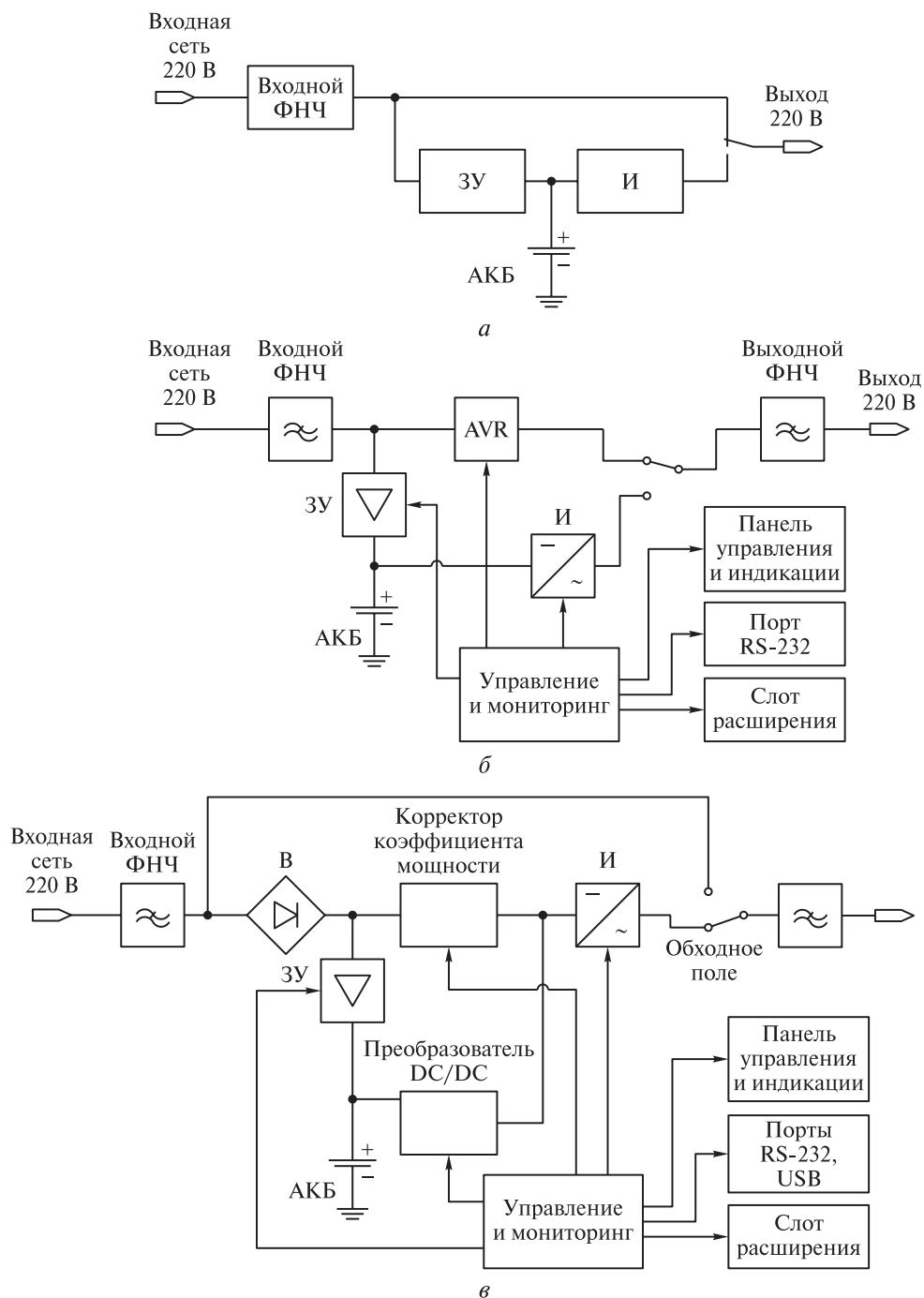


Рис. 1.13. Классификация АБЭ по стандарту IEC 62040:

a — Off-line; *б* — Line-interactive; *в* — On-line; АКБ — аккумуляторная батарея; В — выпрямитель; ЗУ — зарядное устройство; И — инвертор; ФНЧ — фильтр низких частот; AVR — микроконтроллер

(рис. 1.14, б и в) и с чистой синусоидой (рис. 1.14, а) для индуктивной нагрузки (например, Энергия ПН, Inelt Intelligent и т. д.).

В агрегатах бесперебойного электроснабжения с двойным преобразованием типа On-line (см. рис. 1.14, в): Eaton, APC, Liebert, East, DeltaES, Inelt, Makelsan, Helior — нет переключения на аккумуляторную батарею при пропадании центрального электроснабжения, поэтому нагрузка не почувствует момента пропадания напряжения на входе АБЭ.

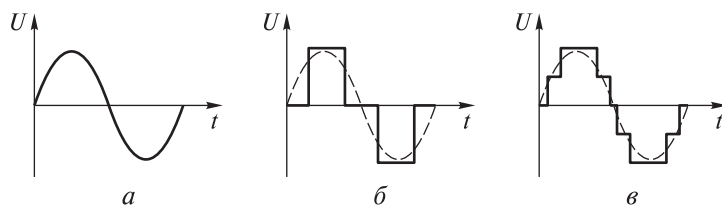


Рис. 1.14. Формы напряжения на выходе инверторов АБЭ:

а — синусоидальная; б — двухступенчатая аппроксимация синусоиды;
в — трехступенчатая аппроксимация синусоиды

Таблица 1.7

Сравнительные характеристики АБЭ

Характеристика	Off-line	Line-interactive	On-line
Мощность АБЭ	До 1 кВ·А	До 4 кВ·А	> 10 кВ·А
<i>Режим работы — от сети</i>			
Стабилизация напряжения	Нет	Ступенчатая	Полная
Стабилизация частоты	Нет	Нет	Есть
Фильтрация помех	Слабая	Средняя	Максимальная
<i>Режим работы — от встроенных АКБ</i>			
Частота переходов	Высокая	Средняя	Время полного разряда аккумуляторной батареи
Время перехода на батарею	5–15 мс	2–6 мс	Нет перехода
Форма напряжения	Трапецеидальная	Синусоидальная	Синусоидальная
Гальваническая развязка	Нет	Нет	Да

У агрегатов вида On-line при любых режимах функционирования сети электроэнергия поступает на нагрузку от генератора синусоидального напряжения со стабильными значениями напряжения, частоты, синусоидальности. К сетевому выпрямителю подключается аккумуляторная батарея. Если в АБЭ

вида Off-line инвертор подключается только при снижении напряжения в сети ниже заданного уровня, то в АБЭ вида On-line инвертор работает постоянно, благодаря чему обеспечиваются гальваническая развязка от сети, защита от перенапряжений и провалов сетевого напряжения, ограничивается утечка информации по цепям электроснабжения.

Агрегаты вида On-line имеют широкий диапазон стабилизации входного напряжения, и, что важно, стабилизация происходит не ступенчато, поэтому АБЭ данного вида выдают на выходе практически идеальную синусоидальную форму (см. рис. 1.14, а). При любых изменениях на входе и на выходе всегда напряжение будет $220 \text{ В} \pm 10 \%$.

Тесты к лекции 1.3

1. Каковы основные параметры АБЭ?

- а) входные и выходные;
- б) напряжение;
- в) ток;
- г) напряжение и ток.

2. Какой АБЭ выдает самое стабильное напряжение на выходе?

- а) Off-line;
- б) Line-interactive;
- в) On-line;
- г) UPS.

3. Какие способы формирования выходного напряжения используются в АБЭ вида Off-line?

- а) двухступенчатая аппроксимация синусоиды;
- б) синусоидальный инвертор;
- в) инвертор с индуктивным выходным фильтром;
- г) многоступенчатая аппроксимация синусоиды.

4. В каком виде АБЭ аккумуляторная батарея всегда заряжается?

- а) On-line;
- б) Line-interactive;
- в) Off-line;
- г) таких АБЭ не существует.

5. В чем состоит особенность буферного режима работы аккумуляторной батареи в составе систем автономного электроснабжения?

- а) в буферном режиме она постоянно находится в режиме подзаряда;
- б) заряд батареи происходит при снятии нагрузки;
- в) разряд батареи происходит только в случае отсутствия напряжения первичной сети;
- г) заряд батареи происходит при движении транспортного средства.

1.4. ПЕРВИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ТОКА

Цель лекции — сформировать представление о первичных источниках тока, принципах их работы и основных применяемых в промышленности схемотехнических решениях.

1.4.1. ХИМИЧЕСКИЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Химические источники питания широко применяются в маломощных устройствах и аппаратуре, требующей автономной работы. Батареи и аккумуляторы также являются вспомогательными и (или) резервными источниками энергии в устройствах, питающихся от сети переменного тока. Выходное напряжение таких источников практически не содержит переменной составляющей (пульсаций), но в значительной степени зависит от величины тока, отдаваемого в нагрузку, и степени разряда. В связи с этим в устройствах, критичных к напряжению питания, химические источники тока используются совместно со стабилизаторами напряжения.

Первичные источники можно классифицировать по физическому признаку генерации тока:

- химические источники тока (гальванические элементы, батареи и аккумуляторы);
- термобатареи;
- термоэлектронные преобразователи;
- фотоэлектрические преобразователи (солнечные батареи);
- топливные элементы;
- биохимические источники тока;
- атомные элементы;
- электромашинные генераторы.

Химическая энергия исходных активных материалов преобразуется непосредственно в электрическую энергию. К *химическим* источникам тока относятся гальванические элементы, активные материалы которых (электролиты и электроды) используются одноразово. Гальванические элементы обычно объединяют в батареи.

Химический источник тока, основанный на взаимодействии двух металлов и (или) их оксидов в электролите, приводящем к возникновению в замкнутой цепи электрического тока, назван в честь Л. Гальвани — гальваническим.

Наиболее распространенными сухими гальваническими элементами являются марганцево-цинковые. Они работают в широком диапазоне температур и имеют малое внутреннее сопротивление, которое в зависимости от

степени разряда и объема составляет от 0,1 до 10,0 Ом. При увеличении тока разряда емкость элемента уменьшается, а с повышением температуры электролита емкость сначала увеличивается, а затем уменьшается.

Ртутно-цинковые гальванические 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, чем у марганцево-цинковых элементов. 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 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 применяют 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 [3].

Марганцево-цинковые гальванические элементы называют *солевыми*. Производители батарей обычно не указывают их химический состав. Это самые дешевые гальванические элементы, которые можно применять только в устройствах с низким потреблением, таких как часы, электронные термометры или пульты дистанционного управления.

Литиевые химические источники тока обладают максимальной плотностью энергии и характеризуются повышенным номинальным напряжением по сравнению с элементами питания других типов. Напряжение литиевого гальванического элемента, если рассматривать наиболее распространенные элементы, имеет значение 2,9...3,6 В против 1,2...1,5 В у других типов, при этом напряжение имеет слабо выраженную зависимость от степени разряда (рис. 1.15).

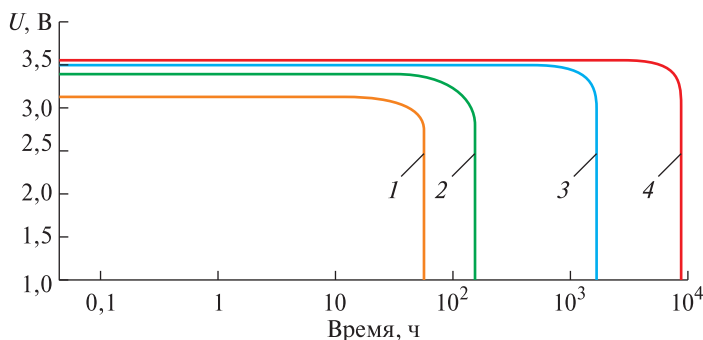


Рис. 1.15. Изменение выходного напряжения литиевых химических источников тока в зависимости от тока разряда:

1 — $R_{\text{н}} = 33 \text{ Ом}$, $I = 100 \text{ мА}$; 2 — $R_{\text{н}} = 347 \text{ Ом}$, $I = 10 \text{ мА}$; 3 — $R_{\text{н}} = 1750 \text{ Ом}$, $I = 2 \text{ мА}$;
4 — $R_{\text{н}} = 10 \text{ Ом}$, $I = 360 \text{ мкА}$

В связи с этим во многих устройствах можно обойтись лишь одним элементом. Дополнительным фактором, способствующим более широкому применению литиевых химических источников тока, является тенденция снижения стоимости как результат развития технологий производства.

Таблица 1.8

Материалы, применяемые для изготовления химических источников тока

Тип источника тока	Катод	Электролит	Анод	Напряжение, В
Марганцево-цинковый	MnO_2	KOH	Zn	1,56
Марганцево-оловянный	MnO_2	KOH	Sn	1,65
Марганцево-магниевый	MnO_2	MgBr_2	Mg	2,00
Свинцово-цинковый	PbO_2	H_2SO_4	Zn	2,55
Свинцово-кадмиевый	PbO_2	H_2SO_4	Cd	2,42
Свинцово-хлорный	PbO_2	HClO_4	Pb	1,92
Ртутно-цинковый	HgO	KOH	Zn	1,36
Ртутно-кадмиевый	HgO_2	KOH	Cd	1,92
Оксидно-ртутно-оловянный	HgO_2	KOH	Sn	1,30
Хром-цинковый	$\text{K}_2\text{Cr}_2\text{O}_7$	H_2SO_4	Zn	1,8–1,9
Литий-железофосфатный	LiFePO_4	Li_2CO_3 , LiF	Fe	3,6
Литий-полимерный	Li-Pol	LiMn_2O_4	—	3
Литий-ионный	Li-Ion	$\text{LiCoO}_2 + \text{C}_6$	—	2,6–2,9

Сравнительные кривые разряда для элементов питания различных типов приведены на рис. 1.16.

На сегодняшний день наиболее энергоемкими из массово выпускаемых элементов питания считаются литиевые и литий-ионные. Основой литий-ионного аккумулятора служит матрица из углерода. Эта матрица может изготавливаться из природного или синтетического графита, сажи, пиролизного или мезофазного углерода, кокса и т. д. Ионы лития при внедрении раздвигают слои углеродной матрицы и располагаются между ними. Положительные электроды литий-ионных аккумуляторов изготавливаются из литированных оксидов кобальта или никеля и из литий-марганцевых шпинелей (рис. 1.17).

Литий-ионные аккумуляторы изготавливаются в двух форм-факторах: плоском и цилиндрическом. В цилиндрическом варианте пакет электродов и сепаратора свернут в виде рулона и помещен в алюминиевый или стальной корпус. С корпусом соединен отрицательный электрод. Через изоляцию

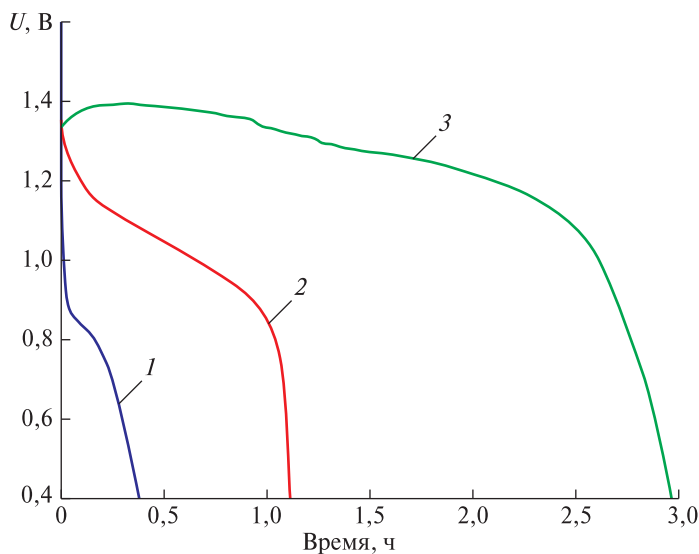


Рис. 1.16. Время работы элементов питания различного типа при токе разряда 1 А:

1 — марганцево-оловянного; 2 — ртутно-цинкового; 3 — марганцево-цинкового

на крышку аккумулятора выведен положительный полюс. Плоский аккумулятор производится складыванием пластин друг на друга. Эти пластины обеспечивают более плотную упаковку в плоском аккумуляторе, чем в цилиндрическом, но в них сложнее обеспечить сжимающие усилия на электродах. В некоторых плоских литий-ионных аккумуляторах применяется рулонная сборка пакетов электродов, которые

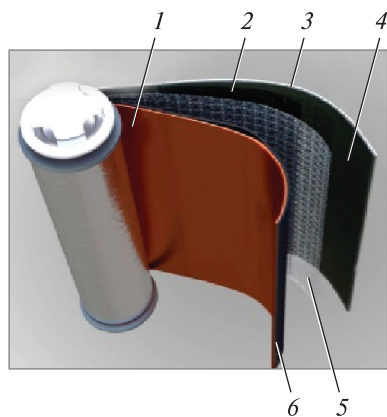


Рис. 1.17. Конструкция литий-ионного аккумулятора:

1 — медь; 2 — электролит; 3 — алюминий; 4 — оксид; 5 — разделитель; 6 — графит

скручиваются в спираль. Это способствует объединению двух описанных здесь типов конструкций. Разноименные электроды разделяются сепаратором из пористого полипропилена. Корпус аккумуляторов герметичный. Это нужно для того, чтобы избежать вытекания жидкого электролита и попадания в аккумулятор паров воды и кислорода из окружающей среды. Кислород и пары воды полностью выводят из строя аккумулятор. Литий-ионные аккумуляторы при хранении они теряют заряд с небольшой скоростью. Оптимальными условиями для хранения являются температура 0 °С и уровень заряда примерно 40 %. Из-за этого с производства аккумуляторы выходят заряженными на 40 %. Данные аккумуляторы

стареют, даже если их не использовать. Через два года хранения аккумуляторная батарея теряет около 10 % емкости. Аккумуляторы необходимо заряжать сначала постоянным током, затем постоянным напряжением. Если на стадии заряда постоянным напряжением превысит его лишь на 4 %, то аккумуляторы будут вдвое быстрее терять емкость от цикла к циклу. Из этого следует, что необходимо использовать качественные зарядные устройства, чтобы сохранить срок службы батареи (табл. 1.8).

Высокотоковые аккумуляторы могут отдавать большие токи при сохранении стабильного напряжения. Также эти батареи менее пожароопасны при значительном нагреве. Такие аккумуляторы имеют меньшую емкость и меньший ресурс, чем обычные аккумуляторы, и не снабжаются защитой. Если сборка состоит из высокотоковых аккумуляторов, то на сборку устанавливается общая плата защиты, которая защищает аккумуляторы от глубокого разряда и перезаряда. Для сохранения максимальной емкости заряда аккумулятора достаточно придерживаться простых правил эксплуатации: не следует разряжать аккумулятор полностью. Когда уровень заряда становится равным 10...20 %, устройству рекомендуется ставить на зарядку, это увеличит срок его службы. Полностью заряжать и разряжать такие аккумуляторы не рекомендуется, как и деформировать их.

Компания Texas Instruments (США) представила компактную микросхему (рис. 1.18) мониторинга работы пакета из двух—четырех аккумуляторных

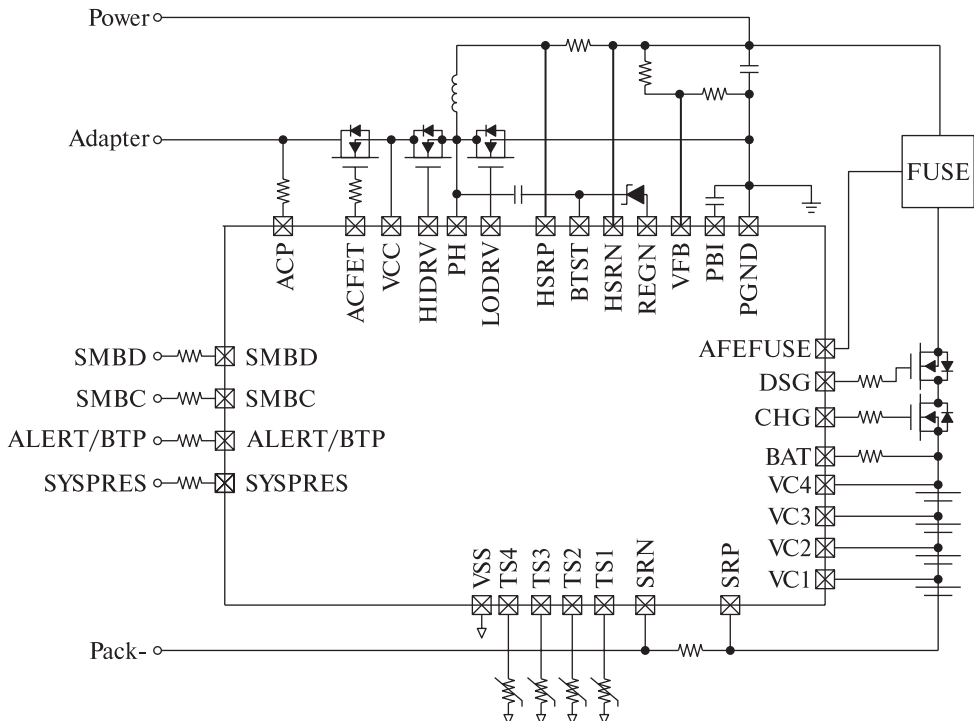


Рис. 1.18. Схема включения контроллера заряда BQ40Z60 (США)

ячеек [10]. Тип памяти — Flash, корпус — QFN32, габаритные размеры микросхемы $5 \times 5 \times 1$ мм. Основными особенностями многофункциональной микросхемы BQ40Z60 для работы с литий-ионными/литий-полимерными (Li-Ion/Li-Pol) аккумуляторами являются:

- возможность одновременной работы с четырьмя аккумуляторными ячейками;
- наличие интегрированных контроллеров заряда (Battery Charger) и состояния аккумулятора;
- мониторов аварийных ситуаций;
- выполнение функции аутентификации аккумулятора.

Контроллеры заряда синхронного типа, например BQ40Z60 или ему подобные, обладают широким диапазоном входных напряжений и позволяют повысить эффективность работы, а также упростить схемотехнику и решать практически все задачи, возникающие при построении систем с аккумуляторными накопителями энергии.

Встроенная схема балансировки заряда (рис. 1.19) дает возможность отказаться от применения дополнительных схем балансировки. Контроллер позволяет питать нагрузку совместно от внешнего источника и аккумулятора или же одновременно заряжать аккумулятор и питать нагрузку в зависимости от тока нагрузки, а также автоматически переключаться между режимами.

Основные параметры контроллера заряда BQ40Z60

Максимальное входное напряжение, В	26
Число ячеек Li-Ion/Li-Pol	2–4
Максимальный ток заряда, А	10
Точность задания напряжения, %	0,2
Точность задания тока заряда, мА/шаг	32
Энергопотребление, мкА:	
в выключенном состоянии	2
в активном режиме	310
Рабочая частота, МГц	1
Число входов источников энергии	2
Число сигнальных выводов	4
Защитные транзисторы	N -канальные
	в верхнем плече
Транзисторы для заряда	Внешние
Транзисторы для балансировки	Встроенные
Тепловая защита	Управление затворами
	транзисторов
Алгоритм обеспечения безопасности	SHA-1
Интерфейс управления	SMBus

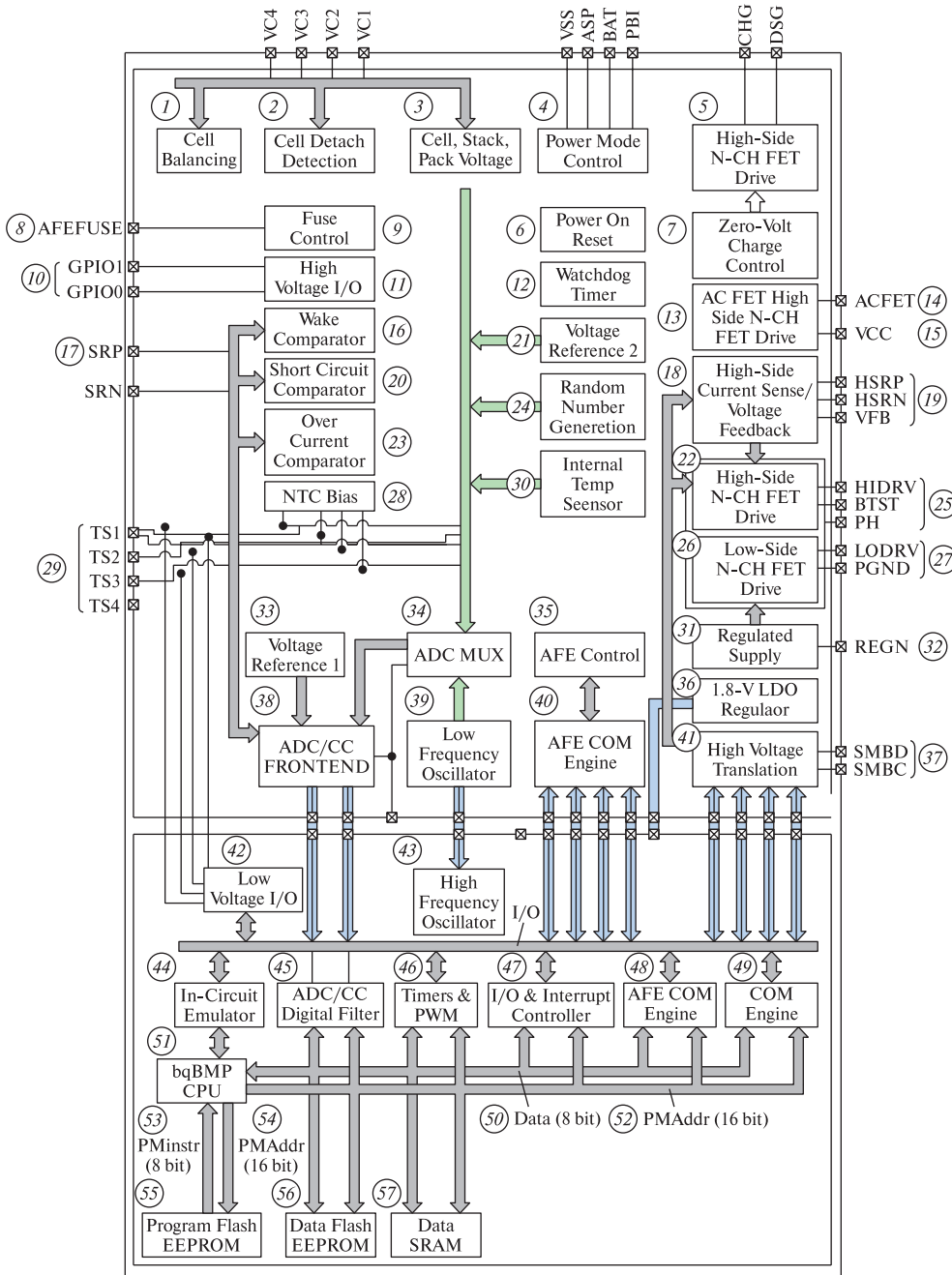


Рис. 1.19. Структурная схема контроллера заряда BQ40Z60 (США)

Контроллер аккумулятора на основе сопротивления каждой ячейки за каждый цикл заряда–разряда позволяет спрогнозировать текущий заряд или износ аккумулятора с точностью в 30 раз большей, чем традиционные методы.

Программируемый контроллер защиты позволяет избежать последствий различных ненормированных режимов (перезаряд, переразряд, перегрев, короткое замыкание со стороны источника питания или со стороны нагрузки, сбой балансировки). Для аутентификации батареи может использоваться **ключ, хранящийся в защищенной области памяти**.

Ток заряда аккумулятора определяется его емкостью C и обычно составляет $I_3 = 0,1C$.

В настоящее время для портативной аппаратуры, такой как радиостанции, сотовые телефоны, смартфоны, ноутбуки или планшеты, в основном применяются никель–металлгидридные (Ni-MH) и литий-ионные (Li-Ion) аккумуляторы, так как они обладают наибольшей емкостью при минимальных размерах.

Однако число циклов заряда–разряда и срок службы аккумулятора Ni-MH зависят от режима его эксплуатации. Срок службы аккумулятора этого типа уменьшается при увеличении его глубины разряда и увеличении тока потребления (скорость разряда). В зависимости от конкретного типа при глубине разряда до 80 % может быть обеспечено от 500 до 1000 циклов заряда–разряда аккумулятора Ni-MH. При таком режиме эксплуатации срок службы аккумулятора обычно составляет 3–5 лет.

Для увеличения срока эксплуатации аккумуляторов Ni-MH наибольшее внимание следует уделить температурному режиму, избегать уменьшения напряжения ниже 1 В и коротких замыканий. Рекомендуется использовать такие аккумуляторы по назначению, избегать сочетания бывших в употреблении и неиспользованных аккумуляторов, не припаивать провода непосредственно к аккумулятору.

Перевод обозначений, приведенных на рис. 1.19, дан в табл. 1.9 (см. также рис. 1.18).

Таблица 1.9

Перевод обозначений, приведенных на рис. 1.19

№ п/п	Обозначение	Перевод
1	Cell Balancing	Балансировка банок
2	Cell Detach Detection	Обнаружение отключенной ячейки
3	Cell, Stack, Pack Voltage	Ячейка, стек, уставки напряжения
4	Power Mode Control	Управление режимом мощности
5	High-Side N-CH FET Drive	Драйвер управления зарядом
6	Power On Reset	Сброс при включении
7	Zero-Volt Charge Control	Беспотенциальный контроль заряда
8	AFE FUSE	Вывод

Продолжение табл. 1.9

№ п/п	Обозначение	Перевод
9	Fuse Control	Контроль предохранителя
10	GPIO1, GPIO0	Входы внешнего напряжения
11	High Voltage I/O	Ввод/вывод внешнего напряжения
12	Watchdog Timer	Сторожевой таймер
13	AC FET High Side N-CH FET Drive	АС FET на внешней стороне N-CH
14	ACFET	Управление напряжением питания
15	VCC	Напряжение питания
16	Wake Comparator	Компаратор пробуждения
17	SRP	Контакт
18	High-Side Current Sense/ Voltage Feedback	Измерение тока на стороне внешнего напряжения / обратная связь по напряжению
19	HSRP, HSRN, VFBSRN	Контакты
20	Short Circuit Comparator	Компаратор короткого замыкания
21	Voltage Reference 2	Опорное напряжение 2
22	High-Side N-CH FET Drive	Привод N-CH FET на стороне внешнего напряжения
23	Over Current Comparator	Компаратор перегрузки по току
24	Random Number Generator	Генератор случайных чисел
25	HIDRV, BTST, PH	Контакты
26	Low-Side N-CH FET Drive	Привод N-CHFET с нижней стороны
27	LODRV, PGND	Контакты
28	NTC Bias	Смещение
29	TS1, TS2, TS3, TS4	Контакты
30	Internal Temp Sensor	Внутренний датчик температуры
31	Regulated Supply	Регулирование мощности
32	REGN	Контакт
33	Voltage Reference 1	Опорное напряжение 1
34	ADC MUX	АЦП с мультиплексором
35	AFE Control	Вывод питания
36	1.8-V LDO Regulator	LDO-регулятор 1,8 В
37	SMBD SMBC	Выводы
38	ADC/CC FRONTEND	Вход АЦП/СС

Окончание табл. 1.9

№ п/п	Обозначение	Перевод
39	Low Frequency Oscillator	Низкочастотный генератор
40	AFE COM Engine	Модуль связи AFE
41	High Voltage Translation	Индикатор высокого напряжения
42	Low Voltage I/O	Ввод/вывод низкого напряжения
43	High Frequency Oscillator	Высокочастотный генератор
44	In-Circuit Emulator	Внутрисхемный эмулятор
45	ADC/CC Digital Filter	Цифровой фильтр АЦП/СС
46	Timers & PWM	Таймеры и ШИМ
47	I/O & Interrupt Controller	Контроллер ввода/вывода и прерываний
48	См. п. 40	См. п. 40
49	COM Engine	Механизм связи
50	Data (8 bit)	Шина данных (8 бит)
51	bqBMP CPU	Процессор bqBMP
52	DMAAddr (16 bit)	Адресная шина (16 бит)
53	PMInstr (8 bit)	Программируемая шина данных (8 бит)
54	PMAddr (16 bit)	Программируемая адресная шина (16 бит)
55	Program Flash EEPROM	Электрически перезаписываемая флеш-память программ
56	Data Flash EEPROM	Электрически перезаписываемая флеш-память данных
57	Data SRAM	Данные оперативно-запоминающего устройства

Аккумуляторы Ni-MH более чувствительны к перезаряду, чем аккумуляторы Ni-Cd. Перезаряд может привести к тепловому разгону. Подзаряд, как правило, производят током $I_3 = 0,1C$ на протяжении 15 ч, компенсационный подзаряд — током $I_3 = (0,01...0,03)C$ на протяжении 30 ч и более.

1.4.2. ФОТОЭЛЕМЕНТЫ И СОЛНЕЧНЫЕ БАТАРЕИ

Фотоэлемент (фотоэлектронный преобразователь, ФЭП; солнечный элемент) — электронный прибор, который преобразует энергию фотонов в электрическую энергию. Фотоэлементы подразделяют на *электровакуумные* и *полупроводниковые*. Действие прибора основано на фотоэлектронной эмиссии или внутреннем фотоэффекте. Первый фотоэлемент, основанный на внешнем фотоэффекте, создал А.Г. Столетов в конце XIX в.

Кремниевые солнечные элементы с эффективностью фотопреобразования 24,7 % производятся на основе монокристаллического кремния, выращенного методом плавающей зоны. Используя выращенный методом Чохральского монокристаллический кремний, который существенно дешевле, чем монокристаллический кремний, полученный методом плавающей зоны, компания Sanyo (Япония) освоила промышленное производство солнечных панелей со средней эффективностью около 20 %, при этом на элементах площадью примерно 100 см² была достигнута эффективность 21,5 %. Особенностью этих элементов является наличие дополнительных слоев широкозонного полупроводника (в элементах компании Sanyo — это аморфный кремний, осажденный с обеих сторон кремниевой пластины), что повышает их эффективность [1].

Внешний фотоэффект был открыт в 1887 г. немецким физиком Г. Герцем. При работе с открытым резонатором он заметил, что если посветить ультрафиолетом на цинковые разрядники, то прохождение искры заметно облегчается:

$$h\nu = A + \frac{mv^2}{2},$$

где h — постоянная Планка; ν — частота падающего фотона с энергией $h\nu$; A — работа выхода (минимальная энергия, необходимая для удаления электрона из вещества); $mv^2/2$ — максимальная кинетическая энергия вылетающего электрона.

Из этой формулы следует существование красной границы фотоэффекта при $T = 0$ К, т. е. существование наименьшей частоты $h\nu_{\min} = A$. При более низкой частоте энергии фотона недостаточно для того, чтобы выбить электрон из металла. Энергия фотона расходуется на ионизацию атома вещества и на работу, необходимую для «вырывания» электрона, остаток переходит в кинетическую энергию электрона.

Внутренним фотоэффектом называется явление возрастания электрической проводимости и уменьшения сопротивления, вызванное облучением. Внутренний фотоэффект объясняется перераспределением электронов по энергетическим уровням в твердых и жидких полупроводниках и диэлектриках, происходящим под действием излучений, проявляется в изменении концентрации носителей зарядов в среде и приводит к возникновению фотопроводимости или вентильного фотоэффекта.

Фотопроводимостью называется увеличение электрической проводимости вещества под действием излучения.

Фотоэлектрическое преобразование — преобразование энергии, основанное на фотоэлектрическом эффекте, который возникает в неоднородных полупроводниковых структурах при воздействии на них солнечного излучения. Неоднородность структуры может быть получена легированием одного и того же полупроводника различными примесями (создание p – n -переходов), или путем соединения различных полупроводников с неодинаковой шириной запрещенной зоны — энергией отрыва электрона от атома (создание гетеропереходов), или изменением химического состава полупроводника. Возможны комбинации перечисленных способов.

Эффективность преобразования зависит от электрофизических характеристик неоднородной полупроводниковой структуры, а также от оптических свойств ФЭП, среди которых наиболее важную роль играет фотопроводимость, обусловленная явлениями внутреннего фотоэффекта в полупроводниках при облучении их солнечным светом.

Основные необратимые потери энергии в ФЭП вызваны следующими причинами:

- отражением солнечного излучения от поверхности ФЭП;
- прохождением части излучения через ФЭП без поглощения в нем;
- рассеянием избыточной энергии фотонов при тепловых колебаниях решетки;
- рекомбинацией образовавшихся фотопар на поверхности и в объеме ФЭП;
- внутренним сопротивлением ФЭП и некоторыми другими физическими процессами.

Для уменьшения всех видов потерь энергии в ФЭП необходимы:

- использование полупроводников с оптимальной для солнечного излучения шириной запрещенной зоны;
- направленное улучшение свойств полупроводниковой структуры путем ее оптимального легирования и создания встроенных электрических полей;
- переход от однородных к гетерогенным и вариозонным полупроводниковым структурам;
- оптимизация конструктивных параметров ФЭП (глубины залегания p – n -перехода, толщины базового слоя, частоты контактной сетки и др.);
- применение многофункциональных оптических покрытий, обеспечивающих просветление, терморегулирование и защиту ФЭП от космической радиации;
- разработка ФЭП, прозрачных в длинноволновой области солнечного спектра за краем основной полосы поглощения;
- создание каскадных ФЭП из специально подобранных по ширине запрещенной зоны полупроводников, позволяющих преобразовывать в каждом каскаде излучение, прошедшее через предыдущий каскад, и пр.

Существенного повышения КПД ФЭП удалось добиться благодаря созданию преобразователей с двухсторонней чувствительностью (до +80 % к уже имеющемуся КПД одной стороны), применению люминесцентно-переизлучающих структур, линз Френеля, предварительному разложению солнечного спектра на две или более спектральные области с помощью многослойных пленочных светоделителей (дихроичных зеркал) с последующим преобразованием каждого участка спектра отдельным ФЭП.

Вследствие низкой эффективности, которая в лучшем случае достигает 20 %, солнечные элементы сильно нагреваются. Остальные 80 % энергии солнечного света нагревают солнечные элементы до средней температуры около 55 °С.

С увеличением температуры фотоэлемента на 1 град его эффективность снижается на 0,5 %. Эта зависимость нелинейна, и повышение температуры

фотоэлемента на 10 град приводит к снижению эффективности почти в 2 раза. Активные элементы систем охлаждения (вентиляторы или насосы), перекачивающие хладагент, потребляют значительное количество энергии, требуют периодического обслуживания и снижают надежность всей системы.

Пассивные системы систем охлаждения обладают очень низкой производительностью и не могут справиться с задачей охлаждения солнечных элементов.

Частичное затемнение панели вызывает падение выходного напряжения вследствие потерь в неосвещенном фотоэлементе, который начинает выступать в роли паразитной нагрузки. От этого недостатка можно избавиться установкой байпаса на каждый фотоэлемент панели. В облачную погоду при отсутствии прямых солнечных лучей крайне неэффективными становятся панели, в которых используются линзы для концентрирования излучения, так как исчезает эффект линзы.

Из рабочей характеристики фотоэлектрической панели следует, что для достижения наибольшей эффективности требуется правильный подбор сопротивления нагрузки. Для этого фотоэлектрические панели не подключают к нагрузке напрямую, а используют контроллер управления фотоэлектрическими системами, обеспечивающий оптимальный режим работы панелей.

Во многих видах ЭА находят применение *солнечные батареи*, которые используются для преобразования энергии солнечного излучения в электрическую энергию. В темное время суток 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. В связи с этим автономная система электроснабжения должна, помимо солнечной батареи, содержать также аккумуляторную батарею, которая разряжается на нагрузку в темное время суток и в случае пиковых нагрузок.

На рис. 1.20 приведена типовая схема включения солнечной СБ и аккумуляторной АКБ батарей. В схеме предусмотрен развязывающий диод $VD1$ для предотвращения разрядки батареи аккумуляторов через солнечную батарею. Вольт-амперная характеристика солнечного элемента показана на рис. 1.21.

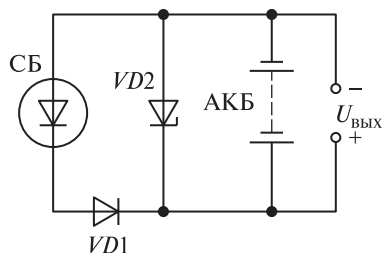


Рис. 1.20. Типовая схема включения солнечной и аккумуляторной батарей

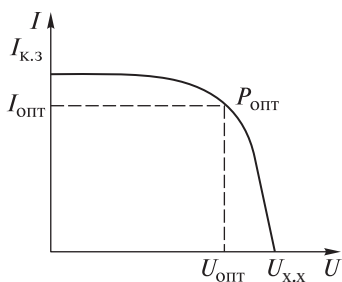


Рис 1.21. Вольт-амперная характеристика солнечного элемента: $I_{к.з}$ — ток короткого замыкания; $U_{х.х}$ — напряжение холостого хода; $I_{опт}$, $U_{опт}$, $P_{опт}$ — наилучшие ток, напряжение и мощность соответственно

Для получения требуемой мощности солнечные элементы объединяют в модули, а модули — в панели. Солнечные элементы, по существу, являются полупроводниковыми приборами с большой площадью поверхности, неглубоким p – n -переходом, удельным сопротивлением базы $10 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ и относительно низкими значениями напряжения холостого хода и тока короткого замыкания. Коэффициент полезного действия солнечных элементов обычно составляет $10 \dots 14 \%$ [9].

В условиях излучения наблюдается деградация солнечных элементов, для снижения которой их покрывают слоем защитного стекла. Стекло крепят к элементам с помощью клея, стойкого к ультрафиолетовому излучению. Иногда используют солнечные элементы с интегрированным защитным покрытием из кварцевого или сапфирового стекла. Такое покрытие создает 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. Чтобы обеспечить требуемый ток, элементы, согласованные по напряжению, соединяют параллельно.

Использование некондиционных полированных пластин при изготовлении микросхем для получения солнечных элементов дает возможность отказаться от применения вакуумных установок для создания контактной системы и просветляющего слоя оксида тантала 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 преимуществами являются высокое оптическое поглощение видимого света и возможность изготовления тонких пленок с большой площадью. Исследования показали, что выбор барьерного металла и введение туннельно-тонкого диэлектрического слоя оксида ниобия Nb_2O_5 позволяют создать солнечные элементы на основе полупроводниковых структур «металл–диэлектрик–полупроводник» (МДП) с гидрогенизированным аморфным кремнием с КПД до 10% .

Чтобы уменьшить долю отраженного света, на лицевую поверхность кремниевой пластины наносят оптически просветляющий слой, например диоксида кремния SiO_2 , или рельефный полимерный слой для обеспечения эффективного поглощения света в полупроводнике при больших углах падения излучения. Другим способом решения этой проблемы является рельефное травление кремния или придание поверхности кремния бархатистой структуры путем специального травления.

Омические контакты и токосъемные шины обычно располагают с противоположных сторон пластины. При этом для уменьшения затенения полупроводника и увеличения площади сечения токосъемных шин последние

помещают в предварительно протравленные канавки (рис. 1.22). Кремниевые пластины выполняют 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 размером 100×100 мм при освещенности 100 мВт/см^2 имеют следующие параметры: КПД 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. 1.23). Герметизация, как правило, осуществляется климатостойчивыми полимерными термостплавами. Во всех вариантах конструкции герметиком заполняется также промежуток между кремниевыми пластинами и стеклом. Материалы панели (металл, стекло, герметик) и технологические режимы ее изготовления выбирают с учетом конкретных требований по условиям эксплуатации.

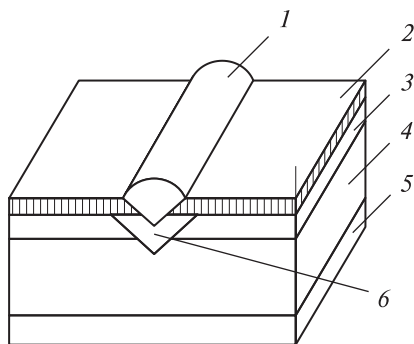


Рис. 1.22. Структура углубленных токосъемных шин:

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

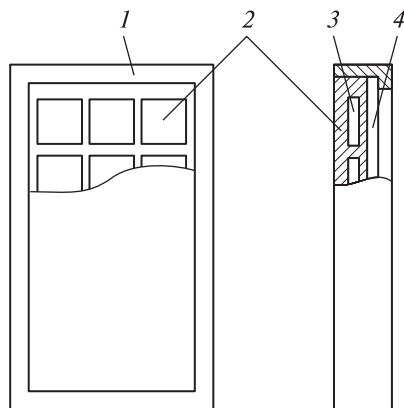


Рис. 1.23. Конструкция панели с металлической рамкой:

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 панель с активной площадью поверхности 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. Эффективность ФЭП обусловлена их коэффициентом фотопреобразования.

Значения коэффициента фотопреобразования различных ФЭП

Тип ФЭП	Коэффициент фотопреобразования, %
Кремниевые и арсенидо-галлиевые:	
Si (кристаллический, поликристаллический, тонкопленочная передача)	24,7
Si (тонкопленочный субмодуль)	10,4
GaAs (кристаллический).....	25,1
GaAs (тонкопленочный)	24,5
GaAs (поликристаллический)	18,2
InP (кристаллический)	21,9
Тонкопленочные халькогенидные:	
CIGS (фотоэлемент)	19,9
CIGS (субмодуль).....	16,6
CdTe (фотоэлемент)	16,5
Фотохимические:	
на базе органических красителей.....	10,4
на базе органических красителей (субмодуль).....	7,9
органический полимер	5,15
Многослойные:	
GaInP/GaAs/Ge.....	32,0
GaInP/GaAs	30,3
GaAs/CIS (тонкопленочный)	25,8

Мощность потока солнечного излучения на входе в атмосферу Земли составляет около 1366 Вт/м^2 . В то же время удельная мощность солнечного излучения в Европе в очень облачную погоду даже днем может быть менее 100 Вт/м^2 . Возможно преобразовать эту энергию в электричество с эффективностью 9...24 %.

В 2009 г. компания Spectrolab (дочерняя для компании Boeing, США) продемонстрировала солнечный элемент с эффективностью 41,6 %.

В 2011 г. компания Solar Junction (США) добилась КПД фотоэлемента размером $5,5 \times 5,5 \text{ мм}$ 43,5 %.

В 2012 г. компания Morgan Solar (Канада) создала систему Sun Simba из полиметилметакрилата (оргстекла), германия и арсенида галлия GaAs, объединив концентратор с панелью, на которой установлен фотоэлемент. При неподвижном положении панели КПД системы составил 26...30 % (в зависимости от времени года и угла, под которым находится Солнце), в 2 раза превысив практический КПД фотоэлементов на основе кристаллического кремния.

В 2013 г. компания Sharp (Япония) создала трехслойный фотоэлемент размером 4,4 мм на основе арсенида галлия-индия $\text{Ga}_x\text{In}_{1-x}\text{As}$ с КПД 44,4 %, а группа специалистов из Института систем солнечной энергии Общества Фраунгофера, международной компании Soitec, компании CEA-Leti

(Франция) и Берлинского центра материалов и энергии имени Гельмгольца создали использующий линзы Френеля фотоэлемент с КПД 44,7 %. В 2014 г. Институт солнечных энергосистем Фраунгофер создали солнечные батареи, в которых благодаря фокусировке линзой света на очень маленьком фотоэлементе КПД составил 46 %.

В 2014 г. испанские ученые разработали фотоэлектрический элемент из кремния, способный преобразовывать в электричество инфракрасное излучение Солнца.

Перспективным направлением является создание фотоэлементов на основе наноантенн, работающих на непосредственном выпрямлении токов, наводимых в антенне малых размеров (около 200...300 нм) светом (т. е. электромагнитным излучением с частотой около 500 ТГц). Для производства наноантенн не требуется дорогое сырье, их потенциальный КПД — до 85 %.

В 2018 г. с открытием *флексофотовольтаического* эффекта обнаружена возможность увеличения КПД фотоэлементов. В результате продления жизни горячих носителей (электронов) теоретический предел их эффективности повысился до 66 %.

Как правило, напряжение и род тока на выходе солнечной батареи не соответствуют требуемым значениям буферных аккумуляторов. Автономные источники электроэнергии обычно содержат преобразователи напряжения постоянного тока в постоянный (*конверторы*) или постоянного тока в переменный (*инверторы*). Кроме того, необходим контроллер управления зарядом и разрядом аккумуляторной батареи (АКБ). В светлое время суток он должно обеспечить заряд АКБ до заданного уровня, а в процессе разряда предотвратить разряд батареи ниже определенного уровня [11].

1.4.3. ТЕРМОБАТАРЕИ, ТОПЛИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ И БИОХИМИЧЕСКИЕ ИСТОЧНИКИ ТОКА

Термобатареи состоят из последовательно соединенных термопар и используются в качестве ИЭП малой мощности, например для питания радиоприемников. В простейшем виде термоэлектрический генератор представляет собой батарею термопар, у которых одни концы спаев нагреваются, а другие имеют достаточно низкую температуру, благодаря чему создается термоЭДС и во внешней цепи протекает ток. Каждая термопара может состоять из двух разнородных полупроводников или из проводника и полупроводника.

Большая теплопроводность металлических термопар не позволяет создавать значительную разность температур спаев, а следовательно, не дает возможности добиться большой термоЭДС. Лучшие результаты получают при использовании в термогенераторах полупроводниковых термопар или комбинированных термопар, состоящих из проводника и полупроводника. В термопаре, состоящей из полупроводников с *n*- и *p*-проводимостью, при нагревании спая количество электронов в полупроводнике *n*-типа и число дырок в полупроводнике *p*-типа увеличивается. Электроны дырки вследствие

диффузии в полупроводниках движутся от горячего слоя термопары к холодному. Перемещение дырок приводит к тому, что горячий конец полупроводника *p*-типа заряжается отрицательно, а холодный конец — положительно. В полупроводнике *n*-типа электроны, переходя от горячего конца к холодному, так же как и в металле, заряжают горячий конец положительно, а холодный конец — отрицательно. ТермоЭДС полупроводниковой термопары значительно больше термоЭДС металлической пары.

Термоэлектронные преобразователи представляют собой вакуумные или газовые приборы с твердыми нагреваемыми катодами. Преобразование тепловой энергии в электрическую осуществляется за счет использования термоэлектронной эмиссии нагретых тел. Эмитированные катодом электроны движутся к аноду под действием разности температур, для обеспечения которой необходимо охлаждение анода. В зависимости от температуры нагрева катода термоэлектронные преобразователи подразделяют на *низкотемпературные* (1200...1600 °С) и *среднетемпературные* (1900...2000 °С). У среднетемпературных преобразователей КПД достигает 20 %, что более чем в 2 раза превышает КПД термобатарей.

Топливные элементы осуществляют непосредственное преобразование энергии химических реакций в электрическую энергию. Действие таких элементов основано на электрическом окислении вещества (топлива), которое подобно реакции горения топлива. Однако в отличие от горения в топливных элементах окисление топлива и восстановление кислорода происходят на разных электродах. В связи с этим энергия выделяется в нагрузку без промежуточного преобразования в энергию иного вида, что обеспечивает высокий КПД преобразователя. В топливных элементах химическая реакция протекает при взаимодействии активных веществ, которые в твердом, жидком или газообразном состоянии непрерывно поступают к электродам.

Биохимические источники тока можно рассматривать как разновидность топливных элементов, так как в них протекают подобные окислительно-восстановительные процессы. Отличие биохимических элементов от топливных состоит в том, что активные вещества (или одно из них) создаются с помощью бактерий или ферментов из различных углеводов и углеродов.

Изотопные элементы питания применяются для питания маломощных устройств. Конструкция таких ИЭП различна в зависимости от принципа их действия. В элементах, где используется β -излучение, на внутреннем электроде размещается радиоактивный изотоп стронция — стронций-90. Вторым электродом является металлическая оболочка. Между электродами находится твердый диэлектрик или вакуум. Под действием β -излучения на электродах создаются заряды. Напряжение в таких элементах может достигать нескольких киловольт, а внутреннее сопротивление очень велико (около 10^{13} Ом). Разрядный ток не превышает 1 мА.

Достоинством таких элементов является очень большой срок службы. В элементах, где используется контактная разность потенциалов, применяются электроды в виде пластин из алюминиевого сплава. Одна из пластин

покрыта диоксидом свинца PbO_2 , другая изготовлена из алюминия. Между электродами находится смесь инертного газа и радиоактивного трития. Под действием излучения образуются ионные пары. Напряжение между электродами определяется контактной разностью потенциалов. Под действием этого напряжения положительно и отрицательно заряженные ионы перемещаются к электродам.

В элементах с облучаемыми полупроводниками радиоактивное вещество наносится на поверхность полупроводника (кремния). Излучаемые электроны, имеющие большую скорость, выбивают из атомов полупроводника большое количество электронов. В результате односторонней проводимости между полупроводником и коллектором, приваренным к нему, возникает электродвижущая сила (ЭДС), значение которой составляет несколько десятых долей вольта. Внутреннее сопротивление таких элементов 100...1000 Ом, КПД может достигать нескольких процентов. Недостатком является малый срок службы вследствие разрушения полупроводника под действием радиации.

Электромашинные генераторы преобразуют механическую энергию в электрическую. Их подразделяют на генераторы *постоянного* и *переменного* тока. Машины переменного тока могут быть как однофазными, так и многофазными. Наиболее широкое применение нашли трехфазные синхронные и асинхронные генераторы, действие которых основано на использовании вращающегося магнитного поля. В синхронных машинах процесс преобразования энергии происходит при синхронной частоте, т. е. когда частота вращения ротора равна частоте вращения магнитного поля. В асинхронных машинах процесс преобразования энергии идет при асинхронной частоте, т. е. когда частота вращения ротора отличается от частоты вращения магнитного поля.

Тесты к лекции 1.4

1. Влияет ли мощность потока солнечного излучения на режим работы солнечных элементов?

- а) да;
- б) нет;
- в) зависит от схемы включения элементов;
- г) только при отрицательных температурах.

2. Можно ли использовать изотопные элементы питания для получения напряжения в несколько киловольт?

- а) да;
- б) нет;
- в) возможно при последовательном подключении большого числа элементов;
- г) возможно при параллельном подключении большого числа элементов.

3. Можно ли использовать фотоэлементы для преобразования инфракрасного излучения в электрическую энергию?

- а) при использовании инфракрасного спектра, излучаемого Солнцем;
- б) КПД преобразователя будет стремиться к нулю;
- в) нет;
- г) не существует фотоэлементов с такой длинноволновой красной границей фотоэффекта.

4. Как повысить КПД солнечных панелей?

- а) все нижеперечисленное;
- б) применением люминесцентно-переизлучающих структур;
- в) применением линз Френеля;
- г) созданием преобразователей с двусторонней чувствительностью и предварительным разложением солнечного спектра на две области и более.

5. Какие химические источники тока обладают максимальной плотностью энергии?

- а) литиевые;
- б) ртутно-цинковые;
- в) марганцево-цинковые;
- г) серебряно-цинковые.

6. Какие аккумуляторы характеризуются минимальным падением напряжения в процессе разряда до 80 % от емкости?

- а) литиевые;
- б) ртутно-цинковые;
- в) марганцево-цинковые;
- г) серебряно-цинковые.

1.5. ТРАНСФОРМАТОРЫ В ИСТОЧНИКАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Цель лекции — сформировать представление о трансформаторах, принципах их работы и основных характеристиках.

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 цепей к вторичным. 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 [12].

Обозначение трансформаторов на электрических схемах представлено на рис. 1.24, а внешний вид различных конструктивных исполнений — на рис. 1.25.

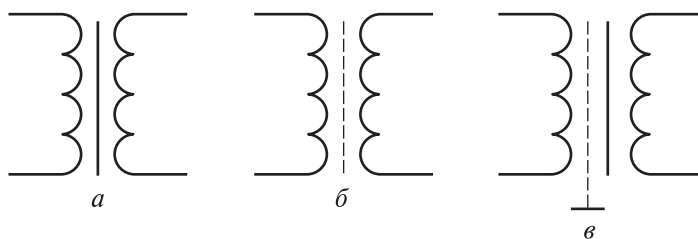


Рис. 1.24. Обозначение трансформаторов на принципиальных схемах:

а — трансформатор со стальным сердечником; *б* — трансформатор с сердечником из феррита; *в* — трансформатор с экраном

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



Рис. 1.25. Трансформаторы в различном конструктивном исполнении

Автотрансформатор — вариант трансформатора, в котором первичная и вторичная обмотки соединены напрямую и имеют вследствие этого не только магнитную, но и электрическую связь (рис. 1.26). Обмотка автотрансформатора имеет несколько выводов (как минимум три), подключаясь к которым можно получать разные напряжения.

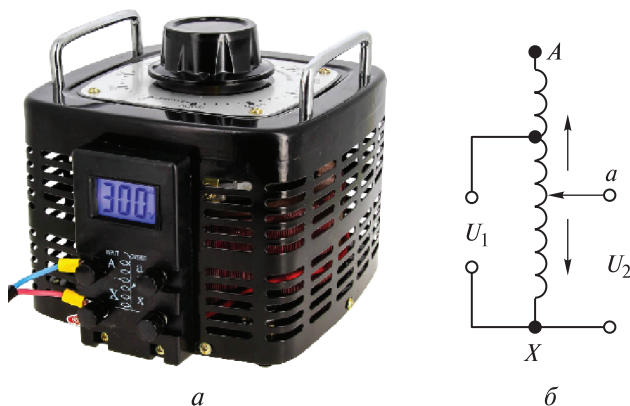


Рис. 1.26. Автотрансформатор (A — вывод с максимально возможным потенциалом; a — вывод, напряжение на котором определяется углом поворота ручки регулятора):

a — внешний вид; b — эквивалентная электрическая схема

Преимуществом автотрансформатора является высокий КПД, поскольку лишь часть мощности подвергается преобразованию — это особенно существенно, когда входное и выходное напряжения различаются незначительно [13]. Недостаток — отсутствие электрической изоляции (гальванической развязки) между первичной и вторичной цепями. В промышленных сетях, где наличие заземления нулевого провода обязательно, этот фактор роли не играет, зато существенным является меньший расход стали для изготовления сердечника, меди для изготовления обмоток, меньшие масса и габариты и в итоге — меньшая стоимость [14].

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

- мощность от 1 до 1 000 000 В·А;
- напряжение от 1 до 50 000 В;
- ток от 1 мкА до 500 А;
- частота от 50 до 1 000 000 Гц.

Трансформаторы классифицируют следующим образом.

По *напряжению*:

- низковольтные (напряжение каждой обмотки $U < 1000$ В), высоковольтные (напряжение хотя бы одной обмотки $U \geq 1000$ В);
- высокопотенциальные (потенциал хотя бы одной обмотки относительно корпуса или другой обмотки $U > 1000$ В).

По *числу фаз*: однофазные, трехфазные, шестифазные и т. д.

По *частоте питающей сети*:

- промышленной частоты (50 Гц);
- повышенной частоты (400...16 000 Гц);
- высокой частоты (более 16 000 Гц).

По *коэффициенту трансформации напряжения* (K_T — отношение напряжения вторичной обмотки к напряжению первичной обмотки в режиме холостого хода):

- повышающие ($K_T > 1$);
- понижающие ($K_T < 1$);
- изолирующие ($K_T = 1$).

По *числу обмоток*: двух- и многообмоточные.

По *виду связи между обмотками*:

- с электромагнитной связью (с изолированными обмотками);
- с электромагнитной и электрической связями.

По *конструкции магнитопровода*:

- стержневые;
- броневые;
- кольцевые (тороидальные).

Одним из наиболее важных параметров трансформатора электропитания является его *мощность*. Различают электромагнитную, выходную (отдаваемую), расчетную и габаритную (типовую) мощность трансформатора [15].

Электромагнитной мощностью $P_{эм}$ (В·А) трансформатора называется мощность, передаваемая из первичной обмотки во вторичные электромагнитным путем. Она равна сумме произведений значений электродвижущих сил E_i и соответствующих значений 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 $P_{вых}$ трансформатора называется сумма произведений значений действующих напряжений U_i на зажимах вторичных обмоток и значений 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 значений напряжения на ее зажимах. Эта мощность характеризует габаритные размеры обмотки, так как число витков обмотки определяется напряжением на ее зажимах, а площадь сечения провода — действующим значением тока:

$$P_i = U_i I_i.$$

Габаритной (типовой) мощностью $P_{\text{г}}$ трансформатора называется мощность, определяющая размеры трансформатора:

$$P_{\text{вых}} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n P_i.$$

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 $P_{\text{с}}$ можно определить по формуле

$$P_{\text{с}} = P_{\text{уд}} G_{\text{с}} = P_0 \left(\frac{f}{f_0} \right)^{\alpha} \left(\frac{B}{B_0} \right)^{\beta} G_{\text{с}},$$

где $P_{\text{уд}}$ — удельная мощность; $G_{\text{с}}$ — масса магнитопровода; $f_0 = 1$ кГц, $B_0 = 1$ Тл — базовые значения частоты и индукции соответственно для всех материалов; P_0 , α , β — постоянные величины, характерные для конкретного материала магнитопровода.

Потери в обмотках $P_{\text{м}}$ обусловлены активным сопротивлением проводов и могут быть определены по выражению

$$P_{\text{м}} = \sum_{i=1}^n I_i^2 R_i.$$

Здесь R_i — активное электрическое сопротивление i -й обмотки.

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

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вых}} + P_{\text{с}} + P_{\text{м}}}.$$

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

Падение напряжения в обмотках трансформатора складывается из падения 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:

$$\sum \Delta U_i = \Delta U_1 + \Delta U_i = I_1 R_1 + I_i R_i, \quad i = 2, \dots, n.$$

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 определяется выражением

$$I_{0a} = \frac{P_c}{U_1}.$$

Реактивную составляющую тока холостого хода рассчитывают по формуле

$$I_{0p} = \frac{H l_c}{W_1},$$

где H — напряженность переменного магнитного поля; l_c — 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 :

$$\cos \varphi_{\text{тр}} = \frac{P_{\text{вых}} + P_c + P_m}{P_1}.$$

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 трансформатором из сети P_1 :

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

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

$$\theta = t_{\text{max}} - t_{\text{o.c.}}$$

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°C до нескольких сотен градусов; наиболее распространено значение $\theta = 50^\circ\text{C}$.

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, в первую очередь зависит от нагрузки обмоток. Чем больше плотность тока, тем больше падение напряжения ΔU . Допустимое падение напряжения различно в зависимости от назначения и условий работы трансформатора электропитания. Обычно значение ΔU находится 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 сравним 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. 1.27 (фронтальные проекции находятся в плоскости линий магнитного потока).

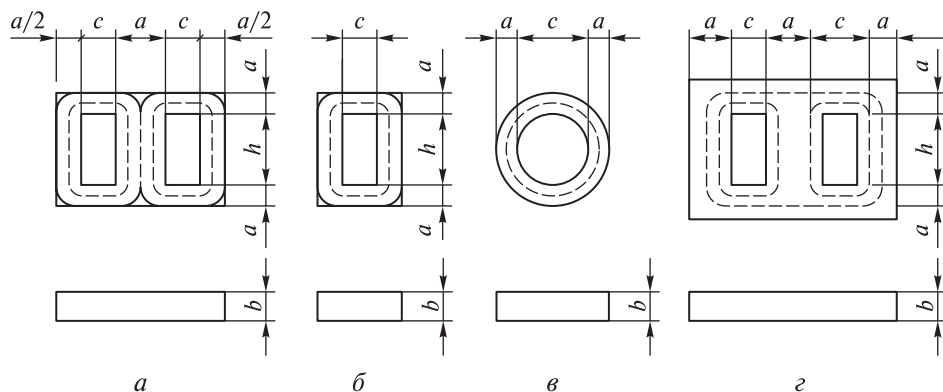


Рис. 1.27. Виды магнитопроводов трансформаторов:

a — броневой; $б$ — стержневой однофазный; $в$ — кольцевой (тороидальный); $г$ — стержневой трехфазный

Магнитопроводы трансформаторов изготавливают из магнитомягких материалов, которые по электрической проводимости можно подразделить на *проводящие* (электротехнические стали, пермаллои, аморфные сплавы); *полупроводящие* (ферриты) и *диэлектрические* (магнитодиэлектрики) [9].

В зависимости от условий работы трансформатора требования к магнитному материалу, из которого изготовлен магнитопровод, различны. Тем не менее можно выделить общие требования, характерные для магнитных материалов 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 магнитных материалов наибольшей индукцией насыщения обладают электротехнические стали;

- магнитный материал должен легко намагничиваться и размагничиваться, обладая узкой петлей гистерезиса, малой коэрцитивной 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 при частоте до 10 000 Гц, при большей частоте применяют ферриты и магнитодиэлектрики, наилучший диапазон частот для пермаллоев — 5...100 кГц, аморфные сплавы могут конкурировать с перечисленными магнитными материалами во всем диапазоне частот.

Значения основных параметров магнитомягких материалов, широко применяемых в магнитопроводах трансформаторов электропитания, приведены в табл. 1.10. Эти параметры характеризуют магнитные материалы до их технологической переработки при изготовлении трансформаторов. В процессе изготовления некоторые параметры материалов, 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 из пермаллоя — в 1,7–3,0 раза.

Обмотки в трансформаторах обычно выполняют цельными многослойными, расположенными вдоль всей длины стержня магнитопровода, отведенной для обмотки, или ее части. Цельные многослойные обмотки могут быть секционированными, разделенными на ряд секций (рис. 1.28).

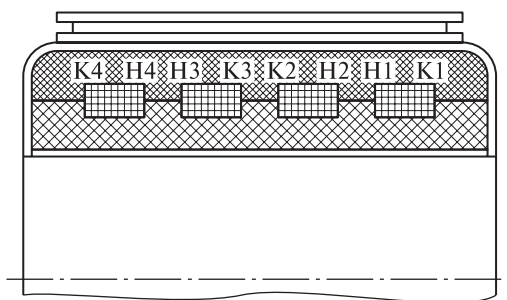


Рис. 1.28. Секционированная обмотка высоковольтного трансформатора:

К, Н — конец и начало обмотки

Каждая секция занимает часть длины стержня, вместе они составляют единое конструктивное целое. Секционирование обычно применяется для высоковольтных обмоток.

Таблица 1.10

Значение параметров магнитомягких материалов

Материал (толщина δ , 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 ($\delta = 0,08$)	1,50	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	0,73	988	140	140	—

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

Взаимное расположение обмоток может быть различным. Как правило, применяют 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 изготовляют из проводящих материалов (проводов). Чаще всего для проводов обмоток трансформаторов электропитания используют медь, значительно реже — алюминий. Обмоточные провода обычно имеют круглое сечение, при большой площади сечения применяют провода (или ленты) прямоугольного сечения [16].

Среди обмоток, для которых класс нагревостойкости соответствует температуре 130 °С, широкое распространение получил провод марки ПЭТВ-2.

Его свойства обеспечивают выполнение требований к трансформаторам при эксплуатации в жестких условиях внешней среды (табл. 1.11).

При необходимости получения класса нагревостойкости обмоток, отвечающего температуре выше 130 °С, применяют провода марок ПЭТ-155 (155 °С), ПСДК (180 °С), ПЭТ-200 (200 °С), ПНЭТ-имид (220 °С).

Для соединения концов обмотки с собственными 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).

Таблица 1.11

Значения основных 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
0,100	0,00785	0,128	0,850	0,56716	0,937
0,112	0,00985	0,140	0,900	0,63617	0,990
0,125	0,01227	0,154	0,950	0,70846	1,040
0,140	0,01539	0,170	1,000	0,78540	1,090
0,160	0,02011	0,198	1,060	0,88203	1,150
0,180	0,02545	0,220	1,120	0,98520	1,210
0,200	0,03142	0,240	1,180	1,09303	1,270
0,224	0,03939	0,264	1,250	1,22720	1,350
0,250	0,04909	0,300	1,320	1,36778	1,420
0,280	0,06154	0,330	1,400	1,53940	1,500
0,315	0,07789	0,364	1,500	1,76710	1,600
0,355	0,09893	0,414	1,600	2,00960	1,710
0,400	0,12560	0,460	1,700	2,26865	1,810
0,450	0,15896	0,510	1,800	2,54340	1,910
0,500	0,19625	0,560	1,900	2,83385	2,010
0,560	0,24618	0,630	2,000	3,14000	2,120
0,630	0,31157	0,700	2,120	3,52810	2,240
0,710	0,39572	0,790	2,240	3,93882	2,360
0,750	0,44156	0,830	2,360	4,37214	2,480
0,800	0,50265	0,880	2,500	4,90625	2,630

В перспективе проводящими материалами для трансформаторов и других электромагнитных компонентов могут стать сверхпроводящие материалы. 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 разделяют с помощью изоляции. Различают *межвитковую, межслоевую, межобмоточную и внешнюю* изоляцию. Если обмотки выполняют 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 имеет различия в зависимости от рабочего напряжения обмотки. Для изоляции низковольтных трансформаторов часто оказывается достаточным двух-трех слоев 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 применяют 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 (ЛШ, ЛШС) основе. В качестве термостойкой изоляции применяют стеклоткань, стеклотенту, стеклолакоткань.

В конструкциях трансформаторов, где требуется высокая электрическая прочность в сочетании с малой толщиной изолирующего слоя, нашли применение пленочные материалы. Среди них наиболее известны полиэтилен-терефталатная пленка марки ПЭТ-Э и фторопластовая пленка марки Ф-4Э0.

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

Внешняя изоляция низковольтных трансформаторов обеспечивается теми же электротехническими материалами, что и межобмоточная. Дополнительно обмотку низковольтного трансформатора стержневой или броневой конструкции снаружи 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. 1.29.

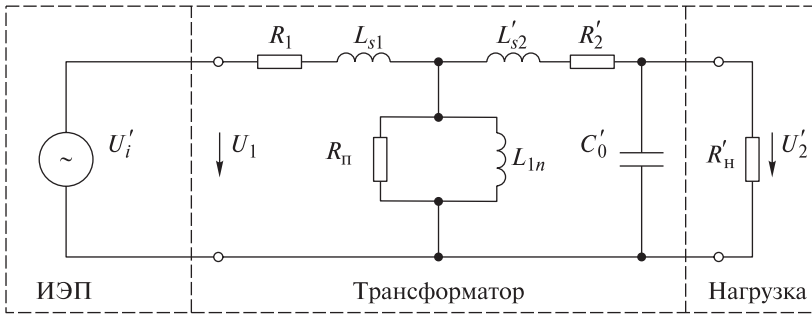


Рис. 1.29. Эквивалентная электрическая схема двухобмоточного трансформатора

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 числа 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 особое значение для транспортируемой аппаратуры, входящей в состав бортовых и наземных мобильных систем. Если учесть, что

размерами электромагнитных компонентов, в частности трансформаторов, во многом определяются габаритные размеры ЭА, становится очевидной необходимость постоянного внимания к проблеме уменьшения габаритных размеров и массы трансформаторов, т. е. их *миниатюризации*.

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

$$U = kfBSW,$$

где U — напряжение на концах обмотки трансформатора; k — коэффициент пропорциональности передачи; f — рабочая частота; B — рабочая индукция; S — площадь сечения магнитопровода; W — число витков обмотки трансформатора.

Из формулы следует, что при заданном напряжении для уменьшения числа витков обмотки или площади сечения магнитопровода и, следовательно, 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 $1,7 \leq \beta \leq 3,0$.

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. 1.12 приведены типовые массогабаритные характеристики низковольтных трансформаторов мощностью 220 В·А на броневых магнитопроводах, рассчитанные на перегрев обмотки $\theta = 50$ °С, при различных частотах.

Таблица 1.12

Массогабаритные характеристики низковольтных трансформаторов при различных частотах

Характеристика	Частота, Гц		
	50	400	20000
Размеры, мм	101×104×109	66×61×71	46×36×49
Объем, см ³	1145	286	81
Масса, кг	3,60	0,65	0,17
Тип магнитопровода	ШЛ25×50 (сталь 3413)	ШЛ16×25 (сталь 3423)	ШЛ12×15 (феррит 2000НМ1)

Современные трансформаторы, входящие в состав ИЭП импульсного действия, обычно работают на частоте 20...100 кГц. Работа на частоте

100...1000 кГц связана с определенными трудностями. В этой области частот существенную для работы трансформатора роль начинают играть паразитные параметры — индуктивность рассеяния L_s и эквивалентная емкость C'_0 . Паразитные параметры заметно снижают коэффициент пропорциональности трансформатора, причем чем выше частота, тем больше при прочих равных условиях снижение коэффициента пропорциональности. Это явление приводит к необходимости более сложного электрического расчета трансформатора, накладывает ограничения на конструкцию, обуславливает более жесткие требования к технологии производства. Следует отметить, что увеличение рабочей частоты свыше 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 о возможности и необходимости повышения рабочей частоты сверх определенного уровня в каждом конкретном случае должен решаться комплексно, на основе технической и экономической целесообразности.

Исходными данными для расчета трансформатора являются напряжение и частота входной сети, токи и напряжения во вторичных обмотках, а также диапазон температур окружающей среды. В результате расчета должны быть определены геометрические размеры магнитопровода, характеристики обмоток (т. е. число 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 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. По этой причине в процессе расчета трансформаторов приходится предварительно задаваться рядом значений электрических, электромагнитных и конструктивных величин, основываясь главным образом на экспериментальных данных, которые получены в результате испытания ряда трансформаторов, подобных рассчитываемому.

По рис. 1.24—1.27 можно судить о многообразии конструктивных и технологических решений трансформаторов электропитания ЭА. Появление новых материалов для магнитопроводов (в частности, аморфных и нанокристаллических) увеличивает это многообразие [1].

Конструктивно-технологический облик трансформаторов определяется не только применяемыми материалами, но и требованиями к соотношению их габаритных размеров. Современные технические решения по компоновке ЭА требуют низкопрофильности 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: 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.

Материалы, предлагаемые некоторыми изготовителями, отличаются высоким потребительским качеством и значительно превосходят по электромагнитным параметрам морально устаревшие отечественные материалы марок М2500НМС1 и М2500НМС2 (так, в контрольной точке 100 кГц при $T = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$ и $B = 0,2\text{ Тл}$ потери в материалах N87 (Epcos) и 3С90 (Ferroglobe) составляют примерно 385 мВт/см^3 , что примерно в 3,5 раза меньше, чем у М2500НМС1).

Для силовых трансформаторов, работающих на частоте ниже 100 кГц, выпускается широкий перечень ферритов:

N27 ($\mu = 2000$) — базовый силовой материал;

N41 ($\mu = 2800$) — для трансформаторов тока.

Для частот $f < 500\text{ кГц}$:

N87 ($\mu = 2200$) — базовый материал;

N97 ($\mu = 2300$) — уровень потерь на 20 % ниже, чем у базового материала N87;

PC47 ($\mu = 2500$) — имеет наименьшие потери;

N95 ($\mu = 3000$) — имеет близкую к линейной зависимость потерь от температуры;

N51 ($\mu = 3000$) — имеет минимум потерь при $T = 40\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Для диапазона частот $f > 500\text{ кГц}$ — материал N49 ($\mu = 1500$) позволяет создавать преобразователи на частотах до 1 МГц.

Для диапазона частот $f > 1\text{ МГц}$ — PC200 ($\mu = 800$).

Для выходных дросселей (высокое значение индукции насыщения):

N87 ($\mu = 2200$) — базовый силовой материал;

N92 ($\mu = 1500$) — обладает высокой индукцией насыщения, насыщается при токе, на 20 % большем, чем N87;

N93 ($\mu = 1250$) — материал с наибольшей индукцией насыщения.

Для электронных балластов N72 ($\mu = 2500$) рекомендуется применение материалов, которые характеризуются низким значением коэрцитивной силы H_c и близкой к линейной ее зависимости от температуры.

Тесты к лекции 1.5

1. Какой трансформатор не обеспечивает гальванической развязки входной и выходной цепей?

- а) автотрансформатор;
- б) трансформатор тока;
- в) тороидальный;
- г) все обеспечивают.

2. Из каких материалов изготавливают магнитопроводы трансформаторов?

- а) магнитомягких ферромагнетиков;
- б) магнитожестких ферромагнетиков;
- в) парамагнетиков;
- г) диамагнетиков.

3. Каким образом можно подразделить магнитопроводы по электропроводности?

- а) диэлектрические (магнитодиэлектрики);
- б) проводящие (электротехнические стали, пермаллои, аморфные сплавы);
- в) полупроводящие (ферриты);
- г) все перечисленное ниже верно.

4. Какую бумагу используют для межслойной изоляции в тороидальных трансформаторах?

- а) марки БДХ;
- б) кабельную и пропиточную;
- в) намоточную;
- г) конденсаторную.

5. Как называют трансформатор, для которого напряжение на вторичной обмотке и напряжение на первичной обмотке в режиме холостого хода равны?

- а) развязывающим;
- б) повышающим;
- в) понижающим;
- г) гальваническим.

6. Трансформатор какого типа имеет максимальное значение КПД?

- а) автотрансформатор;
- б) изготовленный на тороидальном сердечнике;
- в) импульсный;
- г) постоянного тока.

7. Какой тип магнитопровода оптимален для использования в трансформаторах, работающих на частотах до 400 Гц?

- а) трансформаторное железо;
- б) феррит;
- в) альсифер;
- г) сендаст.

1.6. ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ В ИСТОЧНИКАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Цель лекции — сформировать представление о разнообразии пассивных элементов, применяемых для создания источников электропитания.

Пассивный элемент используется для *линейного* преобразования тока в напряжение и напряжения в ток, ограничения тока, поглощения электрической энергии, обладает фиксированным или переменным электрическим сопротивлением. К пассивным элементам можно отнести:

- резисторы;
- конденсаторы;
- дроссели.

Резисторы подразделяют на *линейные* и *нелинейные*. Сопротивление линейных резисторов не зависит от приложенного напряжения или протекающего тока. Сопротивление нелинейных резисторов изменяется в зависимости от значения приложенного напряжения или протекающего тока. Так, сопротивление осветительной лампы накаливания при отсутствии тока в 10–15 раз меньше, чем в режиме освещения. В линейных резистивных цепях форма тока совпадает с формой напряжения, вызвавшего этот ток.

При температуре выше абсолютного нуля любой резистор является источником электрического шума, даже если к нему не приложено внешнее напряжение.

Эффективное напряжение шума на резисторе

$$|U| = \frac{\sqrt{RkT}}{\Delta f},$$

где R — сопротивление; k — коэффициент пропорциональности; T — температура; Δf — ширина полосы частот, в которой производится измерение.

Чем больше сопротивление резистора, тем больше эффективное напряжение шума, пропорциональное квадратному корню из значения сопротивления, эффективное напряжение шума также пропорционально корню квадратному из значения температуры.

Шум типа $1/f$, или «розовый шум», возникает по множеству причин, одна из главных — перезарядка ионов примесей, на которых локализованы электроны [10].

Основные параметры резисторов:

- номинальное сопротивление;
- предельная рассеиваемая мощность;

- температурный коэффициент сопротивления;
- допустимое отклонение сопротивления от номинального значения (технологический разброс в процессе изготовления);
- предельное рабочее напряжение;
- избыточный шум;
- максимальная температура окружающей среды для номинальной мощности рассеяния;
- влагоустойчивость и термостойкость;
- коэффициент напряжения;
- паразитная емкость;
- паразитная индуктивность (рис. 1.30).

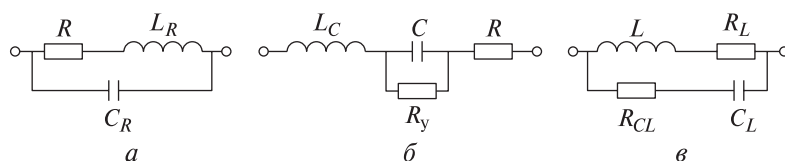


Рис. 1.30. Схемы замещения пассивных элементов:

a — резистора; *б* — конденсатора; *в* — дросселя (R_y — сопротивление утечки)

Резисторы являются элементами ЭА и могут применяться как дискретные компоненты или как составные части интегральных микросхем. Дискретные резисторы классифицируют по назначению, виду вольт-амперной характеристики (ВАХ), по способу защиты и способу монтажа, характеру изменения сопротивления, технологии изготовления. Обозначения резисторов на схемах в соответствии с ГОСТ 2.728—74 «Единая система конструкторской документации. Обозначения условные графические в схемах. Резисторы. Конденсаторы» приведены в табл. 1.13 и 1.14.

По назначению резисторы подразделяют следующим образом:

- резисторы общего назначения;
- резисторы специального назначения:
 - высокоомные (сопротивление от десятка мегаом до единиц тераом, рабочее напряжение 100...400 В);
 - высоковольтные (рабочее напряжение — десятки киловольт);
 - высокочастотные (имеют малые значения собственных индуктивности и емкости, рабочие частоты — до сотен мегагерц);
 - прецизионные и сверхпрецизионные (повышенная точность, допуск 0,001...1 %).

По характеру изменения сопротивления выделяют резисторы:

- постоянные;
- переменные регулировочные;
- переменные подстроечные.

Таблица 1.13

Обозначение резисторов с номинальной рассеиваемой мощностью по ГОСТ 2.728—74

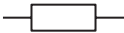
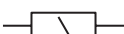
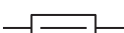
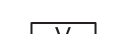
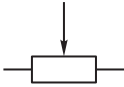
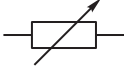
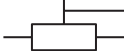
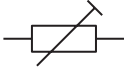
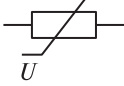
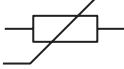
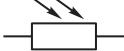
Обозначение	Описание
	Постоянный резистор без указания номинальной мощности рассеивания
	Постоянный резистор с номинальной мощностью рассеивания 0,05 Вт
	Постоянный резистор с номинальной мощностью рассеивания 0,125 Вт
	Постоянный резистор с номинальной мощностью рассеивания 0,25 Вт
	Постоянный резистор с номинальной мощностью рассеивания 0,5 Вт
	Постоянный резистор с номинальной мощностью рассеивания 1 Вт
	Постоянный резистор с номинальной мощностью рассеивания 2 Вт
	Постоянный резистор с номинальной мощностью рассеивания 5 Вт

Таблица 1.14

Обозначение резисторов на схемах по ГОСТ 2.728—74

Обозначение	Описание
	Переменный резистор (реостат)
	Переменный резистор, включенный как реостат (ползунок соединен с одним из крайних выводов)
	Подстроечный резистор
	Подстроечный резистор, включенный как реостат (ползунок соединен с одним из крайних выводов)
	Варистор (сопротивление зависит от приложенного напряжения)
	Термистор (сопротивление зависит от температуры)
	Фоторезистор (сопротивление зависит от освещенности)

По виду ВАХ резисторы можно подразделить так:

- линейные;
- нелинейные.

Существуют различные виды нелинейных резисторов:

- варисторы — сопротивление зависит от приложенного напряжения;
- терморезисторы — сопротивление зависит от температуры;
- фоторезисторы — сопротивление зависит от освещенности;
- тензорезисторы — сопротивление зависит от деформации резистора;
- магниторезисторы — сопротивление зависит от величины магнитного поля;

— мемристоры — сопротивление зависит от протекавшего через него заряда (интеграла тока за время работы).

Варистор — полупроводниковый (металлооксидный или оксидно-цинковый) резистор, обладающий свойством резко уменьшать свое сопротивление с 1000 МОм до десятков Ом при увеличении на нем напряжения сверх порогового значения.

Подсоединяют варисторы параллельно нагрузке, и при броске входного напряжения основной ток помехи протекает через них, а не через аппаратуру (рис. 1.31). Таким образом, варисторы рассеивают энергию помехи в виде

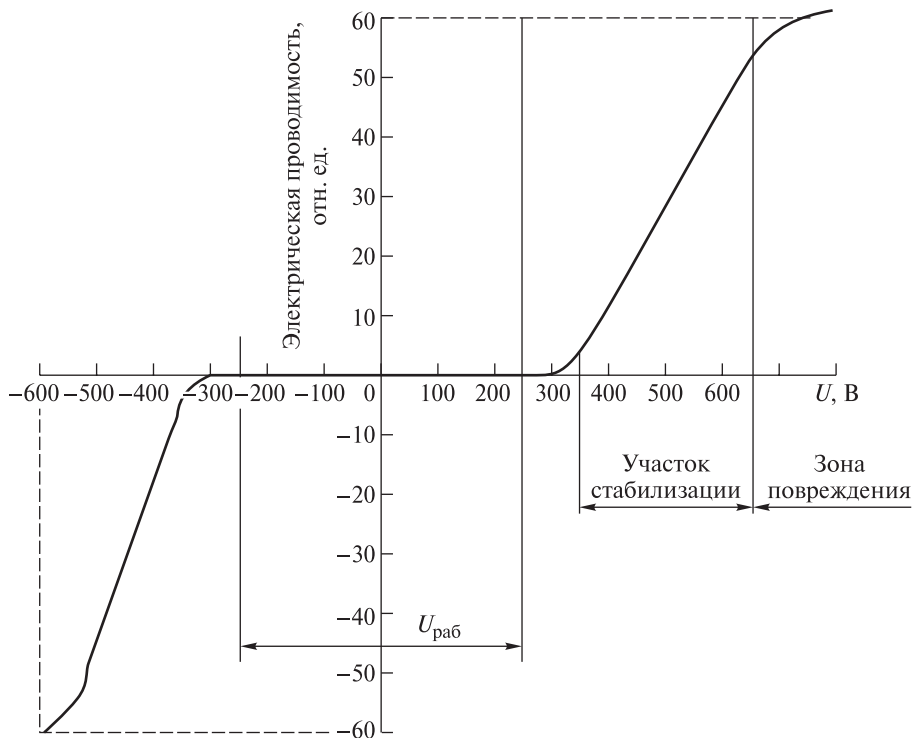


Рис. 1.31. Вольт-амперная характеристика варистора

теплоты. Так же, как и газоразрядник, варистор является элементом многократного действия, но значительно быстрее восстанавливает свое высокое сопротивление после снятия напряжения.

Варисторы широко применяются в промышленном оборудовании и приборах бытового назначения:

- для защиты полупроводниковых приборов (тиристоры, симисторы, транзисторы, диоды, стабилитроны);
- для электростатической защиты входов радиоаппаратуры;
- для защиты от электромагнитных всплесков в мощных индуктивных элементах;
- как элемент искрогашения в электромашинах и переключателях.

В сети с действующим напряжением 220 В (50 Гц) обычно устанавливают варисторы с классификационным напряжением не ниже 380...430 В. Для варистора с классификационным напряжением 430 В при импульсе тока 100 А напряжение будет ограничено значением около 600 В. Для увеличения мощности возможно последовательное включение.

Основные характеристики варисторов:

U_n — классификационное напряжение, обычно измеряемое при токе 1 мА, условный параметр, указываемый при маркировке элементов;

U_m — максимально допустимое действующее переменное напряжение;

U_n — максимально допустимое постоянное напряжение;

P — номинальная средняя рассеиваемая мощность, которую варистор может рассеивать в течение срока службы при сохранении параметров в установленных пределах;

E — максимально допустимая поглощаемая энергия при воздействии одиночного импульса;

$I_{и\max}$ — максимальный импульсный ток, для которого время нарастания (длительность) импульса составляет 8 (20) мкс;

C_o — емкость, измеренная при закрытом состоянии варистора; когда варистор пропускает большой ток, она падает до нуля; в Российской Федерации не нормируется;

- высокое быстродействие;
- безынерционное отслеживание перепадов напряжения;
- выпускаются с более широким диапазоном рабочих напряжений (12...1800 В);
- длительный срок эксплуатации;
- низкая стоимость.

Терморезистор (термистор, термосопротивление) — полупроводниковый прибор, электрическое сопротивление которого изменяется в зависимости от его температуры. Терморезисторы изготавливают из материалов с высоким температурным коэффициентом сопротивления (ТКС), значение которого обычно на порядки выше, чем ТКС металлов и металлических сплавов.

По типу зависимости сопротивления от температуры различают терморезисторы с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления (рис. 1.32, кривая 1) и положительным температурным коэффициентом

сопротивления (*позисторы*, рис. 1.32, кривая 2). У позисторов с повышением температуры возрастает их сопротивление; у *термисторов* увеличение температуры приводит к уменьшению их сопротивления.

Терморезисторы с отрицательным значением ТКС изготавливают из поликристаллических оксидов переходных металлов (например, MnO , CoO_x , NiO и CuO), легированных полупроводников (германий и кремний) и других материалов. Позисторы изготавливают из твердых растворов на основе титаната бария BaTiO_3 .

Классифицируют терморезисторы следующим образом: низкотемпературные (предназначенные для работы при температуре ниже 170 К), среднетемпературные (170...510 К) и высокотемпературные (свыше 570 К). Выпускаются специализированные терморезисторы, предназначенные для работы при температуре до 1300 К.

Активный элемент терморезистора выпускают в различном конструктивном исполнении: в виде стержней, трубок, дисков, сфер, тонких пластинок толщиной от 1...10 мкм до нескольких сантиметров.

Наиболее распространены среднетемпературные терморезисторы (ТКС от $-2,4$ до $-8,4$ %/К), имеющие широкий диапазон значений сопротивления ($1...10^6$ Ом).

Терморезисторы с небольшим положительным значением ТКС ($0,5...0,7$ %/К), выполненные на основе кремния, у которых сопротивление изменяется по закону, близкому к линейному, используются в системах охлаждения и температурной стабилизации режимов работы мощных диодов и транзисторов в различных радиоэлектронных системах.

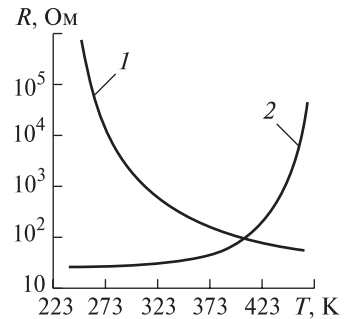


Рис. 1.32. Зависимость сопротивления терморезистора от температуры:

1 — термистор; 2 — позистор

Тесты к лекции 1.6

1. У каких резисторов значение ТКС положительно?

- а) у позисторов;
- б) у термисторов;
- в) у мемристоров;
- г) резисторов с такими значениями ТКС нет.

2. У каких резисторов значение ТКС отрицательно?

- а) у термисторов;
- б) у позисторов;
- в) у мемристором;
- г) резисторов с такими значениями ТКС нет.

3. Какой резистор применяют для защиты цепей от превышения напряжения?

- а) варистор;
- б) динистор;
- в) тиристор;
- г) позистор.

4. Как изменится амплитудное значение шума резистора при подключении двух резисторов последовательно и сохранении протекающего через них тока и температуры?

- а) увеличится в 2 раза;
- б) уменьшится в 2 раза;
- в) не изменится;
- г) резисторы не шумят.

5. Нормируется ли у резисторов параметр «предельное рабочее напряжение»?

- а) да;
- б) нет;
- в) только у прецизионных;
- г) только у переменных.

1.7. КОНДЕНСАТОРЫ В ИСТОЧНИКАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Цель лекции — сформировать представление о применяемых для создания источников электропитания конденсаторах и их основных технических характеристиках.

Конденсаторы играют большую роль в обеспечении работы источника электропитания. Основными электрическими параметрами, по которым выбирают конденсаторы для ИЭП, являются номинальное напряжение, полное сопротивление в заданном диапазоне частот, номинальная емкость и ее отклонения в условиях эксплуатации, а также тангенс угла потерь. К конденсаторам предъявляют требования наибольшей емкости и реактивной мощности при минимальном объеме, заданном рабочем напряжении и работе в широком диапазоне частот. Перечисленные требования противоречивы. Так, увеличение емкости, реактивной мощности и рабочего напряжения влечет за собой увеличение объема, что приводит к возрастанию собственной индуктивности конденсатора и, следовательно, к ограничению частотного диапазона.

Конденсатор — пассивный электронный компонент с постоянным или переменным значением емкости и малой электрической проводимостью (малыми утечками), образуемой двумя или большим числом электродов (обкладок), разделенных диэлектриком (специальной тонкой бумагой, слюдой, керамикой и т. д.); устройство для накопления заряда и энергии электрического поля. В России для условных графических обозначений конденсаторов на схемах рекомендуется использовать ГОСТ 2.728–74 «ЕСКД. Обозначения условные графические в схемах. Резисторы. Конденсаторы» либо стандарт международной ассоциации IEEE 315–1975 (табл. 1.15).

Емкость конденсатора зависит от размеров (площади) обкладок, расстояния между ними и свойств диэлектрика. Основные параметры конденсатора: емкость, номинальное напряжение, полярность, саморазряд, температурный коэффициент емкости (ТКЕ), эквивалентное последовательное сопротивление, паразитная индуктивность, диэлектрическая абсорбция.

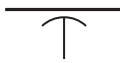
Многие керамические материалы, используемые в качестве диэлектриков в конденсаторах (например, титанат бария BaTiO_3 , обладающий очень высокой диэлектрической проницаемостью в не слишком сильных электрических полях), проявляют *пьезоэффект* — способность генерировать напряжение на обкладках при механических деформациях.

Резонансная частота конденсатора

$$f_p = \frac{1}{2\pi} \sqrt{LC}.$$

Таблица 1.15

Обозначение конденсаторов по ГОСТ 2.728–74

Обозначение	Описание
	Конденсатор постоянной емкости
	Поляризованный (полярный) конденсатор
	Подстроечный конденсатор переменной емкости
	Варикап
	Проходной конденсатор
	Опорный конденсатор

При $f > f_p$ конденсатор в цепи переменного тока ведет себя как катушка индуктивности. Следовательно, конденсатор целесообразно использовать лишь на частотах более низких, при которых его сопротивление носит емкостной характер. Обычно максимальная рабочая частота конденсатора примерно в 2–3 раза ниже резонансной.

Конденсатор может накапливать электрическую энергию. Энергия заряженного конденсатора

$$E = \frac{CU^2}{2} = \frac{q^2}{2C},$$

где U — напряжение (разность потенциалов), до которого заряжен конденсатор; q — электрический заряд на одной из обкладок.

Лучшими удельными характеристиками обладают электролитические конденсаторы. Однако по частотным свойствам они уступают керамическим. Максимальные значения постоянного, переменного и импульсного напряжения 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 индуктивности выводов, причем в большинстве случаев последняя является определяющей. В связи с этим предельная рабочая частота конденсатора зависит от способа его монтажа в составе ИЭП.

В цепях управления ИЭП широко применяются конденсаторы с неорганическими диэлектриками (керамические). Среди них следует отметить

конденсаторы типа 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 выделяют 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 вследствие потерь энергии в диэлектрике, электродах и арматуре. Активная мощность определяется зависимостью

$$P_a = U_-^2 2\pi f C \operatorname{tg} \delta,$$

где $U_-^2 2\pi f C = P_c$ — реактивная мощность, В·А; U_- — переменное напряжение на конденсаторе, В; f — частота, Гц; C — номинальная емкость конденсатора, Ф; δ — угол потерь, град.

Реактивная мощность конденсаторов, определяемая их объемом и потерями в диэлектрике, относительно невелика и не превышает 2,5...3,0 В·А. В то же время керамические конденсаторы допускают сравнительно высокие пульсации напряжения:

$$U_{-\text{доп}} = \sqrt{\frac{P_{c\text{ доп}}}{2\pi f C}}. \quad (1.1)$$

Здесь $P_{c\text{ доп}}$ — допустимая реактивная мощность конденсатора, В·А.

Эти пульсации существенно превышают допустимые для электролитических конденсаторов при прочих равных условиях.

Для 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

$$C_\Phi = 2 \cdot 10^6 \frac{I_{\text{вп.ср}}}{f U_{-\text{доп}}}, \quad (1.2)$$

где f — частота переменного напряжения на конденсаторе, Гц; $I_{\text{вп.ср}}$ — выпрямленный средний ток, А.

Из выражения (1.2) с учетом (1.1) получим:

$$C_\Phi = 2 \cdot 10^6 \frac{I_{\text{вп.ср}} \sqrt{2\pi f C}}{f \sqrt{P_{c\text{ доп}}}}. \quad (1.3)$$

Если принять $C_\Phi = C$, то выпрямленный ток будет определяться зависимостью

$$I_{\text{вп.ср max}} = \frac{\sqrt{C f P_{c\text{ доп}}}}{2 \cdot 10^6 \sqrt{2\pi}}.$$

При подстановке зависимости для $I_{\text{вп.ср max}}$ в уравнение (1.3) получим:

$$C_{\Phi} = \frac{2 \cdot 10^6 I_{\text{вп.ср max}} \sqrt{2\pi C / P_{\text{с доп}}}}{\sqrt{f}}.$$

Числитель этого выражения является константой k для каждого конкретного типа конденсатора, т. е. $C_{\Phi} = k / \sqrt{f}$.

Зависимости минимальной требуемой удельной емкости $C_{\text{уд}}$ фильтра от частоты переменного напряжения для конденсаторов типа К10-47 приведены на рис. 1.33 [1]. На рисунке видно, что увеличение частоты свыше 200 кГц не приводит к существенному снижению необходимой удельной емкости. В связи с этим в составе фильтра целесообразно применять конденсаторы совместно с дросселями, которые позволяют уменьшить требуемую емкость и, следовательно, получить лучшие частотные характеристики. Конденсаторы с большими значениями емкости рекомендуется 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 20...100 кГц частота пульсаций напряжения может достигать 100...200 кГц. При этих частотах необходимо учитывать активное и индуктивное сопротивление конденсаторов, поскольку, помимо основной

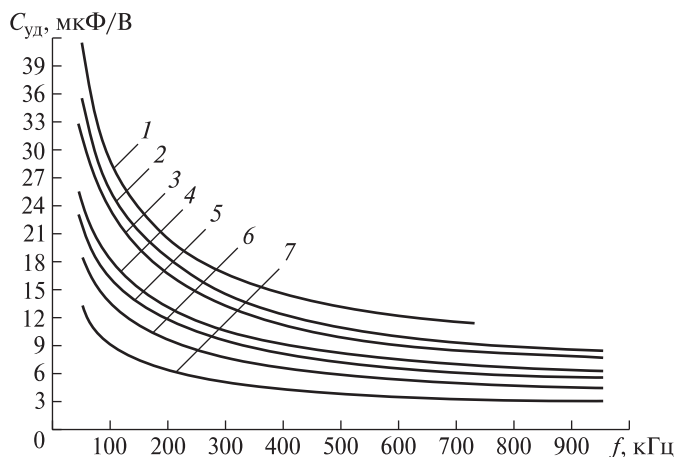


Рис. 1.33. Зависимость удельной емкости фильтра от частоты для конденсаторов типа К10-47:

1 — К10-47-Н90-25В (6,8 мкФ, $P_C = 2 \text{ В} \cdot \text{А}$); 2 — К10-47-Н90-25В (4,7 мкФ, $P_C = 3 \text{ В} \cdot \text{А}$); 3 — К10-47-Н90-25В (6,8 мкФ, $P_C = 3 \text{ В} \cdot \text{А}$); 4 — К10-47-Н90-25В (3,3 мкФ, $P_C = 2 \text{ В} \cdot \text{А}$); 5 — К10-47-Н90-50В (2,2 мкФ, $P_C = 3 \text{ В} \cdot \text{А}$); 6 — К10-47-Н30-25В (2,2 мкФ, $P_C = 3 \text{ В} \cdot \text{А}$); 7 — К10-47-Н30-50В (0,68 мкФ, $P_C = 2 \text{ В} \cdot \text{А}$)

гармоники пульсации, присутствуют также высокочастотные шумы в диапазоне от единиц килогерц до десятков мегагерц. Емкостью C и индуктивностью L_C конденсатора определяется его резонансная частота

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_C C}}.$$

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 приведенной зависимостью для f_p . На частотах, превышающих резонансную, реактивная составляющая полного сопротивления конденсатора приобретает индуктивный характер.

В табл. 1.16 приведены значения резонансной частоты для керамических конденсаторов различных типов. Из данных таблицы следует, что эти значения изменяются в достаточно широких пределах.

Таблица 1.16

Значения резонансной частоты f_p некоторых керамических конденсаторов

Тип конденсатора	C , пФ	f_p , МГц
КД-1	1–270	5000–150
КД-2	680–6800	200–30
К10-17а	$(2,2-2,2) \cdot 10^6$	1000–10
К10-506	$(2,2-3,3) \cdot 10^6$	
К10-576	1,5–1000	
КТ-1; КТ-2	1–1000	3000–40
КТ-3	1100–33 000	100–20
КВИ-1; КВИ-2; КВИ-3	1,5–4700	4000–40
КВП	10–4700	1300–25
КВТ	47–10 000	600–25

На рис. 1.34–1.36 изображены частотные характеристики некоторых керамических конденсаторов, определенные с помощью измерителей помех типа SMV-6 и SMV-8 [1]. Рассмотрение этих рисунков показывает, что резонансные частоты конденсаторов большой емкости имеют значения долей и единиц мегагерц, что существенно ниже по сравнению с приведенными в табл. 1.16 значениями.

Во входных цепях ИЭП широко применяются конденсаторы типа К73-43. На рис. 1.37 приведены варианты их схемного и конструктивного исполнения. Конденсатор $C1$ служит для снижения симметричных помех, конденсаторы $C2$ и $C3$ предназначены для снижения несимметричных помех. Конденсаторы рассчитаны на рабочее напряжение до 250 В.

В составе умножителей напряжения используются конденсаторы полиэтилентерефталаты с фольговыми обкладками типа К73-13. Они предназначены для работы в цепях постоянного, переменного и пульсирующего тока.

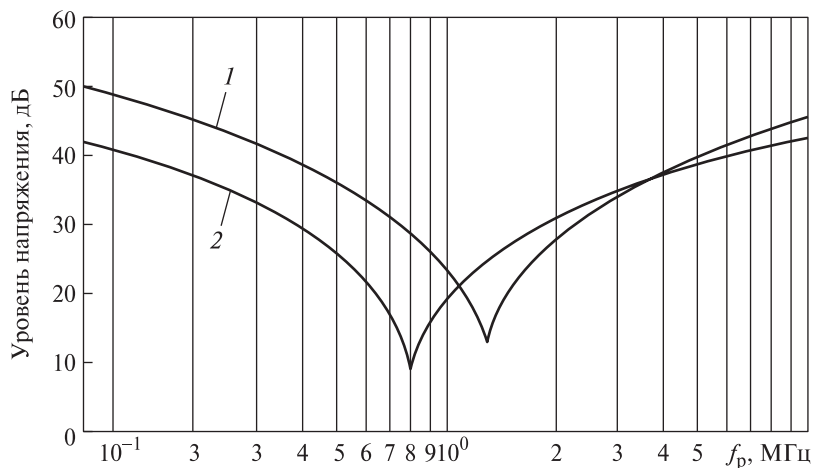


Рис. 1.34. Частотные характеристики конденсатора К10-50а-Н90-10В:
1 — 1 мкФ; 2 — 2 мкФ

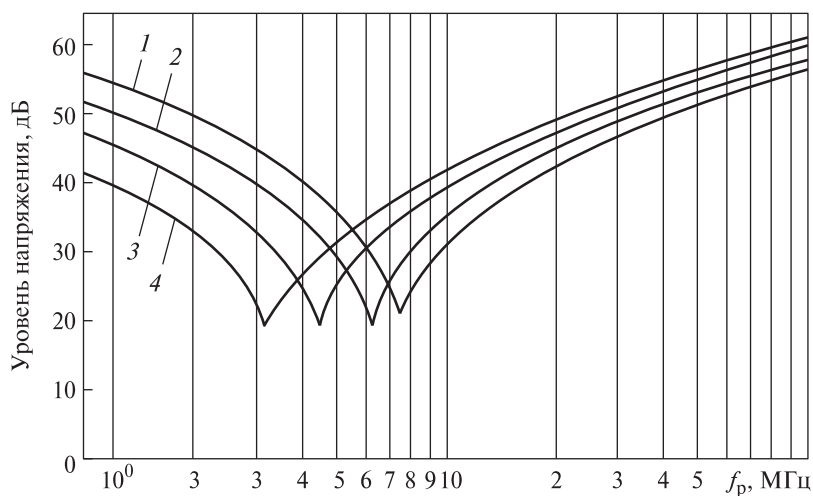


Рис. 1.35. Частотные характеристики конденсатора К10-47-Н30-100В:
1 — 0,047 мкФ; 2 — 0,058 мкФ; 3 — 0,1 мкФ; 4 — 0,22 мкФ

Электрические схемы конденсаторов К73-13 приведены на рис. 1.38. Основные параметры — в табл. 1.17.

Для работы в цепях постоянного и переменного тока и в импульсных режимах используются керамические проходные трубчатые неизолированные конденсаторы типа К10-51. Они рассчитаны на работу в диапазонах температур от -60 до $+125$ °С (группы Н70 и Н90) и от -60 до $+155$ °С (остальные группы).

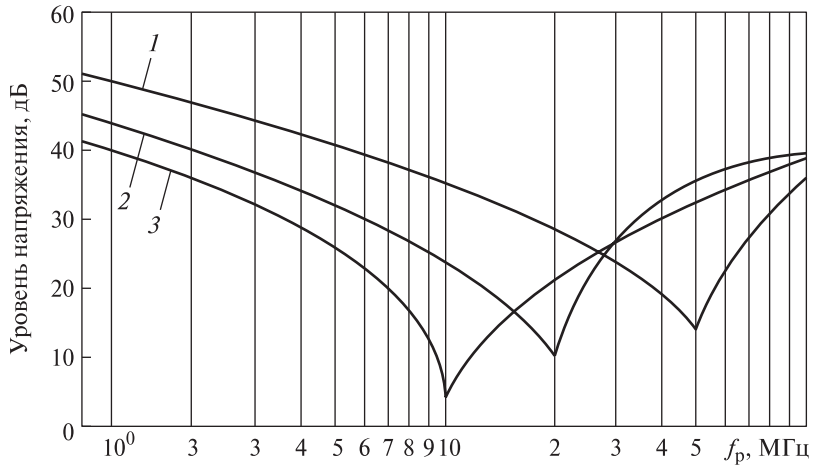


Рис. 1.36. Частотные характеристики конденсатора К10-47-Н30-500В:
1 — 10000 пФ; 2 — 0,015 мкФ; 3 — 0,022 мкФ

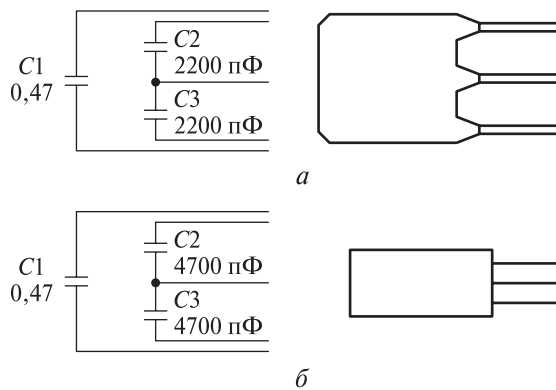


Рис. 1.37. Исполнение конденсаторов типа К73-43:
а — в плоском корпусе; б — в цилиндрическом корпусе

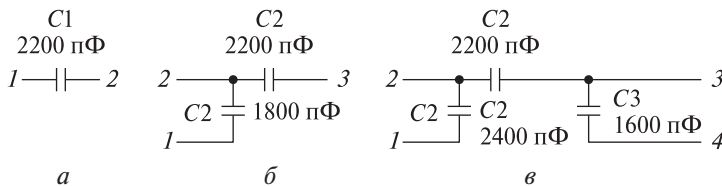


Рис. 1.38. Электрические схемы конденсаторов:
а — К73-13; б — К73-13-2; в — К73-13-3 (1, 2, 3, 4 — выводы)

Таблица 1.17

Значения основных параметров конденсаторов типа К73-13

Вариант исполнения	Номинальное напряжение, кВ	Номинальная емкость, пФ	Допустимое отклонение значения емкости, %
К73-13	10,0	2200	± 10
	12,5		± 20
	20,0		± 10
К73-13-2	10,0	$C_1 = 1800$	± 20
		$C_2 = 2200$	
К73-13-3	10,0	$C_1 = 2400$	
		$C_2 = 2000$	
		$C_3 = 1600$	

В климатическом исполнении В и УХЛ конденсаторы допускают работу в условиях повышенной влажности без дополнительной защиты. Значения основных параметров конденсаторов типа К10-51 приведены ниже:

Номинальная емкость, пФ 3,9–4700
 Номинальное напряжение, В 350
 Номинальный ток, А 10
 Допускаемая реактивная мощность
 по температурной стабильности, В·А,
 для различных групп:
 МПО, М47, М750, М1500 50
 Н30, Н70, Н90 2,5

Конденсаторы можно классифицировать следующим образом:

- по *емкости* — постоянной емкости, переменной емкости и подстроечные;
- по *виду диэлектрика* — вакуумные, воздушные, слюдяные, керамические, электролитические, полупроводниковые, бумажные и др.;
- по *конструкции* — для навесного монтажа, проходные, опорные, бескорпусные (SMD).

Важным свойством конденсатора является то, что при переменном токе он представляет собой резистор, сопротивление которого уменьшается с возрастанием частоты.

Основные единицы измерения емкости конденсаторов следующие: фарад, микрофарад, нанофарад, пикофарад; обозначения на конденсаторах выглядят соответственно как Φ , мк Φ , н Φ , п Φ .

Как и резисторы, конденсаторы подразделяют на конденсаторы постоянной емкости, конденсаторы переменной емкости, подстроечные и саморегулирующиеся. Согласно ГОСТ 2.702–75 «Правила выполнения электрических схем», номинальную емкость от 0 до 9999 пФ указывают на схемах в пикофарадах без обозначения единицы измерения, от 10 000 пФ до 9999 мк Φ — в микрофарадах с обозначением единицы измерения (мк).

Потери в конденсаторе, определяемые в основном потерями в диэлектрике, возрастают при повышении температуры, влажности и частоты. Наименьшими потерями обладают конденсаторы с диэлектриком из высокочастотной керамики, со слюдяным и пленочным диэлектриком, наибольшими — конденсаторы с бумажным диэлектриком и из сегнетокерамики.

Это обстоятельство необходимо учитывать при замене конденсаторов в радиоаппаратуре. Изменение емкости конденсатора под действием окружающей среды (в основном ее температуры) происходит вследствие изменения размеров обкладок, зазоров между ними и свойств диэлектрика.

В зависимости от конструкции и примененного диэлектрика конденсаторы характеризуются различным температурным коэффициентом емкости (ТКЕ), который показывает относительное изменение емкости при изменении температуры на один градус; значение ТКЕ может быть положительным и отрицательным. По значению и знаку этого параметра конденсаторы подразделяют на группы, которым присвоены соответствующие буквенные обозначения, которые имеют определенный цвет корпуса.

Для сохранения настройки колебательных контуров при работе в широком интервале температур часто используют последовательное и параллельное соединение конденсаторов, у которых значения ТКЕ имеют разные знаки. Благодаря этому при изменении температуры частота настройки такого термокомпенсированного контура остается практически неизменной.

Как и любые проводники, конденсаторы обладают некоторой индуктивностью. Она тем больше, чем длиннее и тоньше выводы конденсатора, чем больше размеры его обкладок и внутренних соединительных проводников.

Наибольшей индуктивностью обладают бумажные конденсаторы, обкладки которых выполнены в виде длинных лент из фольги, свернутых вместе с диэлектриком в рулон круглой или иной формы. Такие конденсаторы плохо работают на частотах выше нескольких мегагерц.

В связи с этим на практике для обеспечения работы блокировочного конденсатора в широком диапазоне частот параллельно бумажному конденсатору подключают керамический или слюдяной конденсатор небольшой емкости.

Однако существуют бумажные конденсаторы с малой собственной индуктивностью. В них полосы фольги соединены с выводами не в одном, а во многих местах. Достигается это либо вкладыванием полос фольги в рулон при намотке, либо смещением полос (обкладок) к противоположным концам рулона и их пропайкой.

Проходные и опорные конденсаторы применяются для защиты от помех, которые могут проникнуть в прибор через цепи питания, и наоборот. На высоких частотах применяют керамические проходные конденсаторы, в которых роль одной из обкладок играет центральный проводник, а другой — слой металлизации, нанесенный на керамическую трубку. С той же целью, что и проходные, применяют опорные конденсаторы, представляющие собой своего рода монтажные стойки, устанавливаемые на металлическом шасси.

С появлением на рынке недорогих *ионисторов*, обладающих значительно большей емкостью, чем конденсаторы, их стали применять для снижения пускового тока на аккумуляторы в момент подключения нагрузки. Различают три вида ионисторов:

- двойнослойные;
- псевдоконденсаторы;
- гибридные конденсаторы.

В первом случае система состоит из двух пористых электродов, разделенных заполненным электролитом сепаратором. Накопление энергии происходит вследствие разделения заряда на электродах с очень большой разностью потенциалов. Во втором случае система включает два твердых электрода и базируется на двух механизмах сохранения энергии. Это фарадеевские процессы и электростатическое взаимодействие. Третий вариант — промежуточный между конденсаторами и аккумуляторами. Электроды выполнены из разных материалов, а накопление заряда осуществляется благодаря разным механизмам. Главное достоинство ионисторов — невысокая себестоимость накопления энергии в расчете на 1 Ф.

Тесты к лекции 1.7

1. Как называется частота, при которой конденсатор начинает работать как катушка индуктивности?

- а) резонансная;
- б) граничная;
- в) максимальная;
- г) предельная.

2. Конденсаторы какого типа обладают лучшими удельными характеристиками?

- а) электролитические;
- б) слюдяные;
- в) керамические;
- г) бумажные.

3. Какой резистор применяется для защиты цепей от превышения напряжения?

- а) варистор;
- б) мдинистор;
- в) тиристор;
- г) позистор.

4. Конденсаторы какого типа имеют максимальную емкость на единицу объема?

- а) ионистор;
- б) электролитический;
- в) вакуумный;
- г) бумажный.

5. Конденсаторы какого типа обладают лучшими характеристиками при работе на высоких частотах?

- а) керамические;
- б) электролитические;
- в) бумажные;
- г) пленочные.

1.8. ДРОССЕЛИ В ИСТОЧНИКАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Цель лекции — сформировать представление о применяемых для создания источников электропитания дросселях и их основных технических характеристиках.

Дросселем называют статическое электромагнитное устройство, используемое в электрических цепях в качестве индуктивного сопротивления. Различают три основных типа дросселей: дроссели переменного тока, сглаживающие (дроссели фильтров выпрямителей) и дроссели насыщения.

Дроссель *переменного тока* имеет одну обмотку, обтекаемую переменным током. *Сглаживающий* дроссель также имеет одну обмотку, но она обтекается пульсирующим выпрямленным током. Дроссель *насыщения* имеет не менее двух обмоток, одна из которых обтекается переменным током, а другая — постоянным.

В источниках электропитания ЭА применяют в основном сглаживающие дроссели. В 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 дросселей и трансформаторов также много общего. Однако электромагнитные процессы в дросселях и трансформаторах отличаются по характеру. Основное различие заключается в том, что магнитный поток в магнитопроводе трансформатора определяется приложенным напряжением и практически не зависит от тока нагрузки, в то время как в магнитопроводе дросселя магнитный поток определяется током нагрузки.

Основными электрическими параметрами дросселя являются индуктивность L и ток подмагничивания I_0 [15]. Габаритные размеры дросселя определяют по энергоемкости E :

$$E = L(I_0^2 + I^2),$$

где I — действующее значение переменной составляющей пульсирующего тока, протекающего через обмотку дросселя.

Энергоемкость можно определить также по формуле

$$E = LI_{\pi}^2,$$

где I_{π} — действующее значение пульсирующего тока, протекающего по обмотке.

Отечественной промышленностью серийно производятся сглаживающие низковольтные дроссели, рассчитанные на рабочую температуру от -60 до $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$. Дроссели на базе ленточных магнитопроводов ШЛ и ШЛМ (тип Д) изготовляют из электротехнической стали. Их выпускают семи типоразмеров, 74 типономиналов. При этом охватываются диапазоны значений индуктивности $0,00015\dots 5\text{ Гн}$, тока подмагничивания $0,05\dots 50\text{ А}$, частоты переменной составляющей $50\dots 5000\text{ Гц}$.

Дроссели типа Д13 изготовляют на кольцевых магнитопроводах из магнитодиэлектрика на основе пермаллоя марки 80Н2М. Они рассчитаны на работу в диапазоне частот $0,05\dots 200,00\text{ кГц}$ и выпускаются в корпусном и бескорпусном исполнении. На рис. 1.39 приведены общий вид и электрическая схема дросселя типа Д13 в корпусном исполнении, в табл. 1.18 — параметры дросселей этого типа в бескорпусном исполнении. Дроссели в бескорпусном исполнении применяются в герметизированных модулях.

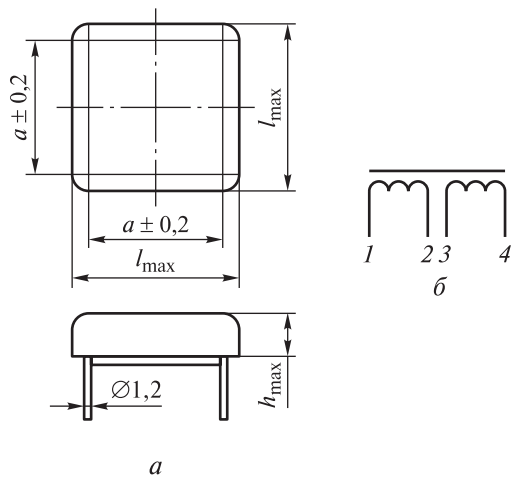


Рис. 1.39. Дроссель типа Д13:
а — общий вид; б — электрическая схема
(1, 2, 3, 4 — выводы)

Индуктивность дросселя L_f зависит от частоты f и определяется выражением

$$L_f = kL_{100},$$

где k — коэффициент; L_{100} — индуктивность при частоте 100 кГц (см. табл. 1.18). Зависимость коэффициента k от частоты приведена ниже:

k	1,2	1,1	1,0	0,8
$f, \text{ кГц}$	20	50	100	200

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 катушкой индуктивности с линейной характеристикой в широком диапазоне изменения максимального значения переменного напряжения. Это допущение нередко принимают и при расчетах дросселей с магнитопроводами без зазора из молибденового пермаллоя или феррита.

Таблица 1.18

Номинальные параметры дросселей типа Д13 при последовательном соединении обмоток на частоте 100 кГц

Типономинал дросселя	Переменная составляющая напряжения U , В (эффективное значение)	Сопротивление одной обмотки постоянному току R , Ом	Ток подмагничивания T_0 , А, не более	Индуктивность, мГн, не менее	Габаритные размеры $h \times l \times a$, мм (см. рис. 1.39)	Масса, г
Д13-1	58	0,450	0,5	0,3150	7,5×15×10	5
Д13-2	33	0,125	1,0	0,0800		
Д13-3	12	0,015	4,0	0,0050		
Д13-4	47	0,200	1,0	0,2000	10×17×11,25	8
Д13-5	18	0,030	4,0	0,0125		
Д13-6	100	0,750	0,5	1,2500	11×18×12,5	10
Д13-7	48	0,350	2,0	0,3150		
Д13-8	15	0,250	4,0	0,0200		
Д13-9	132	0,800	0,5	2,0000	11×19×15	12
Д13-10	34	0,300	1,0	0,5000		
Д13-11	16	0,025	4,0	0,0315		
Д13-12	200	0,750	0,5	3,1500	12×22×17,5	25
Д13-13	120	0,400	1,0	0,8000		
Д13-14	30	0,025	4,0	0,0500		
Д13-15	122	0,450	1,0	1,2500	15,5×29×2,5	40
Д13-16	34	0,050	4,0	0,0800		
Д13-17	210	0,600	1,0	2,0000	13×30×25	45
Д13-18	34	0,065	4,0	0,1250		
Д13-19	135	0,900	1,0	5,0000	16×36×30	62
Д13-20	74	0,075	4,0	0,3150		
Д13-21	10	0,010	16,0	0,0200		
Д13-22	25	0,025	8,0	0,0800		

Рассмотрим методику расчета дросселя без зазора, обеспечивающую приемлемую точность оценки его параметров. При расчете принимают условие, что одна обмотка дросселя включена в цепь высокочастотного ИЭП и по ней

протекает переменный ток прямоугольной формы, вторая обмотка включена в цепь постоянного тока (тока подмагничивания).

Свойства магнитопровода описывают кривой намагничивания, однако для упрощения расчетов принимают обратную ей зависимость напряженности поля H от индукции B . Прямолинейный участок этой зависимости можно представить следующим образом:

$$H = H_n \frac{B}{B_s}, \quad (1.4)$$

где H_n — нормирующее значение напряженности поля; B_s — индукция насыщения.

Дальнейший изгиб кривой намагничивания и стремление ее к бесконечности при $B \rightarrow B_s$ учитывают введением в выражение (1.4) формирующей функции $\varphi(B/B_s)$:

$$H = H_n \frac{B}{B_s} \varphi \frac{B}{B_s}. \quad (1.5)$$

Для магнитодиэлектриков типа молибденовых пермаллоев можно принимать формирующую функцию

$$\varphi \frac{B}{B_s} = \left(\sqrt{\cos \left(\frac{\pi}{2} \frac{B^2}{B_s^2} \right)} \right)^{-1},$$

с учетом которой аппроксимирующая зависимость (1.5) принимает вид

$$H = H_n \frac{(B/B_s)}{\sqrt{\cos \left(\frac{\pi}{2} \frac{B^2}{B_s^2} \right)}}.$$

Значения коэффициентов аппроксимации H_n и B_s некоторых марок магнитодиэлектриков приведены ниже:

Марка магнитодиэлектрика	H_n	B_s
МП-60	5900.....	0,470
МП-100	6100.....	0,730
МП-140	5400.....	0,735
МП-160	4180.....	0,742
МП-250	2830.....	0,764
ТЧ-90.....	5950.....	0,600

Рабочий режим дросселя задается максимальным значением и частотой приложенного к дросселю переменного напряжения, а также максимальным значением тока подмагничивания. В качестве показателей качества дросселя принимают его массу, объем, пульсации тока, диапазон изменения тока подмагничивания, не приводящий к разрыву полного тока, омическое сопротивление обмотки дросселя.

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 течение положительной части периода индукция увеличивается от $B_{\min}$ до $B_{\max}$, в отрицательную часть периода снижается от $B_{\max}$ до $B_{\min}$ (рис. 1.40, а).

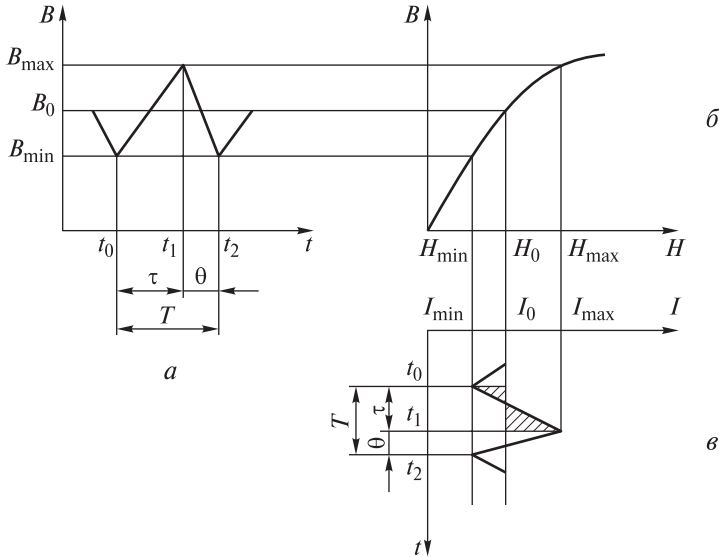


Рис. 1.40. Магнитная индукция в магнитопроводе дросселя: а — график изменения магнитной индукции; б — кривая намагничивания; в — график изменения напряженности магнитного поля

Если B_0 — постоянная составляющая магнитной индукции, B_M — максимальное значение переменной составляющей, тогда

$$B_{\max} = B_0 + B_M; \quad B_{\min} = B_0 - B_M.$$

В соответствии с рис. 1.40 нарастание и спад магнитной индукции описываются следующими выражениями:

— для положительной части периода

$$B(t) = B_0 + B_M \left(\frac{2t}{\tau} - 1 \right), \quad 0 < t < \tau; \quad (1.6)$$

— для 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

$$H_0 = \frac{I_0 W}{l_{\text{cp}}},$$

где W — число витков обмотки дросселя; l_{cp} — длина средней магнитной линии.

Максимальное значение переменной составляющей магнитной индукции определяется зависимостью

$$B_M = \frac{U_+}{4fQW} \frac{2\tau}{T} = \frac{U_-}{4fQW} \frac{2\theta}{T}, \quad (1.7)$$

где Q — площадь сечения магнитопровода, м^2 ; W — число витков обмотки дросселя; T — длительность периода, $1/\text{Гц}$.

Отсюда

$$W = \frac{U_+}{4fQB_M} \frac{2\tau}{T}.$$

Постоянная составляющая напряженности магнитного поля

$$H_0 = \frac{I_0 W}{l_{\text{cp}}} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} H(t) dt.$$

Заменим переменную интегрирования $H(t)$ на $B(t)$. Из выражения (1.7) определим производную dB/dt и, соответственно, пределы интегрирования. Тогда с учетом аппроксимирующей зависимости (1.5) получим:

$$\frac{I_0 W}{l_{\text{cp}}} = \frac{1}{\tau} \frac{dt}{dB} \int_{B_{\min}}^{B_{\max}} H(B) dB = \frac{H_{\text{н}} B_s}{2B_M} \int_{B_{\min}/B_s}^{B_{\max}/B_s} \frac{B/B_s}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{B^2}{B_s^2}\right)}} \frac{dB}{B_s}.$$

Эллиптический интеграл в нормальной форме имеет следующий вид:

$$\frac{I_0 W}{l_{\text{cp}}} = \frac{H_{\text{н}} B_s}{\pi B_M} \frac{1}{\sqrt{2}} \left[F\left(\alpha_{\max}, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) - F\left(\alpha_{\min}, \frac{1}{\sqrt{2}}\right) \right].$$

Здесь $F(\alpha, 1/\sqrt{2})$ — эллиптический интеграл первого рода от аргумента α с модулем $(1/\sqrt{2})$; $\alpha_{\max} = \arcsin\left(\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{2} \frac{x^2}{2}\right)$ — аргумент при максимальной магнитной индукции; $\alpha_{\min} = \arcsin\left(\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{2} \frac{y^2}{2}\right)$ — аргумент при минимальной магнитной индукции; $x = B_{\max}/B_s$, $y = B_{\min}/B_s$ — относительные значения максимальной и минимальной индукций.

Определим объем магнитопровода $V = Ql_{\text{cp}}$:

$$V = \frac{I_0 U_+}{f H_{\text{н}} B_s} \frac{2\tau}{T} \frac{\pi}{2\sqrt{2} \left[F(\alpha_{\max}, 1/\sqrt{2}) - F(\alpha_{\min}, 1/\sqrt{2}) \right]}.$$

Таким образом, объем магнитопровода дросселя зависит от условий его работы, материала магнитопровода и режима намагничивания.

Для упрощения анализа работы дросселя вводят *параметр режима работы*:

$$m = 2\sqrt{2} \frac{F(\alpha_{\max}, 1/\sqrt{2}) - F(\alpha_{\min}, 1/\sqrt{2})}{\pi},$$

в результате чего выражение для объема магнитопровода упрощается:

$$V = \frac{I_0 U_+ (2\tau/T)}{f H_n B_s} \frac{1}{m}.$$

Пульсации тока дросселя определяются коэффициентом k_n :

$$k_n = (I_{\max} - I_{\min}) \cdot 2I_0.$$

Коэффициент пульсации также находят по протяженности рабочего участка на кривой намагничивания:

$$k_n = \frac{1}{2I_0 W} (H_{\max} - H_{\min}).$$

Это уравнение можно привести к следующему виду:

$$k_n = \frac{2f B_M H_n V}{U_+ I_0 (2\tau/T)} \left(\frac{x}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{2} x^2\right)}} - \frac{y}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{2} y^2\right)}} \right).$$

Соотношение для оценки коэффициента пульсации:

$$k_n = (x - y) \left(\frac{x}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{2} x^2\right)}} - \frac{y}{\sqrt{\cos\left(\frac{\pi}{2} y^2\right)}} \right) \frac{1}{m}.$$

Разностью $(x - y)$ определяется максимальное значение переменной составляющей магнитной индукции, поэтому число витков в обмотке дросселя обратно пропорционально указанной разности:

$$W = U_+ \left(\frac{2\tau}{T} \right) 2f Q B_s (x - y).$$

Для конкретного магнитопровода заданного объема существует некоторое максимальное значение разности относительных индукций $(x - y)_{\max}$. Значению $(x - y)_{\max}$ соответствуют обмотки с наименьшим числом витков. Дроссель с заданным коэффициентом пульсации k_n при значениях $(x - y) > (x - y)_{\max}$ можно выполнить, приняв меньшее значение параметра режима m , т. е. выбрав магнитопровод большего объема. При заданной

площади окна магнитопровода, выбор которого 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, определяют по соотношению

$$N = \frac{m}{(x - y)^2}.$$

2. Для дросселей с минимальными объемом и массой и произвольным омическим сопротивлением обмотки

$$k_{\text{п min}} = 0,73m + 0,175m^2 \approx 0,73m;$$

$$N \approx \frac{m}{(0,5)^2 m^2} = \frac{4}{m};$$

$$(x - y)_{\text{min}} = 0,5m.$$

3. Для дросселей с минимальными объемом, массой и омическим сопротивлением обмотки

$$k_{\text{п0}} = 0,9m + 0,45m^2 \approx 0,9m;$$

$$N = \frac{1,57}{m};$$

$$(x - y)_0 = 0,798m.$$

Следует отметить, что с точки зрения технологии изготовления дроссели нетехнологичны и, кроме того, являются антеннами, собирающими электромагнитные помехи из окружающего пространства, что снижает электромагнитную совместимость разрабатываемых систем.

Тесты к лекции 1.8

1. Как задается рабочий режим дросселя?

а) максимальным значением и частотой приложенного к дросселю переменного напряжения, а также максимальным значением тока подмагничивания;

б) максимальным током;

в) максимальным значением и частотой приложенного к дросселю переменного напряжения;

г) максимальным значением и частотой приложенного к дросселю переменного напряжения.

2. Что делают для предотвращения насыщения магнитопровода дросселя?

- а) в нем предусматривают немагнитный зазор;
- б) в нем устанавливают вставку с большей, чем у основного материала дросселя, магнитной проницаемостью;
- в) ограничивают крутизну нарастания напряжения в цепи;
- г) шунтируют дроссель конденсатором.

3. Чем отличаются электромагнитные процессы в дросселях и трансформаторах?

а) основное различие заключается в том, что магнитный поток в магнитопроводе трансформатора определяется приложенным напряжением и практически не зависит от тока нагрузки, в то время как в магнитопроводе дросселя магнитный поток определяется током нагрузки;

- б) они всегда идентичны;
- в) они идентичны при равенстве частот приложенного напряжения;
- г) они идентичны при равенстве токов приложенного напряжения.

4. Какие типы дросселей существуют?

а) различают три основных типа дросселей: переменного тока (сглаживающие), дроссели фильтров выпрямителей и дроссели насыщения;

б) различают три основных типа дросселей: переменного тока, постоянного тока и дроссели насыщения;

в) различают два основных типа дросселей: переменного тока, постоянного тока;

г) различают три основных типа дросселей: высокочастотные, среднечастотные и низкочастотные.

5. Какие материалы используют для изготовления дросселей?

- а) ферромагнетики и диамагнетики;
- б) ферромагнетики;
- в) диамагнетики;
- г) парамагнетики.

1.9. ДИОДЫ В ИСТОЧНИКАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ И ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ К НИМ

Цель лекции — сформировать представление о применяемых для создания источников электропитания диодах и их основных технических характеристиках.

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 проверяют соответствие максимального значения тока допустимому уровню при заданных значениях длительности, частоты повторения или скважности импульсов.

Потери мощности $P_{\text{пр.ст}}$ в диоде при прямом включении в статическом режиме работы определяют 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. Этим временем определяются *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 частотой 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...0,30 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

становится соизмеримой с концентрацией доноров, удельное сопротивление кремния резко возрастает. Для исходного кремния с удельным сопротивлением $\rho = 40 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ и удельной концентрацией золота и доноров $N_3 = N_d = 10^{14} \text{ см}^{-3}$ минимальное время восстановления $t_{\text{вос.обр min}}$ определяется зависимостью

$$t_{\text{вос.обр min}} = 2,5 \cdot \frac{10^7}{N_3} = 0,25 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

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

Характеристики выпрямительных диодов со средним значением прямого тока не более 10 А приведены в табл. 1.19, а диодов со средним значением прямого тока более 10 А — в табл. 1.20.

Таблица 1.19

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 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
2Д303А	420 (600)	10,0	100,0	1	—
2Д303Б	560 (800)				
2Д303В	560 (800)				
2Д303Г	700 (1000)				
2Д303Д	700 (1000)				
2Д204А	400 (400)	0,4	0,8	50	1,500
2Д204Б	200 (200)	0,6	1,2		
2Д204В	50 (50)	1,0	2,0		
2Д206А	400	5,0	100,0	(1)	10,000
2Д206Б	500				
2Д206В	600				
2Д210А	800	10,0	50,0	(1)	—
2Д210Б	800				
2Д210В	1000				
2Д210Г	1000				
2Д212А	200 (200)	1,0	50,0	100	0,300
2Д212Б	100 (100)				
2Д213А	200 (200)	10,0	100,0	100	0,300
2Д213Б	200 (200)				0,170
2Д213В	100 (100)				0,300
2Д213Г	100 (100)				0,170

Продолжение табл. 1.19

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
2Д219А	15 (15)	10,0	250,0	(200)	—
2Д219Б	20 (20)				
2Д220А	400 (400)	3,0	60,0	(20)	1,000
2Д220Б	600 (600)				
2Д220В	800 (800)				
2Д220Г	1000 (1000)				
2Д220Д	400 (400)				
2Д220Е	600 (600)				
2Д220Ж	800 (800)				
2Д220И	1000 (1000)				
2Д222АС	20 (20)	3,0	—	(200)	—
2Д222БС	30 (30)				
2Д222ВС	40 (40)				
2Д222ГС	20 (20)				
2Д222ДС	30 (30)				
2Д222ЕС	40 (40)				
2Д230А	400 (400)	3,0	60,0	(500)	0,500
2Д230Б	600 (600)				
2Д230В	800 (800)				
2Д230Г	1000 (1000)				
2Д230Д	400 (400)	3,0	60,0	20	1,000
2Д230Е	600 (600)				
2Д230Ж	800 (800)				
2Д230И	1000 (1000)				
2Д230К	200 (200)			50	0,050
2Д120Л	100 (100)				0,500
2Д231А	150 (150)	10,0	$15I_{пр.ср}$	(200)	0,050
2Д231Б	200 (200)				0,050
2Д231В	150 (150)				0,100
2Д231Г	200 (200)				0,100
2Д234А	100 (100)	3,0	30,0	—	0,040
2Д234Б	200 (200)				
2Д234В	(400)				

Окончание табл. 1.19

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
2Д236А	600 (600)	1,0	30,0	(100)	0,115
2Д236Б	800 (800)				0,150
2Д237А	100 (100)	1,0	3,0	(300)	0,050
2Д237Б	200 (200)				
2Д238АС	25 (25)	7,5	15,0	(200)	—
2Д238БС	35 (35)				
2Д238ВС	45 (45)				
2Д245А	400 (400)	10,0	100,0	(200)	0,070
2Д245Б	200 (200)				
2Д251А	(50)	10,0	$15I_{пр. ср}$	(200)	0,050
2Д251Б	(70)				
2Д251В	(100)				
2Д251Г	(50)				0,100
2Д251Д	(70)				
2Д251Е	(100)				
2Д253А	800 (800)	3,0	10,0	100	0,220
2Д253Б	800 (800)	1,0	3,0		
2Д253В	600 (600)	3,0	10,0		
2Д253Г	600 (600)	1,0	3,0		
2Д253Д	400 (400)	3,0	10,0		
2Д253Е	400 (400)	1,0	10,0		
2Д254А	1000 (1000)	1,0	3,0	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)	3,0	6,0	(1000)	—
2Д255Б-5	80 (80)				
2Д255В-5	100 (100)				

Таблица 1.20

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	0,050
2Д239Б	150 (150)				
2Д239В	200 (200)				
2Д990А	600 (600)	20	100	(200)	0,150
2Д2990Б	400 (400)				
2Д2990В	200 (200)				
2Д2997А	200 (250)	30	100	(100)	0,200
2Д2997Б	100 (200)				
2Д2997В	50 (100)				
2Д2999А	200 (250)	20	100	(100)	0,200
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)	0,050
2Д299Б	70 (70)				
2Д299В	100 (100)				
2Д299Г	150 (150)			(10—200)	0,100
2Д299Д	200 (200)				
2Д299Е	100 (100)				
2Д288Ж	150 (150)				
2Д299И	200 (200)	30	600	(200)	—
2Д299А	15				
2Д299Б	25				
2Д299В	23	100	—	—	0,050
2ДЧ103-100	(20—150)				125
2ДЧ103-125		(20; 30; 40)	40	—	—
2ДШ11-32Х	40				
2ДШ11-40Х	50				
2ДШ11-50Х	63				
2ДШ11-63Х					

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. 1.20). Они отличаются малым падением напряжения при прямом токе ($U_{пр} \leq 0,68$ В) и сравнительно широким диапазоном рабочих частот (от 1 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 [17].

Диоды 2Д2995 применяются при обратном напряжении 50...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. 1.20 приведены также характеристики диодов типа 2ДЧ103. Зарубежные аналоги этих диодов в специальной литературе называют High efficiency 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 $t_{вос.обр}$ при изменении полярности напряжения с прямой на обратную. Напряжение на диодах, имеющих меньшее время восстановления, достигает пробивного значения $U_{проб}$ в первую очередь. Восстановившиеся диоды переходят в режим лавинного пробоя и находятся в этом режиме до восстановления остальных диодов. Таким образом, время, в течение которого в диодах выделяется повышенная мощность, определяется разностью промежутков времени восстановления $\Delta t_{вос.обр}$ в отдельных образцах. В реальных образцах высоковольтных диодов (например, 2Д226, 2Д230) эта разность может быть значительной.

Мощность тепловых потерь в диоде определяется выражением

$$P = IU_{л},$$

где I — ток через $p-n$ -переход; $U_{л}$ — напряжение лавинного пробоя.

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

$$I(t) = I_{пр.и} \frac{t}{t_{\phi}},$$

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

Среднюю мощность $P_{\text{ср}}$ тепловых потерь за промежутки времени $\Delta t_{\text{вос.обр}}$ определяют по уравнению

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} I_{\text{пр.и}} U_{\text{л}} \int_{t_{\text{вос.мин}}}^{t_{\text{вос.макс}}} \frac{t}{t_{\text{ф}}} dt = I_{\text{пр.и}} U_{\text{л}} f \frac{t_{\text{вос.обр.макс}}^2 - t_{\text{вос.обр.мин}}^2}{2t_{\text{ф}}},$$

где T — период следования импульсов тока через диод; $t_{\text{ф}}$ — длительность фронта.

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

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

С учетом зависимостей

$$t_{\text{вос.обр.макс}} - t_{\text{вос.обр.мин}} = \Delta t_{\text{вос.обр}};$$

$$\frac{t_{\text{вос.обр.макс}} - t_{\text{вос.обр.мин}}}{2} = t_{\text{вос.обр.ср}},$$

где $t_{\text{вос.обр.ср}}$ — среднее время восстановления, получим

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

После окончания первой фазы восстановления при переключении диода с прямого направления на обратное он переходит в режим лавинного пробоя, поэтому максимальное время восстановления $t_{\text{вос.обр.макс}}$ можно принять равным длительности его первой фазы:

$$t_{\text{вос.обр.1}} = \left[0,5 - 0,33 \exp\left(-\frac{t_{\text{ф.л}}}{\tau_{\text{эф}}}\right) \right] \tau_{\text{эф}},$$

где $t_{\text{ф.л}}$ — длительность фронта, отнесенная к одному диоду; $\tau_{\text{эф}}$ — эффективное время жизни неосновных носителей.

С учетом уравнения для $t_{\text{вос.обр.1}}$ зависимость $P_{\text{ср}}$ принимает вид

$$P_{\text{ср}} = \frac{I_{\text{пр.и}} U f}{t_{\text{ф}}} \left[0,5 - 0,33 \exp\left(-\frac{t_{\text{ф.л}}}{\tau_{\text{эф.макс}}}\right) \right] \tau_{\text{эф.макс}} \times \\ \times \left\{ 0,5 \Delta \tau_{\text{эф}} - 0,33 \left[-\tau_{\text{эф.макс}} \exp\left(-\frac{t_{\text{ф.л}}}{\tau_{\text{эф.макс}}}\right) - \tau_{\text{эф.мин}} \exp\left(-\frac{t_{\text{ф.л}}}{\tau_{\text{эф.мин}}}\right) \right] \right\}.$$

В режиме переключения номинального тока значение $\tau_{эф}$ можно принять равным значению $t_{вос.обр}$. В этом случае при длительности фронта $t_f \approx \tau_{эф} = 0,3$ мкс (характерной для диодов типа 2Д226) выделяемая в высоковольтном столбе средняя мощность

$$P_{ср} = 5 \cdot 10^{-3} I_{пр.и} U f \Delta t_{вос.обр}.$$

Таким образом, по известной разности промежутков времени восстановления можно определить мощность тепловых потерь. Выражение для $P_{ср}$ позволяет также решить обратную задачу: по заданному значению $P_{ср}$ определить значение $\Delta t_{вос.обр}$ и выбрать тип диода [1].

Тесты к лекции 1.9

1. Для чего используются диоды в источниках электропитания?

- а) для блокировки транзисторных ключей в обратном направлении;
- б) для обеспечения проводимости;
- в) для выпрямления переменного напряжения.
- г) все перечисленное выше верно.

2. Какой тип диодов обладает наибольшим быстродействием?

- а) Шоттки;
- б) туннельный;
- в) Ганна;
- г) Зенера.

3. Чем определяются динамические потери диода?

- а) временем перехода из открытого состояния в закрытое;
- б) временем перехода из закрытого состояния в открытое;
- в) средним значением прямого тока через диод;
- г) все значения основных параметров влияют на динамические потери.

4. Что мешает собирать из диодов высоковольтные столбы без предварительного их отбора?

- а) различие во времени восстановления;
- б) различие в обратных напряжениях;
- в) различие в допустимых значениях прямого тока;
- г) отбор не нужен.

5. Возможно ли параллельное включение диодов?

- а) суммарное среднее значение прямого тока через диоды не должно превышать 0,7 от суммы максимально допустимых значений среднего прямого тока для соответствующей температуры корпуса;
- б) нет;
- в) только для постоянного тока;
- г) только для переменного тока.

1.10. ТРАНЗИСТОРЫ В ИСТОЧНИКАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Цель лекции — сформировать представление о применяемых для создания источников электропитания транзисторах и их основных технических характеристиках.

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

1.10.1. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Транзисторы в силовых узлах ИЭП импульсного действия работают в ключевом режиме, для которого характерны 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 долей 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. 1.41). 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) определяют 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 значений напряжения и тока, не вызывающих вторичный пробой транзисторной структуры.

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

Положение 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, чем мощность в режиме прямого смещения при включении 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 на 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 возрастанию числа 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. 1.41 штриховыми линиями показано смещение отрезков 2, 3 и 4 для различных значений длительности импульсов $t_{и1} > t_{и2} > t_{и3} > t_{и4}$.

При длительности импульса около десятков микросекунд работа транзистора определяется только максимальным током и мощностью вторичного пробоя (отрезок 3 укорачивается до нуля). Допустимый максимальный импульсный ток, как правило, в 2—3 раза превышает допустимый максимальный постоянный ток.

В технических условиях область безопасной работы обычно приводится для определенной температуры корпуса транзистора (рис. 1.42). Для иного значения температуры необходимо учитывать перемещение отрезка 3 в соответствии с зависимостью допустимой рассеиваемой мощности $P_{рас}$ от температуры корпуса θ_k :

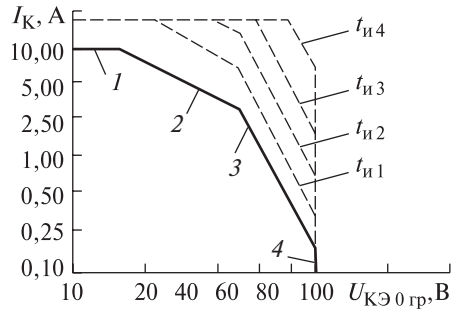


Рис. 1.41. Области безопасной работы транзистора при различной длительности импульсов $t_{и}$:

1—4 — отрезки, ограничивающие область безопасной работы

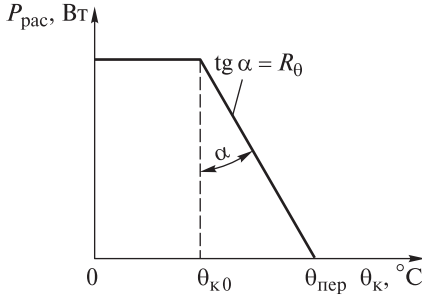


Рис. 1.42. Зависимость допустимой рассеиваемой мощности $P_{\text{рас}}$ от температуры корпуса $\theta_{\text{к}}$

$$P_{\text{рас}} = \frac{\theta_{\text{пер}} - \theta_{\text{к}}}{R_{\theta}},$$

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

Температуру корпуса $\theta_{\text{к0}}$, при превышении которой начинается снижение допустимой рассеиваемой мощности (см. рис. 1.42), определяют по уравнению

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

где $P_{\text{рас.ном}}$ — номинальная длительно рассеиваемая мощность.

Положение отрезка 3 (см. рис. 1.41) незначительно зависит от температуры корпуса, особенно при токовом вторичном пробое. Отрезки 1 и 4 описываются в технических условиях для всего интервала рабочих температур. Потери мощности в транзисторах, работающих в режиме переключения, состоят из статических и динамических потерь. Статические потери $P_{\text{ст}}$ определяются суммой потерь в состояниях насыщения $P_{\text{нас}}$ и отсечки $P_{\text{отс}}$:

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

Здесь $I_{\text{д}}$ — действующее значение тока транзистора; $R_{\text{нас}} = U_{\text{КЭнас}} / I_{\text{Кном}}$ — сопротивление насыщения ($U_{\text{КЭнас}}$ — остаточное напряжение в режиме насыщения в силовой цепи; $I_{\text{Кном}}$ — номинальный ток коллектора); $I_{\text{Бср}}$ — среднее значение тока базы; $U_{\text{БЭнас}}$ — остаточное напряжение в режиме насыщения во входной цепи; $I_{\text{КЭ}}$ — ток коллектора закрытого транзистора; $U_{\text{КЭ}}$ — напряжение на закрытом транзисторе; $\lambda = t_{\text{и}} / T$ — коэффициент заполнения ($t_{\text{и}}$ — длительность импульса; T — период).

Динамические потери мощности $P_{\text{дин}}$ вычисляют по уравнению

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

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

Значения $t_{\text{вкл}}$ и $t_{\text{выкл}}$ определяют после приведения импульса мощности к прямоугольной форме с амплитудами $P_{\text{и.вкл}}$ и $P_{\text{и.выкл}}$ методом равенства площадей. 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_K , на канал X — напряжение $U_{ЭК}$.

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

- время рассасывания t_{pac} — для обеспечения быстродействия ключа (должно быть минимальным);
- время включения (нарастания тока) $t_{вкл}$ и выключения (спада тока) $t_{выкл}$ — для снижения динамических потерь (минимально);
- ток загрузки $I_{Kкл}$ — классификационный ток, превышение значения которого технически нецелесообразно;
- потери $P_{нас}$ во включенном состоянии (минимальные);
- коэффициент передачи тока транзистора в ключевом режиме $h_{21 нас}$, 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 тока $h_{21 нас}$ при выборе транзистора для маломощных устройств управления или для синхронного выпрямителя. При больших рабочих токах важное значение приобретает напряжение $U_{КЭ нас}$.

Параметры транзистора при работе в режиме переключения могут быть найдены с учетом определенного значения *классификационного тока* загрузки транзистора $I_{Kкл}$, которое является предельным при выборе рабочего тока коллектора I_K . Значение классификационного тока для транзистора конкретного типа выбирают по соображениям технической целесообразности и определяют 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: $h = \frac{I_K}{I_B} U_{нас min}$. Его значение меняется при изменении тока коллектора. Ухудшение передаточных свойств транзистора с увеличением тока приводит к неравномерному изменению мощности статических потерь в транзисторе. При коллекторном токе, равном току $I_{Kкл}$, на графике зависимости $h(I_K)$ имеется точка перегиба (рис. 1.43). Наличие этой точки обусловлено в основном более резким увеличением потерь мощности в базовой цепи $P_{БЭ нас}$ при превышении током коллектора значения $I_{Kкл}$.

На практике чаще используют зависимость

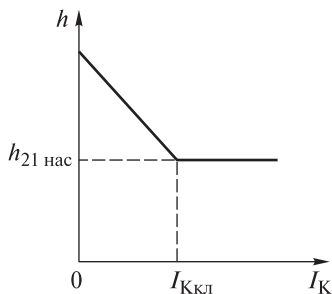


Рис. 1.43. Зависимость коэффициента передачи тока транзистора в режиме минимальных потерь от тока коллектора

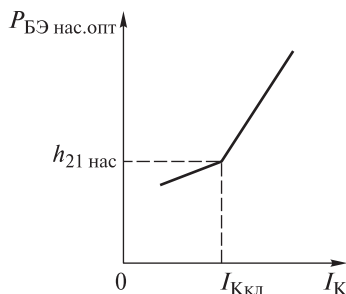


Рис. 1.44. Зависимость потерь в базовой цепи транзистора в режиме оптимального насыщения

$$P_{БЭ нас. опт} = U_{КЭ} \frac{I_K}{h},$$

точка перегиба которой определяет искомое значение классификационного тока (рис. 1.44). Рекомендуемые значения классификационных токов нагрузки транзисторов некоторых типов при работе в ключевом режиме приведены ниже:

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

1.10.2. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ

Полевые транзисторы в настоящее время получили широкое распространение во всех областях электронной техники, в частности в ИЭП, постепенно вытесняя биполярные транзисторы. Разработано большое число 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 для управления полевым транзистором необходимо приложение 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 мощность управляющего сигнала.

Второе отличие полевого транзистора от биполярного — отсутствие неосновных носителей, что снижает время рассасывания практически до нуля.

Важным свойством полевых транзисторов является повышенная теплоустойчивость. Повышение 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. 1.45 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 позволяет соединить отдельные элементы структуры параллельно и создать короткое замыкание между областями n^+ - и n^- -истока. Вследствие этого образуется короткое замыкание между базой и эмиттером паразитного вертикального биполярного транзистора $n^+ - p - n^-$. Это необходимо для того, чтобы избежать включения транзистора во время динамических процессов, например вследствие высокой скорости нарастания напряжения. В то же время образуется внутренний обратный диод между

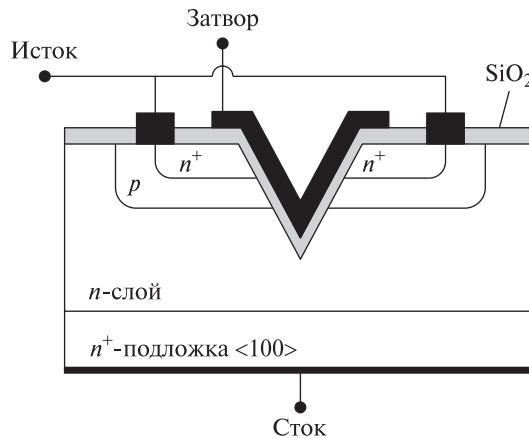


Рис. 1.45. Структура вертикального МДП-транзистора

базой и коллектором ($p - n$ -переход), так что при отрицательном напряжении между стоком и истоком МДП-транзистор проводит обратный ток.

Принцип работы МДП-транзистора поясняет рис. 1.46. В закрытом состоянии (рис. 1.46, а) под затвором образуется зона объемного заряда $3O3$, что препятствует протеканию тока стока. Электрическая прочность перехода, как и у диодов, зависит от степени легирования и толщины n -области: чем меньше легирующих элементов и больше толщина, тем выше пробивное напряжение. Обратный ток стока незначителен и составляет несколько наноампер.

При положительном напряжении между затвором и истоком происходит инжекция носителей заряда, канал переходит от закрытого состояния в открытое — проводящее и МДП-транзистор открывается (рис. 1.46, б). Ток стока течет только тогда, когда управляющее напряжение $U_{зи}$ превышает

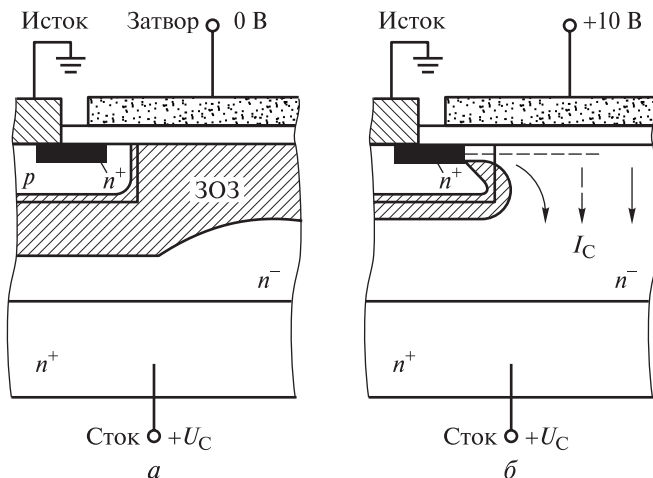


Рис. 1.46. Принцип работы МДП-транзистора:

а — закрытое состояние; *б* — открытое состояние

пороговое напряжение затвора $U_{\text{зи пор}}$, которое составляет 2,1...4,0 В, и имеет отрицательный температурный коэффициент. Этим достигается собственная термическая стабильность при высоких значениях тока (вторичный пробой отсутствует). При повышении управляющего напряжения сверх порогового напряжения затвора ток стока увеличивается в соответствии с передаточной характеристикой (рис. 1.47, *а*), а при управляющем напряжении ниже порогового напряжения затвора транзистор полностью заперт. В то же время отрицательное управляющее напряжение затвора не повышает степень запираания транзистора. Максимальное значение управляющего напряжения составляет $\pm (20...30)$ В в зависимости от типа транзистора. Даже кратковременное превышение этого значения недопустимо, иначе транзистор может выйти из строя.

Выходные характеристики МДП-транзистора (см. рис. 1.47, *б*, *в*) содержат важную информацию о взаимосвязи между током стока I_C , напряжением сток—исток $U_{\text{си}}$ и управляющим напряжением затвор—исток $U_{\text{зи}}$. В открытом состоянии транзистор можно рассматривать как резистор с омическим сопротивлением, 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 1,0...1,5 В.

Типовая область безопасной работы МДП-транзистора при постоянном токе стока и в импульсном режиме приведена на рис. 1.48. Следует отметить высокую нагрузочную способность транзистора по току. Например, допустимый ток стока в импульсном режиме в 4 раза выше номинального. Допустимый ток стока определяет, помимо граничного постоянного тока стока, полное термическое сопротивление R_T (кристалл — охлаждающая среда).

Вследствие малого времени переключения больших токов появляются пиковые напряжения, которые могут превышать пробивное напряжение транзистора $U_{\text{си проб}}$. Как показано на рис. 1.47, *з*, температура канала $T_{\text{кан}}$

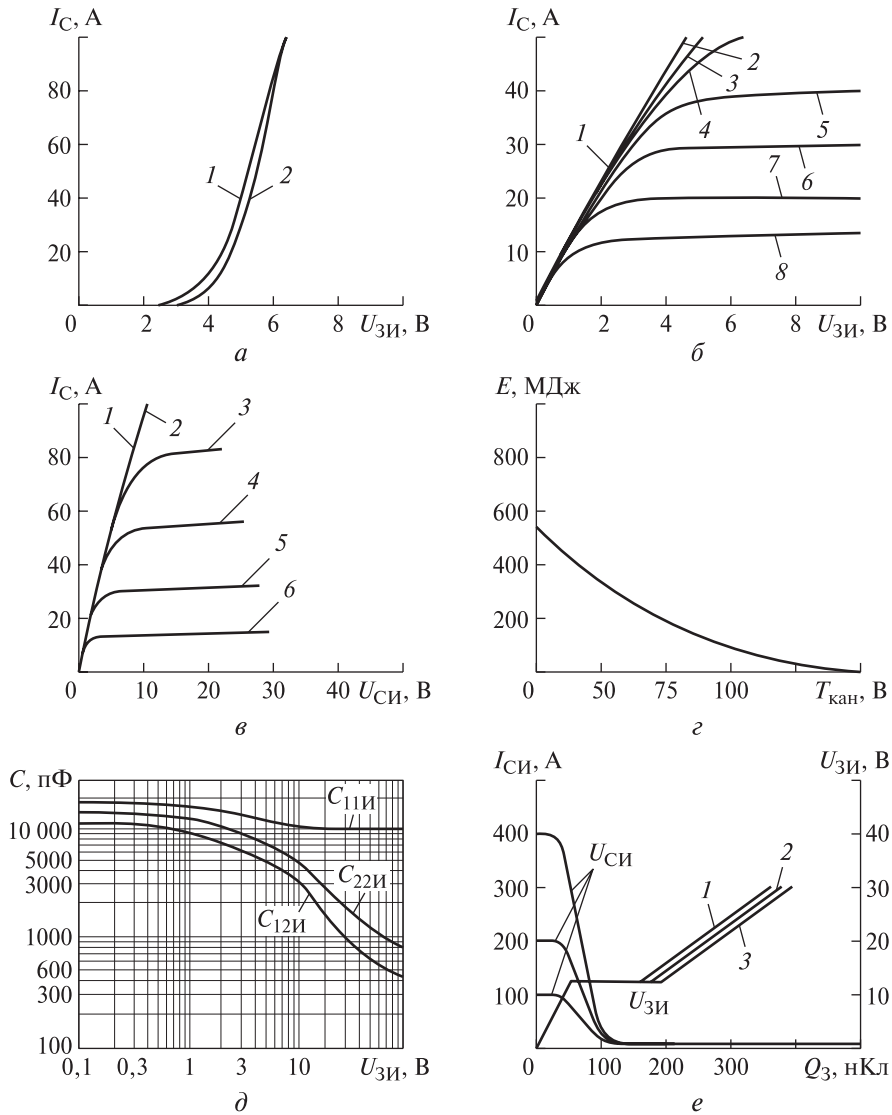


Рис. 1.47. Характеристики МДП-транзистора типа 2SK3131:

a — передаточные характеристики при $U_{СИ} = 20$ В (1 — $T_{кан} = 100$ °С; 2 — $T_{кан} = 25$ °С);
б — выходные характеристики при $T_{кан} = 25$ °С 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 $T_{кан} = 25$ °С 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 — $U_{ЗИ} = 5,25$ В; 6 — $U_{ЗИ} = 5$ В); *з* — допустимая энергия при лавинном пробое при $I_C = 50$ А, $U_{ВХ} = 90$ В, $L = 375$ мкГн; *д* — зависимости емкости транзисторов от напряжения $U_{СИ}$; *е* — зависимости напряжений $U_{СИ}$ и $U_{ЗИ}$ от полного заряда затвора Q_3 при $I_C = 50$ А, $T_{кан} = 25$ °С (1 — $U_{СИ} = 100$ В; 2 — $U_{СИ} = 400$ В)

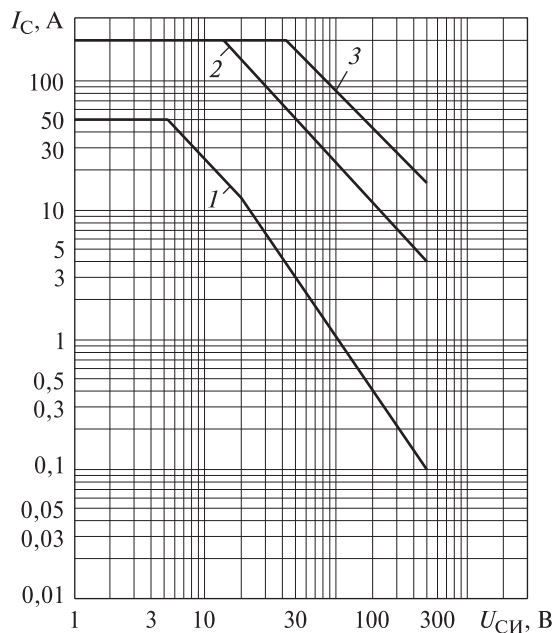


Рис. 1.48. Типовая область безопасной работы МДП-транзистора:

1 — при постоянном токе; 2 — при импульсном режиме, $t_n = 1$ мс; 3 — при импульсном токе, $t_n = 100$ мкс

ограничивает допустимую энергию E , которая может выделяться в транзисторе. На практике необходимо учитывать, что в транзисторе возникают потери переключения и от прямого тока.

Упрощенная эквивалентная схема МДП-транзистора приведена на рис. 1.49. Поскольку на одной подложке обычно находится более 10 тыс. параллельно включенных отдельных транзисторов, эквивалентная схема дает

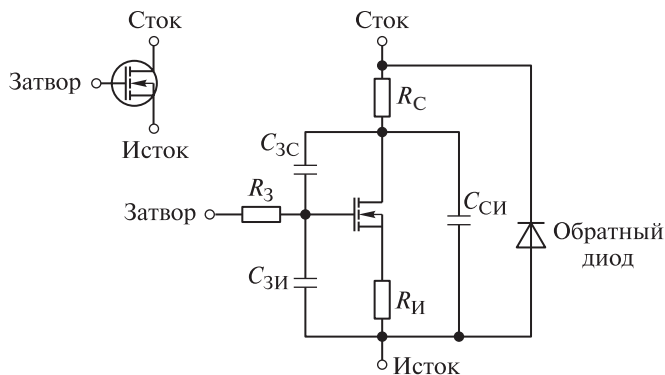


Рис. 1.49. Упрощенная эквивалентная схема МДП-транзистора

лишь некоторое приближенное представление о реальной конструкции. Паразитные емкости и сопротивления являются распределенными и зависят от напряжения сток—исток. Большое влияние на процесс переключения имеет *емкость Миллера* C_{Mi} , т. е. емкость между затвором и стоком $C_{ЗС}$. Она существенно зависит от напряжения. На рис. 1.47 показано изменение емкостей: входной $C_{11и}$, проходной $C_{12и}$, выходной $C_{22и}$ — в зависимости от напряжения $U_{СИ}$. Измерение отдельных емкостей возможно только как связанных величин.

Основной проблемой применения МДП-транзистора является наличие сопротивления в открытом состоянии $R_{СИ\text{откр}}$. Сопротивление 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.

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

В процессе переключения управление МДП-транзистором производится напряжением. В связи с этим для управления по затвору необходима незначительная мощность. Однако всякое изменение режима требует перезаряда входных емкостей $C_{11и} \approx C_{ЗИ} + C_{ЗС}$. 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 накладываются повышенными потерями переключения, а снизу — током перезаряда входных емкостей и колебаниями, вызванными индуктивностью управляющего контура. На рис. 1.50 приведены типовые характеристики тока и напряжения в режимах включения и выключения МДП-транзистора при омической и индуктивной нагрузках (масштабы $U_{ЗИ}$ и $U_{СИ}$ различны).

В процессе включения при подаче управляющего напряжения на МДП-транзистор в момент t_0 растет напряжение затвор—исток $U_{ЗИ}$ в соответствии с зарядом входных емкостей. Когда в момент t_1 напряжение достигает порогового напряжения затвора $U_{ЗИ\text{пор}}$, ток стока I_C начинает возрастать, а напряжение сток—исток $U_{СИ}$ при омической нагрузке — спадать. В момент t_2 напряжение сток—исток $U_{СИ}$ равно напряжению затвор—исток $U_{ЗИ}$ 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. Следует иметь в виду, что высокая скорость нарастания тока стока при низкоомном управлении МДП-транзистором может вызывать перенапряжения в схеме. В течение времени от t_4 до t_6 транзистор снова работает в режиме интегратора Миллера.

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

Интервал между моментом времени, когда напряжение $U_{ЗИ}$ достигает 10 % его конечного значения, и моментом времени, когда оно уменьшается до 10 % его 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

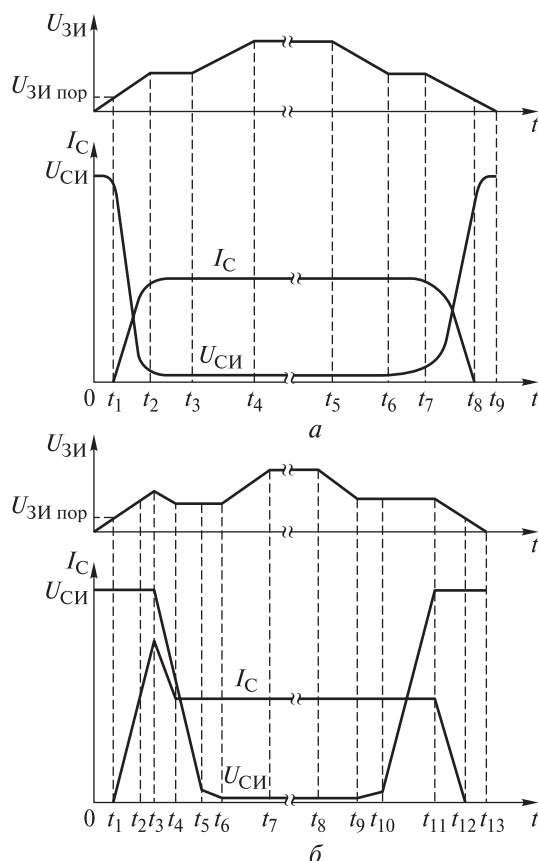


Рис. 1.50. Типовые характеристики тока и напряжения в режимах включения и выключения МДП-транзистора: *а* — при омической нагрузке; *б* — при индуктивной нагрузке

затвор—исток спадает, ток стока не изменяется. В течение времени от t_6 до t_7 (или от t_9 до t_{10} при индуктивной нагрузке) транзистор опять действует 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 спадает. В случае индуктивной нагрузки ток стока вследствие действия индуктивности остается постоянным до момента t_{11} , когда ток нагрузки переходит на включенный параллельно катушке 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 % его начального значения, и моментом времени, когда напряжение $U_{си}$ достигнет 90 % своего конечного значения, называется *временем выключения* $t_{\text{выкл.}}$.

1.10.3. ТРАНЗИСТОР МДП 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. Так, у биполярного транзистора 1GR4PC40D заряд обратного восстановления диода $Q_{\text{вос}} = 100$ нКл, время обратного восстановления $t_{\text{вос}} = 50$ нс. У транзистора МДП типа 2SK3131 заряд обратного восстановления внутреннего диода $Q_{\text{вос}} = 380$ нКл, 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 очевидно, что 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 открыт. В противном случае емкость затвор—исток заряжается через емкость затвор—сток и транзистор включается без управляющего сигнала. Чтобы этого избежать, нужно включить низкоомный резистор 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 (см. рис. 1.47, е), состоящий из заряда затвор—исток $Q_{зи}$ и заряда затвор—сток $Q_{зс}$.

В этом случае максимальный управляющий ток определяется выражением

$$I_3 = \frac{Q_3}{t_{\text{вкл}}},$$

управляющая мощность — выражением

$$P_3 = Q_3 U_{3\text{и}} f,$$

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 обеспечиваются заряд и разряд входной емкости $C_{11\text{и}}$ транзистора, при этом напряжение затвора между циклами перезаряда должно оставаться постоянным, а влияние со стороны стока — быть минимальным;
- возможностью настройки времени нарастания фронта при сохранении низкого сопротивления, при этом, помимо подбора RC -цепочки, существуют и другие варианты изменения переключающего фронта (рис. 1.51);
- плавающим потенциалом транзисторов в мостовых схемах, поскольку работа транзисторов в мостовых схемах, например в инверторах, требует

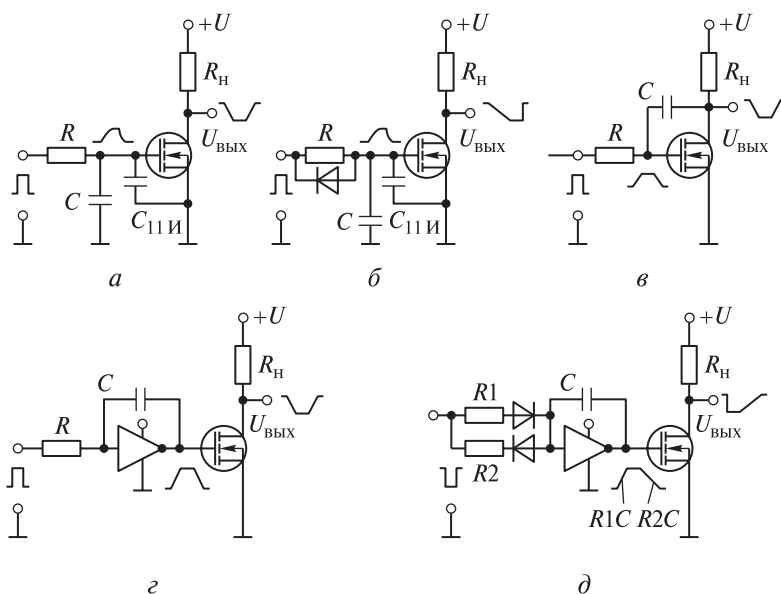


Рис. 1.51. Варианты схем управления МДП-транзистором для изменения крутизны управляющего сигнала с помощью:

a — RC -цепочки; $б$ — диода; $в$ — емкости обратной связи; $г, д$ — интегратора

потенциальной развязки; чтобы избежать влияния на управляющее устройство, необходимо обеспечивать малые емкостные связи;

— управляющим напряжением при выключении транзисторов, а так как 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, при этом целесообразно размещение усилителя управления непосредственно вблизи 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 увеличивается, ток стока уменьшается и устойчивое состояние восстанавливается. При параллельном соединении транзисторов необходимо соблюдение следующих правил:

- применение транзисторов одного типа;
- в зависимости от обстоятельств — отбор транзисторов по пороговому напряжению затвора;
- симметричное расположение транзисторов на стороне нагрузки;
- малая длина проводов (низкая индуктивность);
- минимальные емкостные связи;
- взаимная развязка затворов с помощью резисторов развязки (сопротивление 10 до 100 Ом для каждого транзистора) или применение отдельных схем управления (рис. 1.52).

Рассмотрим особенности построения схем управления работой МДП-транзистора. Простейшая схема управления приведена на рис. 1.53, а.

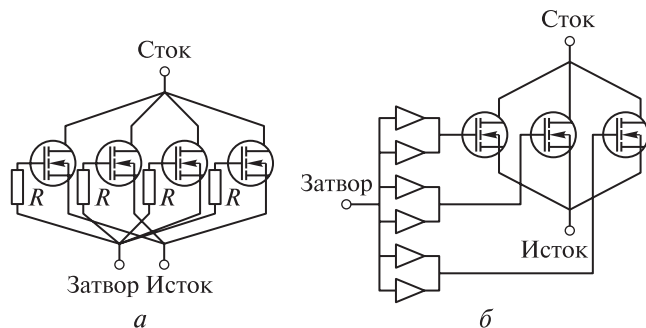


Рис. 1.52. Управление параллельно включенными МДП-транзисторами по цепям затворов с помощью:

а — резисторов; б — операционных усилителей

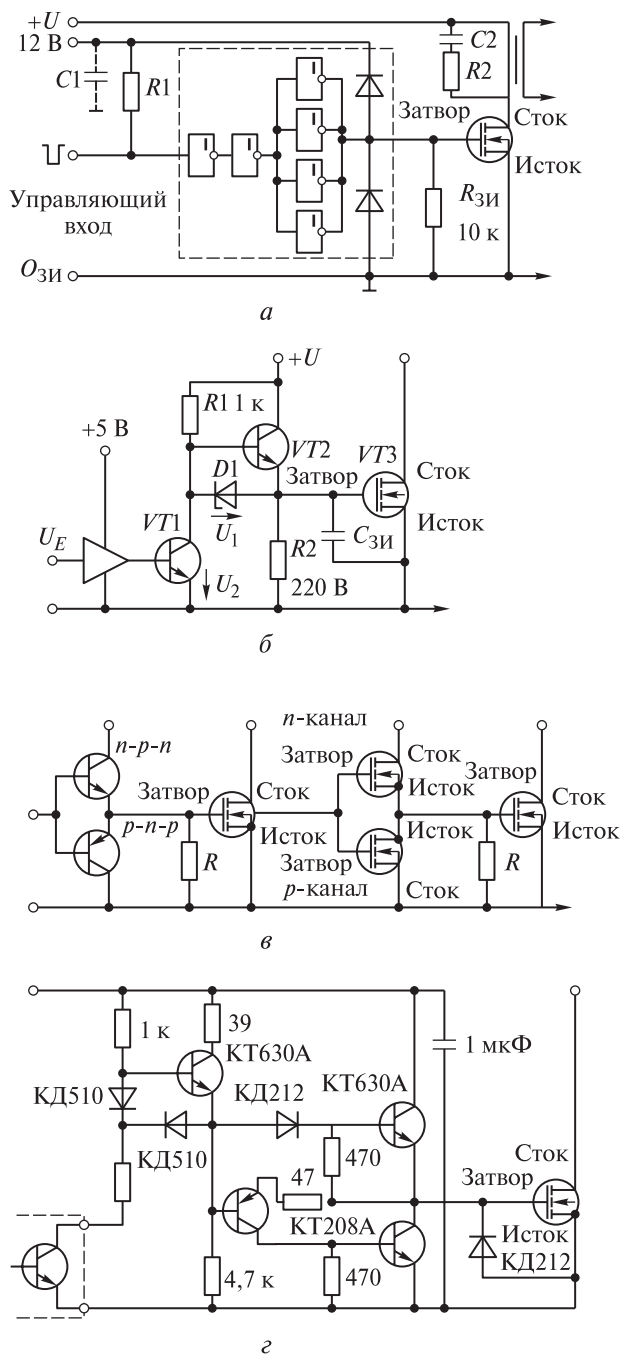


Рис. 1.53. Варианты схем управления МДП-транзисторами

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. 1.53, б). В усилителе на рис. 1.53, в используется схема с эмиттерным повторителем. Быстродействующая схема управления с усилителем по схеме Дарлингтона на комплементарных транзисторах показана на рис. 1.53, г.

Важным условием работы МДП-транзистора в ИЭП является его *защита от перенапряжения*. Благодаря устойчивости МДП-транзистора к лавинному пробую перенапряжения опасны только в случае короткого замыкания, когда значения токов пробоя превышают допустимые. Эффективную защиту можно обеспечить работой по схеме с диодом Зенера (рис. 1.54). Диод Зенера $V3$ защищает электрод затвора от перенапряжения. Диод выбирается для конкретных значений напряжения и ударного тока. Дополнительный диод Зенера $V1$ 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 диода Зенера, порогового напряжения диода и порогового напряжения затвора, то транзистор включается. Открытие транзистора препятствует его разрушению в результате неконтролируемого пробоя. Различают два вида короткого замыкания: МДП-транзистор включается в режиме короткого замыкания; короткое замыкание происходит при открытом состоянии МДП-транзистора.

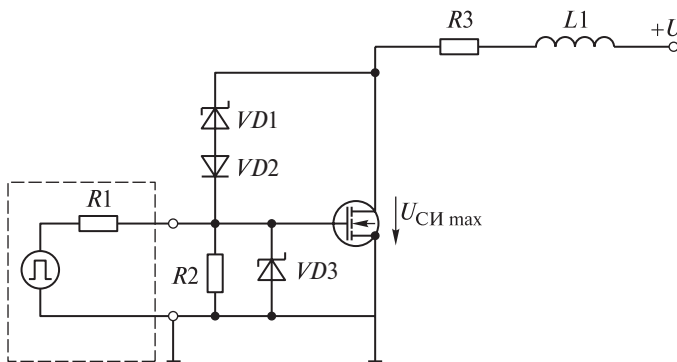


Рис. 1.54. Защита МДП-транзистора от перенапряжения в схеме с диодом Зенера

Защита от короткого замыкания осуществляется контролем напряжения сток–исток транзистора. Контроль должен начинаться при включении транзистора по истечении времени запаздывания в момент, когда напряжение сток–исток достигает стационарного значения. Вследствие этого короткое

замыкание первого вида определяется с задержкой, а короткое замыкание второго вида — без задержки. Время запаздывания следует выбирать меньшим, чем самая малая длительность импульса из области безопасной работы МДП-транзистора (см. рис. 1.48). При превышении допустимого значения напряжения сток—исток рекомендуется выключить транзистор как можно быстрее.

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. 1.21.

Таблица 1.21

**Значения параметров некоторых импортных МДП-транзисторов
(тип проводимости — n , $U_{СИ\text{отк}} = 500 \text{ В}$)**

Тип транзистора	I_C , А	$R_{СИ}$, Ом	$P_{\max}$, Вт	Тип корпуса
1RFP460	20	0,270	—	ТО-247
MTY30N50E	30	0,150	300	ТО-264
2SK3131	50	0,085	250	ТО-3P(L)

Параметры некоторых отечественных МДП-транзисторов с горизонтальной и вертикальной структурами приведены в табл. 1.22 и 1.23 соответственно.

Таблица 1.22

Значения параметров отечественных МДП-транзисторов с горизонтальной структурой

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

Примечание. Здесь S — крутизна ВАХ.

Таблица 1.23

Значения параметров отечественных МДП-транзисторов с вертикальной структурой

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

Примечание. Здесь $P_{рас}$ — мощность рассеяния.

1.10.4. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ

Биполярный транзистор с изолированным затвором (БТИЗ, IGBT) является комбинацией биполярного и МДП-транзистора (рис. 1.55) и отличается по структуре от МДП-транзисторов p^+-n -переходом на стороне стока (коллектора). Управление биполярным транзистором с изолированным затвором, как и МДП-транзистором, осуществляется напряжением затвора, поэтому мощность управления сравнительно мала.

Достаточно высокое напряжение затвора $U_{зэ}$ вызывает инжекцию электронов в канале. Образующийся ток электронов, в свою очередь, приводит

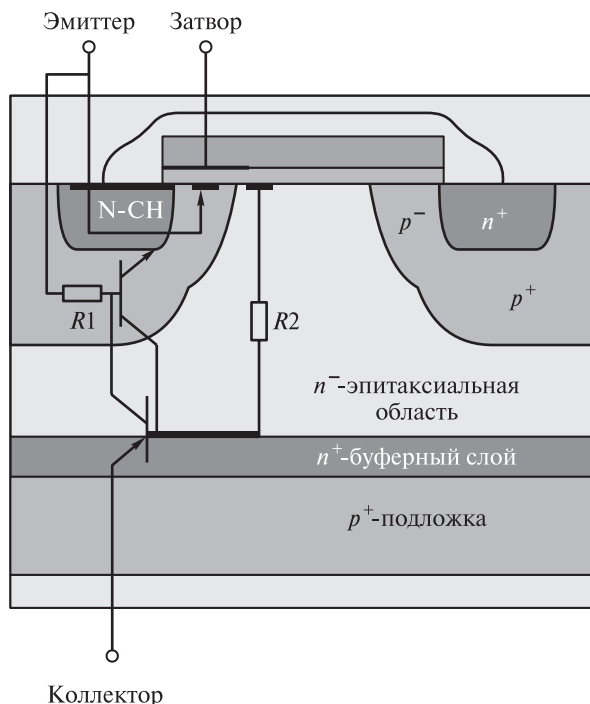


Рис. 1.55. Структура n -канального БТИЗ (IGBT)

к инжекции носителей заряда (дырок) в базовую зону n^- . Вследствие этого, по сравнению с МДП-транзистором, снижается сопротивление в открытом состоянии и БТИЗ работает как биполярный транзистор. Максимальное запирающее напряжение коллектор–эмиттер можно использовать без временного ограничения в стационарном закрытом состоянии и без необходимости высокой скорости переключения как в начале, так и в конце процессов. Для обеспечения низкого напряжения в открытом состоянии и высокой скорости переключения в схемах с БТИЗ отказываются от запираения в обратном направлении. В связи с этим в БТИЗ-модулях параллельно транзистору включают быстродействующий диод.

Поскольку БТИЗ, как и МДП-транзисторы, управляются не током, а напряжением, БТИЗ с одинаковыми параметрами можно соединять параллельно без выравнивающих резисторов в цепях эмиттеров.

Выходные характеристики БТИЗ типа BMS300GA120DN2 (рис. 1.56) показывают, что при определенном значении тока коллектора I_K напряжение коллектор–эмиттер $U_{КЭ}$ уменьшается с повышением напряжения затвора $U_{ЗЭ}$ до значения насыщения $U_{КЭ\text{нас}}$. 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. 1.57, а. Из характера изменения области

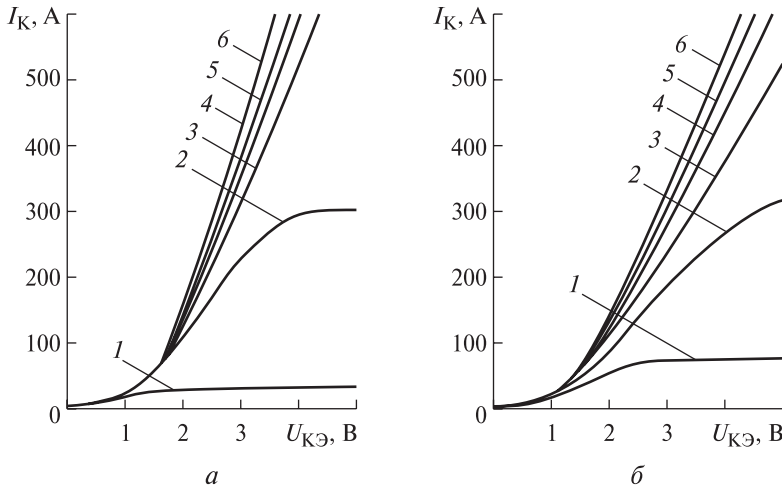


Рис. 1.56. Выходные характеристики БТИЗ типа BMS300GA120DN2:
 а — $t_{и} = 80$ мкс; $T_{кан} = 25$ °C; б — $t_{и} = 80$ мкс; $T_{кан} = 125$ °C; 1 — $U_{зэ} = 7$ В;
 2 — $U_{зэ} = 9$ В; 3 — $U_{зэ} = 11$ В; 4 — $U_{зэ} = 13$ В; 5 — $U_{зэ} = 15$ В; 6 — $U_{зэ} = 17$ В

безопасной работы следует, что 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.

В течение времени короткого замыкания вследствие нагревания прибора падает коллекторный ток. Режим короткого замыкания при открытом транзисторе (короткое замыкание второго вида) является опасным.

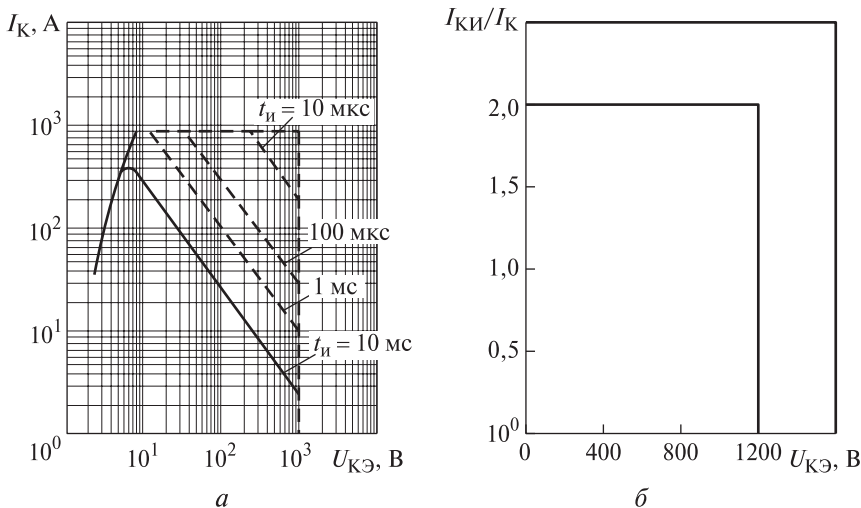


Рис. 1.57. Область безопасной работы БТИЗ типа BMS300GA120DN2:
 а — при постоянном токе и импульсном режиме; б — при выключении

Возрастающий 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 вследствие паразитных индуктивностей возникают перенапряжения. Чтобы их избежать, рекомендуется ограничивать напряжение затвора, например диодом Зенера. Биполярные транзисторы с изолированным затвором устойчивы при коротком замыкании до достижения полного предельного напряжения коллектор—эмиттер.

Эквивалентная схема БТИЗ приведена на рис. 1.58. 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 транзистором нельзя будет управлять. Проводимости в обратном направлении, как и у МДП-транзистора, не существует вследствие дополнительного коллекторного $p-n$ -перехода.

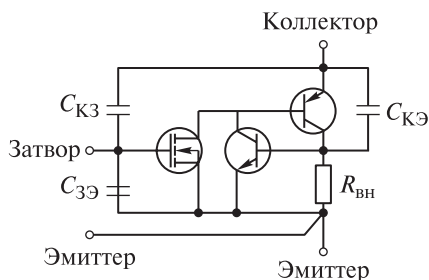


Рис. 1.58. Эквивалентная схема БТИЗ

Рассмотрим процессы, происходящие в БТИЗ при его работе. Свойствами униполярного и биполярного транзисторов определяются процессы переключения, характеризующиеся изменениями напряжения и тока (рис. 1.59). Если затвор и эмиттер короткозамкнуты, то 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 $U_{ЗЭ\text{пор}}$ включается МДП-транзистор, так что коллекторный ток I_K почти скачкообразно возрастает (см. рис. 1.59). После этого коллекторный ток повышается вследствие инжекции дырок из p^+ -области эмиттера, причем снижается внутреннее сопротивление $R_{ВН}$ и дополнительные дырки проходят к эмиттеру через $p-n-p$ -транзистор. Нарастанием коллекторного тока последнего определяется время включения БТИЗ. В полумостовых и мостовых схемах через открывающийся транзистор протекают ток нагрузки (ограниченный параметрами нагрузки) и ток через обратный диод противоположного транзистора (в зарубежной литературе противоположный транзистор и соответствующий ему обратный диод называют

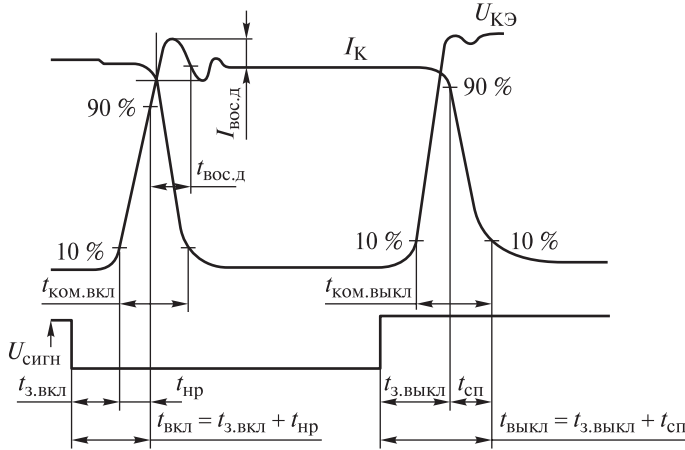


Рис. 1.59. Характеристики тока и напряжения при включении и выключении БТИЗ:

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

оппозитными), ограниченный только характеристиками проводимости. На рис. 1.60 приведены осциллограммы изменения тока и напряжения коллектора транзистора, включающегося на индуктивную нагрузку в полумостовой схеме при использовании быстрого (рис. 1.60, а) или идеального (рис. 1.60, б) противоположного диода. Различие между осциллограммами показывает вклад процесса обратного восстановления диода в энергию включения. Этот вклад, как правило, учитывается в значении энергии

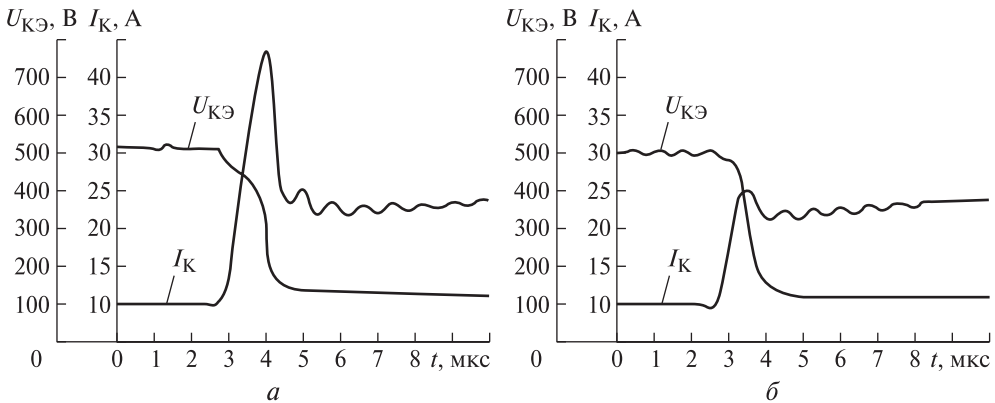


Рис. 1.60. Осциллограммы изменения тока и напряжения коллектора транзистора, включенного на индуктивную нагрузку в полумостовой схеме:

а — с быстрым диодом; б — с идеальным диодом

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 в режиме тяжелого переключения, т. е. при большом токе и высоком напряжении одновременно.

Для выключения БТИЗ отрицательного управляющего напряжения не требуется. Достаточно замкнуть накоротко затвор с эмиттером, и емкость между затвором и эмиттером будет разряжаться. Когда напряжение затвора становится ниже порогового значения, канал исчезает и электропитание n^- -зоны с электронами прерывается.

В силу рекомбинации остальных накопленных носителей заряда в n^- -области поддерживается остаточный ток, который почти не зависит от температуры кристалла. На рис. 1.61 приведены осциллограммы выключения БТИЗ, на которых виден процесс затягивания тока в то время, когда напряжение $U_{\text{КЭ}}$ достигло максимального значения.

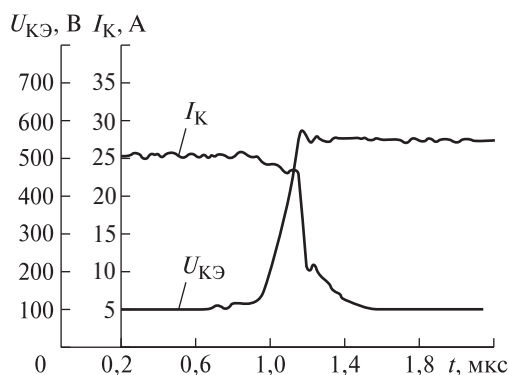


Рис. 1.61. Осциллограммы выключения БТИЗ

Остаточный ток можно снизить различными способами, однако полностью избавиться от него не удастся, поэтому энергия выключения всегда больше энергии включения (рис. 1.62). 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 обуславливают рост потерь проводимости. В свою очередь, снижение статических потерь вследствие увеличения коэффициента передачи $p-n-p$ -транзистора и уменьшения напряжения насыщения приводит к возрастанию потерь переключения. В связи с этим для использования при разных частотах переключения выпускаются БТИЗ с различным быстродействием. 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;

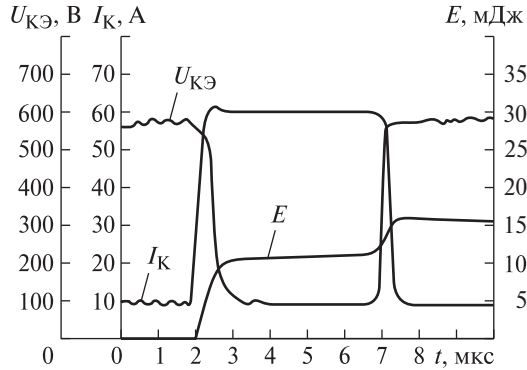


Рис. 1.62. Осциллограммы переключения БТИЗ и энергия потерь

категория F (fast speed) для частот 3...10 кГц и категория S (standart speed) для частот 1...3 кГц.

Время включения или выключения транзистора можно установить с помощью резисторов R_1 или R_2 (рис. 1.63). 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.

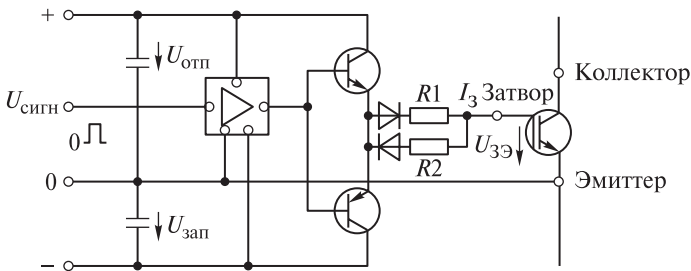


Рис. 1.63. Схема управления переключением БТИЗ

Суммарными потерями включения БТИЗ и потерями выключения диода, а также временем задержки включения определяют максимальный коллекторный ток и максимальная частота переключения. На практике выбирают значение $R_1 \leq 50$ 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 в соответствии с соотношением $R_2 \leq R_1 + 18 \text{ Ом}$.

Выпускаются БТИЗ в виде отдельных приборов в пластмассовом корпусе и в виде модулей по различным схемам с внутренним быстродействующим диодом. Сравнительные характеристики БТИЗ некоторых типов в корпусе ТО-247 при напряжении $U_{КЭ} = 600 \text{ В}$ приведены в табл. 1.24.

Таблица 1.24

Характеристики БТИЗ некоторых типов

Тип БТИЗ	I_K при 25 °С, А	$U_{КЭ \text{ нас}}$, В	P , Вт	R_r , °С/Вт	Q , нКл	$E_{\text{вкл}}$, мДж	$E_{\text{выкл}}$, мДж
IRG4PC50W	80	2,3	200	0,64	180	0,8	0,4
IRG4PS71K	85	1,8	350	0,36	340	0,8	2,0
BUP604	80	2,2	300	0,40	160	4,0	8,0
IXGK50N60	75	2,7	300	0,75	200	3,0	9,6
APT30GT60BR	55	2,0	200	0,63	95	1,0	0,7
2E802A, A1	23	2,7	100	1,25	—	—	—

Примечание. Здесь P — максимальная тепловая мощность, рассеиваемая БТИЗ при температуре окружающей среды 25 °С; R_r — тепловое сопротивление, которое препятствует отводу мощности; Q — заряд, необходимый для открывания БТИЗ.

Современные силовые полностью управляемые полупроводниковые приборы — МДП-транзисторы, 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. Значения входной емкости затвор–исток, обозначаемой $C_{\text{вх}}$, для отдельных МДП-транзисторов находятся в диапазоне 650...11 000 пФ.

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

Поскольку управление БТИЗ осуществляется чаще всего от микроЭВМ или от специальной интегральной микросхемы, рекомендуется располагать потенциальную развязку между микроЭВМ 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*.

Драйвер — как правило, полностью законченное функциональное устройство, содержащее все нужные для управления затворами мощных транзисторов элементы. Такие устройства 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 на частотах 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 $U_{КЭ\text{ нас}}$. Драйверы также можно использовать для управления силовыми транзисторами с «кельвиновскими» выходами. В этом случае дополнительный токоизмерительный эмиттер в БТИЗ формирует «токовое зеркало», позволяющее измерять ток с помощью маломощных резисторов.

Измерение напряжения насыщения требует минимального числа внешних компонентов и не создает потерь мощности. Зависимость $U_{КЭ\text{ нас}} = f(I_K)$ для БТИЗ не является линейной в отличие от полевых транзисторов с изолированным затвором, 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 данную зависимость можно достаточно четко определить, и она всегда приведена в технических характеристиках. Для расчета напряжения насыщения с учетом температурной зависимости используют следующие формулы:

$$U_{\text{нас } t} = U_{КЭ\text{ } t0}(T_{\text{кр}}) + R_{КЭ}(T_{\text{кр}})I_{Kt};$$

$$U_{КЭ\text{ } t0}(T_{\text{кр}}) \leq 1,2 - 0,001(T_{\text{кр}} - 25);$$

$$R_{КЭ}(T_{\text{кр}}) = 0,009 + 0,00004(T_{\text{кр}} - 25).$$

Здесь $U_{\text{нас } t}$ — напряжение насыщения при температуре t ; $U_{КЭ\text{ } t0}(T_{\text{кр}})$ — пороговое напряжение коллектор—эмиттер (статическое значение); $R_{КЭ}$ — объемное сопротивление эмиттера; I_{Kt} — ток катода; $T_{\text{кр}}$ — температура кристалла.

Измеренное напряжение насыщения открытого транзистора сравнивают с опорным напряжением с помощью компаратора. Если значение $U_{\text{нас}}$ превышает пороговое значение, начинает работать схема защиты. Для надежного

включения транзистора необходимо отключить схему защиты на время его открывания, поскольку после подачи отпирающего напряжения на затвор напряжение коллектор–эмиттер спадает с некоторой задержкой. Для того чтобы схема защиты не восприняла это состояние как перегрузку, а также для исключения ложных срабатываний, время анализа состояния неисправности обычно устанавливают в диапазоне 1...10 мкс. Эта концепция защиты широко используется для надежной защиты БТИЗ.

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

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. 1.64). Этот способ обычно применяют при работе на повышенной фиксированной частоте преобразования с половинным коэффициентом заполнения. Этой схеме свойственны недостатки схем с импульсными трансформаторами, в том числе наличие паразитных связей, порождающих высокочастотные колебания в цепи затвора вследствие больших скоростей изменения тока и напряжения в обмотках.

В связи с тенденцией наращивания единичной мощности БТИЗ-модулей ужесточаются требования к электрической прочности драйверов, двустороннему обмену данными, системе защиты и диагностики модуля. Таким

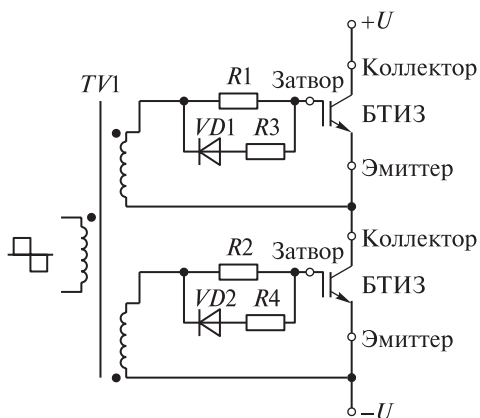


Рис. 1.64. Управление цепями затворов БТИЗ через разделительный импульсный трансформатор

образом, драйвер превращается в функционально законченный процессор, в котором сочетаются перечисленные функции. Примером такого драйвера может служить устройство типа HCPL-3120, предназначенное для управления модулями БТИЗ с током 150 А и напряжением 1200 В.

Функциональная схема драйвера HCPL-3120 приведена на рис. 1.65. 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 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.

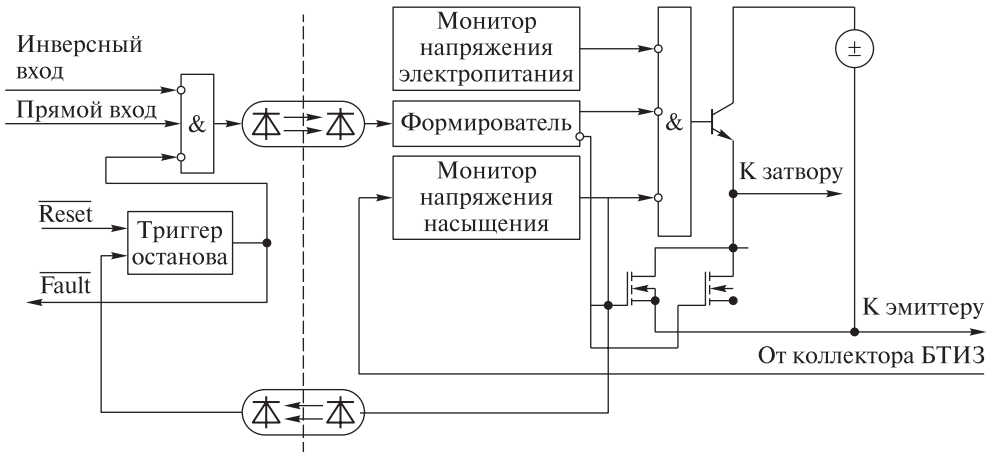


Рис. 1.65. Функциональная схема драйвера HCPL-3120

Триггер останова осуществляет запрет на прохождение 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), нижним — два параллельных МДП-транзистора. При такой схеме построения выходного каскада достигается высокий коэффициент передачи по току при отпирации и обеспечивается режим Soft turn-off при запирации. Вследствие неодновременного срабатывания МДП-транзисторов их суммарное сопротивление $R_{\text{си}}$ неодинаково, что дает возможность изменять постоянную времени разряда входной емкости МДП-транзистора.

Схема контроля напряжения электропитания переводит цепь 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 неодновременного 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.

Тесты к лекции 1.10

1. На что влияет емкость Миллера?

- а) на время переключения транзистора;
- б) на величину пульсаций на выходе фильтра;
- в) на среднее значение тока при работе с переменным напряжением;
- г) на статический коэффициент усиления транзистора.

2. Что представляет собой БТИЗ с точки зрения управления?

- а) емкость;
- б) резистивный делитель;
- в) индуктивность;
- г) обратно включенный диод с параллельно подключенным резистором.

3. Как уменьшить влияние помех, возникающих в цепях коммутации при работе БТИЗ, на цепи управления?

- а) для согласования схемы управления с входными цепями силовых ключей применять драйверы;
- б) установить фильтрующие конденсаторы на управляющем электроде;
- в) использовать емкостную развязку в цепи сигнала управления;
- г) шунтировать управляющую цепь резистором нужного номинала.

4. Если затвор и эмиттер короткозамкнуты, в каком состоянии находится БТИЗ?

- 1) в закрытом состоянии;
- 2) в исправном;
- 3) в открытом;
- 4) в том же, что и до замыкания.

5. Чем производится управление МДП-транзистором?

- а) напряжением;
- б) током;
- в) током и напряжением;
- г) импульсом.

6. Возможно ли параллельное включение МДП-транзисторов?

- а) повышение температуры приводит к увеличению сопротивления открытого прибора и соответственно к уменьшению тока, что способствует нормальной работе приборов при их параллельном включении;
- б) нет, из-за разброса характеристик сложно согласовать токи;
- в) при работе транзисторы будут мешать друг другу;
- г) возникнет лавинный пробой в самом слабом транзисторе, и все транзисторы выйдут из строя поочередно.

7. Может ли биполярный транзистор работать в импульсном режиме?

- а) да;
- б) нет;
- в) только при питании переменным током;
- г) да, если нагрузка на выходе будет чисто емкостной.

8. Какой биполярный транзистор нужно использовать для построения каскада усиления с общим эмиттером на отрицательной шине «земли»?

- а) $n-p-n$;
- б) $p-n-p$;
- в) БТИЗ (IGBT);
- г) со структурой «металл—оксид—полупроводник».

1.11. СТАБИЛИТРОНЫ И СТАБИСТОРЫ, ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПЯЖЕНИЯ В ИСТОЧНИКАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Цель лекции — сформировать представление о применяемых для создания источников электропитания стабилитронах, стабисторах и источниках опорного напряжения, а также их основных технических характеристиках.

В любой схеме стабилизатора требуется наличие опорного напряжения, с которым сравнивается выходное напряжение. Очевидно, что стабильность выходного напряжения не может быть выше стабильности опорного напряжения.

Помимо стабилизаторов, для работы многих функционально законченных устройств современной электроники требуются стабильные источники опорного напряжения (ИОН). Это схемы, содержащие ЦАП и АЦП, измерительная аппаратура и многие другие устройства. Несмотря на то что практически все подобные функциональные узлы изготавливаются в интегральном исполнении, не препятствующем помещению внутрь микросхемы источника стабильного напряжения, в ряде случаев предпочтение отдается применению отдельных (внешних) источников опорного напряжения, обладающих значительно лучшими параметрами.

Наиболее часто используются три вида ИОН:

- на основе стабилитронов;
- на основе стабисторов;
- с использованием напряжения ширины запрещенной зоны, или бандгап.

Каждый из них может применяться либо как самостоятельный функциональный узел, либо в составе интегральной микросхемы (ИМС) — источника опорного напряжения. Прецизионные источники опорного напряжения бывают двух видов: температурно-стабилизированные ИОН (термостатированные) и без подогрева.

Температурно-стабилизированные ИОН представляют собой ИМС, отличающиеся наличием дополнительного нагревательного элемента, который управляется по сигналам термодатчика. Идея очень проста: кристалл в процессе работы нагревается до повышенной температуры, значение которой поддерживается на заданном уровне. Стабильность достигает $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ и даже лучше. Такие источники применяются уже длительное время. Они входят в состав, например, сверхстабильных генераторов. К их недостаткам относят прежде всего большую потребляемую мощность и запаздывание при выходе на режим (порядка нескольких секунд). Например, источник LM199 имеет

температурный коэффициент $2 \cdot 10^{-7}/^{\circ}\text{C}$ ($0,00002\text{ } \%/^{\circ}\text{C}$). Мощность, потребляемая нагревателем кристалла, составляет примерно $0,25\text{ Вт}$, время установления режима $3...5\text{ с}$.

Термостатированные ИОН не имеют особых преимуществ перед обычными ИОН, помимо температурной стабильности. Такие параметры, как шум или долговременный дрейф, у них хуже, чем температурная стабильность. Существуют ИМС, обеспечивающие аналогичную температурную стабильность без подогрева кристалла. Кроме того, температурно-стабилизированные ИОН создают меньше шума и более стабильны во временном плане. Так, ИМС REF10KM компании Burr-Brown (США) имеет температурный коэффициент $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$, а LT21000 компании Linear Technology (США) — $0,05...0,10^{-6}/^{\circ}\text{C}$. При этом, в соответствии со справочными данными, параметры шума и дрейфа у последней ИМС на порядок лучшие, чем у термостатированных микросхем.

1.11.1. СТАБИЛИТРОНЫ И СТАБИСТОРЫ

Источники опорного напряжения на стабилитронах компактны, недорогостоящи, достаточно широко распространены. Стабилитроны выпускаются на целый ряд значений напряжения — от $2,0$ до $200,0\text{ В}$ с допустимой мощностью рассеивания от долей ватта до 50 Вт и допуском на напряжение стабилизации от 1 до $20\text{ } \%$ (рис. 1.66).

При построении стабилитронных ИОН необходимо иметь в виду следующее:

- стабилитроны имеют конечный набор значений напряжения стабилизации и большой допуск на это напряжение (исключая дорогие прецизионные приборы);
- стабилитроны создают значительный шум;
- напряжение стабилизации зависит от значения обратного тока стабилитрона (тока стабилизации) и температуры.

Стабилитрон (диод Зенера) — это полупроводниковый диод, функционирующий при обратном смещении в режиме пробоя. Пробой p – n -перехода, при котором работают стабилитроны, может быть *лавинным* или *туннельным*. Пробой является электрическим и носит обратимый характер, т. е. при отключении обратного смещения физико-химические свойства полупроводников восстанавливаются и диод продолжает исполнять свои функции (см. рис. 1.66). Однако в стабилитронах условия возникновения пробоя создаются и поддерживаются искусственно. Лавинный и туннельный пробой — квантовые эффекты, наблюдаемые в кристаллической структуре полупроводника при возбуждении. При разных природе

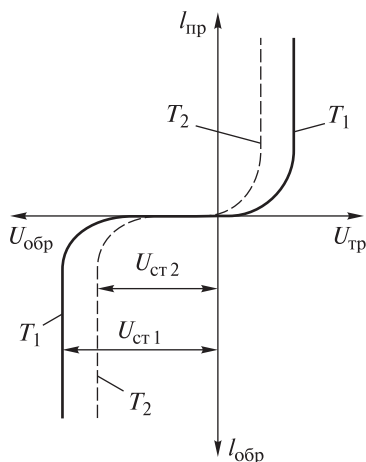


Рис. 1.66. Изменение ВАХ стабилитрона при изменении температуры перехода ($T_1 > T_2$)

и механизмах этих процессов их последствия одинаковы — электроны приобретают энергию, достаточную для прохождения через p – n -переход. Возникает пробой, и через диод начинает протекать обратный ток. Именно в этом режиме работает стабилитрон. Стабилитроны, функционирующие при лавинном пробое, работают при напряжении свыше 7 В. В элементах, рассчитанных на напряжение стабилизации 3...7 В, используется туннельный пробой.

Для стабилизации более низких значений разности потенциалов применяются *стабисторы*, в которых для стабилизации напряжений ниже 3 В используют прямое смещение. В сильно легированном p – n -переходе дырки и электроны рекомбинируют таким образом, что при значительном прямом токе наблюдается эффект стабилизации выходного напряжения на уровне 2,5...3,0 В.

Основные параметры стабилитронов:

- напряжение стабилизации;
- ток стабилизации;
- разброс значений напряжения стабилизации;
- температурный коэффициент напряжения (ТКН) стабилизации;
- временная нестабильность напряжения стабилизации;
- дифференциальное сопротивление;
- минимальный ток стабилизации;
- максимальный ток стабилизации;
- рассеиваемая мощность;
- максимально допустимая температура корпуса;
- максимально допустимая температура перехода.

Температурный коэффициент напряжения стабилизации α_n , $\%/^{\circ}\text{C}$ является одной из основных характеристик стабилитрона. На рис. 1.66 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. Соответственно снижается падение напряжения от $U_{\text{пр1}}$ до $U_{\text{пр2}}$. В этом случае абсолютное значение ТКН, $\text{мВ}/^{\circ}\text{C}$, отрицательно:

$$\alpha_{\text{абс}} = \frac{U_{\text{пр1}} - U_{\text{пр2}}}{T_1 - T_2}.$$

Относительное значение ТКН, $\%/^{\circ}\text{C}$:

$$\alpha_{\text{отн}} = \frac{U_{\text{пр1}} - U_{\text{пр2}}}{T_1 - T_2} \cdot 100.$$

При обратном токе имеем:

$$\alpha_{\text{абс}} = \frac{U_{\text{ст1}} - U_{\text{ст2}}}{T_1 - T_2};$$

$$\alpha_{\text{отн}} = \frac{U_{\text{ст1}} - U_{\text{ст2}}}{T_1 - T_2} \cdot 100.$$

Характерная зависимость относительного ТКН от напряжения стабилизации приведена на рис. 1.67. Для стабилитронов, у которых $U_{ст} = 2,4...5,6$ В, ТКН имеет отрицательное значение, а если $U_{ст} > 6$ В, — положительное. 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.

Необходимо отметить, что ТКН стабилизации стабилитронов зависит также от значения обратного тока. Как следует из рис. 1.68, изменяя значения обратного тока стабилитрона, можно в определенных пределах «подстроить» ТКН и создать ИОН, практически нечувствительные к температуре (конечно, применяя дополнительные диоды или стабилитроны, включенные в прямом смещении). Значение $U_{ст}$ у стабилитронов различных типов находится в пределах от десятых долей вольта до нескольких сотен вольт при токах стабилизации от долей миллиампера до единиц ампер.

Важной характеристикой стабилитрона является дифференциальное сопротивление, которое можно определить по выражению

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

Для стабилитронов различных типов характер изменения дифференциального сопротивления от тока различен. На рис. 1.68 приведены зависимости дифференциального сопротивления от тока для некоторых типов стабилитронов при $T = -60^\circ\text{C}$ [17].

На рис. 1.67 видно, что стабилитроны со значениями напряжения стабилизации $U_{ст}$, находящимися в окрестности значения 6 В, обладают значительно меньшим дифференциальным сопротивлением по сравнению с приборами, рассчитанными на другие значения напряжения стабилизации.

Установление и поддержание значения тока стабилизации на постоянном уровне заметно улучшает параметры ИОН. Так, для стабилитрона общего назначения 1N821A ($U_{ст} = 6,2 \text{ В} \pm 5\%$, $r_{ст} = 15 \text{ Ом}$ при $I_{ст} = 7,5 \text{ мА}$) изменение тока на 1 мА изменяет напряжение $U_{ст}$ примерно в 3 раза сильнее, чем

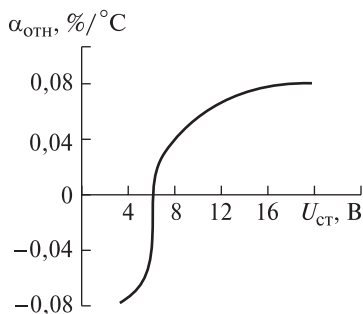


Рис. 1.67. Зависимость относительного ТКН $\alpha_{отн}$ от напряжения стабилизации $U_{ст}$

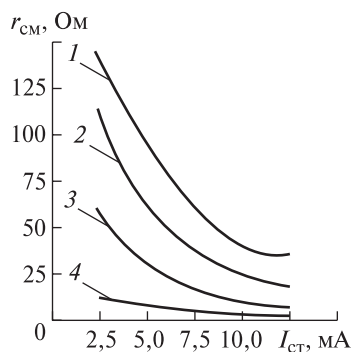


Рис. 1.68. Зависимости дифференциального сопротивления от тока для различных типов стабилитронов:

1 — 2C1133A; 2 — 2C147A;
3 — 2C156A; 4 — 2C168A

изменение температуры от -40 до $+1000$ °С. Поэтому для обратного смещения стабилитронов прецизионных ИОН используют источники стабильного тока. Зависимость дифференциального сопротивления стабилитронов от напряжения стабилизации не линейна (рис. 1.69). Один из примеров зависимости ТКН стабилизации стабилитронов от напряжения стабилизации и тока стабилизации представлен на рис. 1.70.

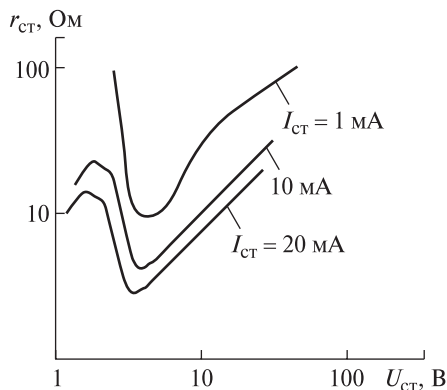


Рис. 1.69. Зависимость дифференциального сопротивления $r_{ст}$ стабилитронов от напряжения стабилизации $U_{ст}$

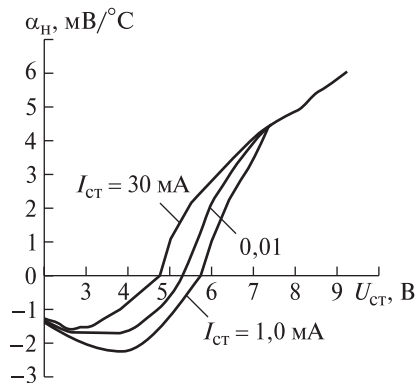


Рис. 1.70. Зависимость температурного коэффициента напряжения стабилизации стабилитронов от напряжения стабилизации и тока стабилизации

Напряжение стабилизации *стабисторов* лежит в диапазоне $0,72...2,16$ В в зависимости от материала: кремний или селен (рис. 1.71). Современная тенденция развития ИЭП такова, что они строятся в основном с применением ИМС, а доля дискретных активных элементов в них постоянно уменьшается. Еще в 1967 г. была разработана микросхема линейного интегрального стабилизатора $\mu A723$, представляющая собой настоящий блок питания. Эта микросхема содержит температурно-компенсированный ИОН, дифференциальный усилитель, последовательно включенный проходной транзистор и схему защиты, обеспечивающую ограничение выходного тока.

Современные стабилизаторы имеют лучшие электрические параметры, широкий спектр функциональных возможностей, но построены на тех же принципах, что и микросхема $\mu A723$. Так, выходное напряжение недорогой отечественной микросхемы КР142ЕН12А может изменяться в пределах от $+1,25$ до $+36$ В при токе нагрузки до $1,5$ А.

Стабилитронные ИМС — в основном двухвыводные устройства, применяемые так же, как обычные стабилитроны. В схемотехническом плане это сложные устройства, содержащие, помимо собственно стабилитрона, ряд активных и пассивных компонентов, служащих для улучшения электрических параметров и характеристик (наиболее существенная из которых — постоянство напряжения стабилизации при заданном токе, рис. 1.72). Температурная стабильность таких ИМС очень высока. Так, для ИМС 1009ЕН1 ТКН стабилизации составляет примерно $0,006$ %/°С.

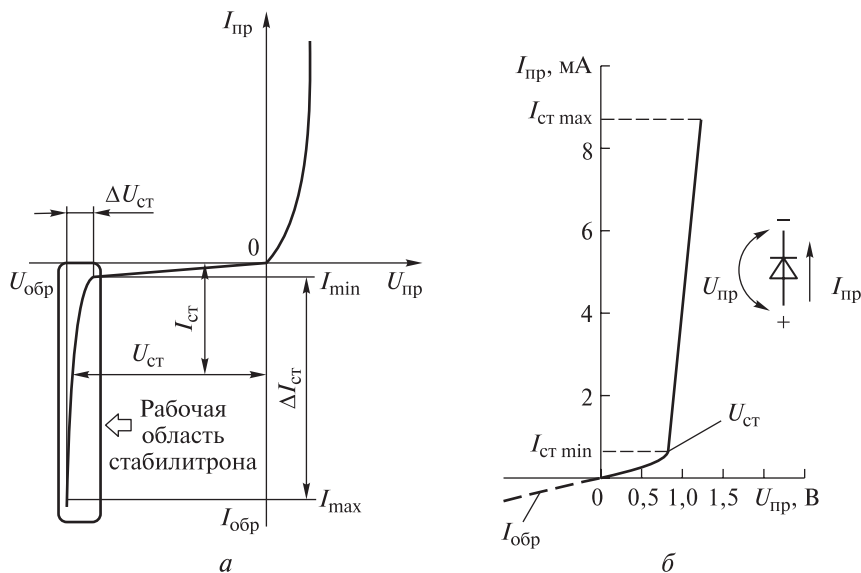


Рис. 1.71. Вольт-амперная характеристика:

a — стабилитрона; *б* — стабилитора

Наряду с двухвыводными стабилизаторами ИМС выпускаются трехвыводные микросхемы (рис. 1.73), для которых опорное напряжение вычисляют по формуле

$$U_{оп} = U_{ст} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right) + I_{ст} R_2.$$

Благодаря дополнительному третьему выводу появляется возможность изменения напряжения стабилизации. Так, регулируемый прецизионный отечественный стабилитрон 142ЕН19 имеет напряжение стабилизации, изменяемое в интервале от 2,5 до 36 В.

Регулирование напряжения осуществляется с помощью внешнего резистивного делителя, который образуют резисторы R_2 и R_3 .

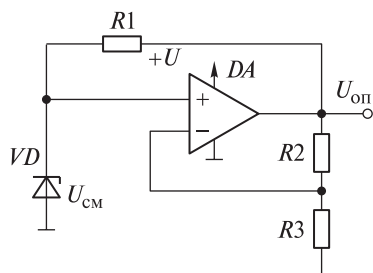


Рис. 1.72. Стабилизация тока обратного смещения стабилитрона в ИОН

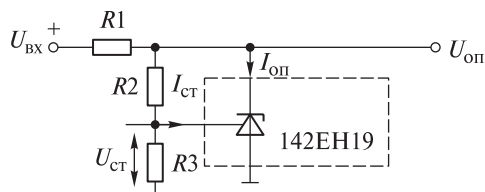


Рис. 1.73. Регулирование опорного напряжения в схеме с трехвыводным интегральным ИОН

1.11.2. ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Стандартов, определяющих показатели ИОН, в Российской Федерации нет. К двухвыводным интегральным ИОН (аналогам стабилитронов) применимы нормы, разработанные для дискретных стабилитронов, к трехвыводным ИОН — нормы для линейных стабилизаторов напряжения. Различие между стабилизаторами напряжения в ГОСТ 19480–89 «Микросхемы интегральные. Термины, определения и буквенные обозначения электрических параметров» и в ГОСТ Р 52907–2008 «Источники питания. Термины и определения» состоит, в частности, в определении пересекающихся, но не идентичных показателей дрейфа выходного напряжения (ГОСТ 19480–89) и неустойчивости при длительном включении (ГОСТ Р 52907–2008).

Важные показатели ИОН в порядке убывания:

- начальный разброс опорного напряжения (начальное отклонение опорного напряжения от номинального значения);
- температурный коэффициент опорного напряжения и его длительный дрейф (неустойчивость при длительном включении);
- для недорогих стабилизаторов напряжения может нормироваться единственный показатель — начальный разброс или допустимый диапазон изменений выходного напряжения (верхняя и нижняя границы).

В основе схемы ИОН лежит идея генерирования напряжения с ТКН, положительным и равным по абсолютному значению отрицательному значению ТКН эмиттерного перехода транзистора $U_{БЭ}$. При суммировании первого напряжения с $U_{БЭ}$ получится напряжение с нулевым ТКН. Температурный коэффициент напряжения равен отношению разности между максимальным и минимальным выходным напряжением, гарантируемой производителем для всех рабочих температур при номинальном входном напряжении и выходном токе, к ширине рабочего диапазона температур.

Бандгап Видлара (рис. 1.74) был развит из его же токового зеркала, впервые реализованного в 1965 г. в операционном усилителе $\mu A709$. В базовой

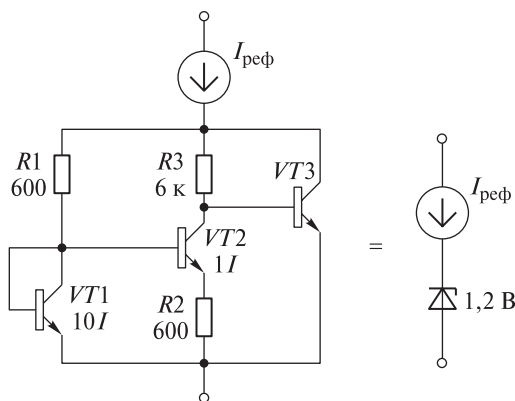


Рис. 1.74. Простейший ИОН (бандгап Видлара)

трехтранзисторной ячейке бандгапа Видлара, реализованной в стабилизаторе LM109, ведущий транзистор несимметричного зеркала $VT1$ работает при токе эмиттера около 1 мА, ведомый $VT2$ — при токе, примерно в 10 раз меньшем. Все три транзистора идентичны, поэтому плотность тока через переход база–эмиттер $VT2$ в 10 раз меньше плотности тока через транзистор $VT1$, и на эмиттерном резисторе $R2$ при нормальной температуре выделяется напряжение $\Delta V = 60$ мВ. На коллекторном резисторе $R3$, сопротивление которого в 10 раз больше, чем на $R1$, выделяется искомое напряжение $U_{T1} \approx 10$.

Арифметическое сложение напряжений производится подключением перехода база–эмиттер транзистора $VT3$ между коллектором $VT2$ и общим проводом. При возрастании напряжения между двумя выводами схемы ток через транзистор $VT3$ нелинейно возрастает, т. е. $VT3$ работает усилителем ошибки. Усиление невелико, поэтому паразитных емкостей схемы достаточно для того, чтобы она была устойчива во всех режимах. В стабилизаторе LM113 используется аналогичная трехтранзисторная ячейка с соотношением токов $\chi = 15$, но ток через $VT3$ стабилизирован отдельным токовым зеркалом, а к коллектору $VT3$ подключен двухкаскадный усилитель с максимальным выходным током до 50 мА.

В 1974 г. Брокау предложил другое схемное решение (*бандгап Брокау*, рис. 1.75), в котором базовые токи транзисторов практически не вносят дополнительной погрешности. По этой схеме Брокау был построен первый прецизионный трехвыводной ИОН AD580, ставший одним из самых успешных в истории. К середине 1990-х гг. бандгап Брокау с различными модификациями стал основным, вытеснив бандгап Видлара с рынка прецизионных устройств. Расчетное отклонение $U_{\text{реф}}$ от нормы в диапазоне $0...100$ °С не превышает 0,18 % $U_{\text{реф}}$. В действительности значения не достижимы: без точной подгонки полная совокупная погрешность бандгапа Брокау составляет до 2,5 % $U_{\text{реф}}$.

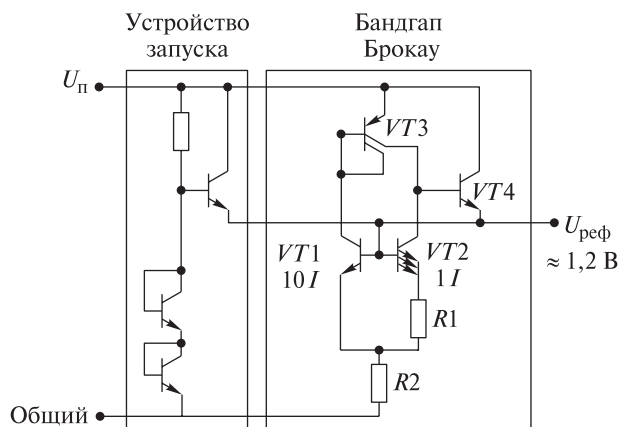


Рис. 1.75. Схема бандгапа Брокау

Внешнего источника образцового тока не требуется, так как в бандгапе Брокау включен усилитель, поддерживающий на выходе образцовое напряжение. В первом, простейшем, варианте бандгапа Брокау используется четыре транзистора: $VT1$ и $VT2$ — термочувствительная пара, двухэмиттерный $VT3$ — симметричное токовое зеркало, $VT4$ — усилитель выходного тока. В более распространенных схемах транзистор $VT4$ заменен на операционный усилитель, что позволяет поддерживать на выходе произвольно установленные напряжения.

Температурный коэффициент напряжения недорогих серийных интегральных ИОН всех типов ограничен значением $0,001 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$. Снижение значений ТКН бандгапов и стабилитронов ИОН до уровня менее $0,0005 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$ требует существенного удорожания технологии, а практический предел гарантированного ТКН серийных изделий равен $0,0001 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$. Меньшие значения ТКН возможны только в отдельных сериях сверхпрецизионных ИОН на стабилитронах со скрытым слоем (VRE3050J — $0,00006 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$ в диапазоне температур $-40...+85^{\circ}\text{C}$).

Дальнейшее снижение значения ТКН возможно только путем термостабилизации ИОН, сужающей диапазон изменения температуры кристалла до нескольких градусов или долей градуса.

Тесты к лекции 1.11

1. В чем различие между стабилитроном и стабистором?

- а) в диапазоне стабилизируемых напряжений: у стабилитрона — более 3 В, у стабистора — менее 3 В;
- б) это одно и то же;
- в) они различаются по току стабилизации;
- г) в диапазоне стабилизируемых напряжений: у стабилитрона — менее 3 В, у стабистора — более 3 В.

2. Какие элементы рационально использовать для получения стабильного напряжения 1 В?

- а) стабистор;
- б) стабилитрон;
- в) ИОН по схеме Брокау;
- г) МДП-транзистор.

3. Чем управляется трехвыводной ИОН?

- а) напряжением;
- б) током;
- в) импульсом;
- г) мощностью сигнала управления.

4. Потребляет ли энергию стабистор в режиме стабилизации, если нагрузка отключена?

- а) да;
- б) нет;
- в) постоянная подача тока нужна для удержания стабистора в выключенном состоянии;
- г) только в случае превышения входного напряжения.

5. Можно ли плавно изменять напряжение стабилизации ИОН?

- а) да, с помощью внешнего делителя;
- б) нет;
- в) можно, изменяя протекающий через него ток;
- г) только при работе в импульсном режиме.

1.12. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Цель лекции — сформировать представление о транзисторных выпрямителях и предъявляемых к ним требованиях при использовании их в составе источников электропитания.

Коэффициент полезного действия низковольтного ИЭП в существенной степени определяется падением напряжения на выпрямителе. Поскольку большинство микросхем в ЭА рассчитано на электропитание от источников с выходным напряжением до 10 В (в основном 5 и 3,3 В), потери напряжения в выпрямителе становятся соизмеримыми с выходным напряжением ИЭП, в результате чего КПД последнего значительно снижается.

Диоды, на которых традиционно строятся выпрямители, имеют большое прямое падение напряжения $U_{пр}$, значение которого приближается к 1 В. Диоды с тонкой базой имеют потери около 0,7 В. Диоды с барьером Шоттки отличаются сравнительно небольшим прямым падением напряжения — 0,5...0,6 В, что, однако, не приводит к решению задачи 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 одноктактные схемы выпрямления. В этом случае КПД η выпрямителя определяют по соотношению

$$\eta = \frac{U_d}{U_d + U_{VD}},$$

где U_d — выпрямленное напряжение; U_{VD} — падение напряжения на диоде при прохождении прямого тока.

На рис. 1.76 приведена зависимость КПД одноктактного низковольтного диодного выпрямителя от выпрямленного напряжения (кривая 1). Для такого выпрямителя КПД составляет 0,7 при $U_{вых} = 2,5$ В и 0,84 при $U_{вых} = 5$ В. Столь низкое значение КПД приводит к интенсивному нагреву диодов.

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 $U_{БЭ\max}$ транзистор должен иметь высокий коэффициент передачи по току при прямом включении и низких рабочих напряжениях;
- транзистор должен пропускать максимально большой ток при минимальном падении напряжения между эмиттером и коллектором (этому

условию более всего удовлетворяют симметричные транзисторы с равными площадями поверхности эмиттера и коллектора), при этом транзистор должен обладать хорошими частотными свойствами.

По способу управления схемы синхронных выпрямителей можно подразделить на две группы: с управлением по цепи база—эмиттер и 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. Синхронные выпрямители различаются также типом проводимости применяемых транзисторов.

При выпрямлении напряжений до 12 В эффективны схемы синхронного выпрямления с управлением по цепи база—эмиттер (рис. 1.77 и 1.78). 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 уменьшить массу и объем охлаждающих устройств выпрямителя.

Трансформаторы, представленные на рис. 1.77, содержат две пары полуобмоток. Токи базовых цепей создаются полуобмотками $W1$ и $W2^*$, токи силовых цепей — полуобмотками $W2$ и $W2^*$. Начало каждой полуобмотки обозначено на схеме точкой.

Коэффициент полезного действия схем транзисторных выпрямителей, приведенных на рис. 1.77, можно определить по выражению

$$\eta = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + 2U_d I_B + I_d U_{КЭ\text{нас}}},$$

где I_d — выпрямленный ток; $U_{КЭ\text{нас}}$ — напряжение насыщения коллектор—эмиттер.

Этому выражению соответствует кривая 2 на рис. 1.76. Сравнение значений КПД различных схем синхронного выпрямления при значениях напряжения $U_d = 0 \dots 4,5$ В показывает, что они более эффективны по сравнению с диодными схемами (см. рис. 1.76, кривая 1).

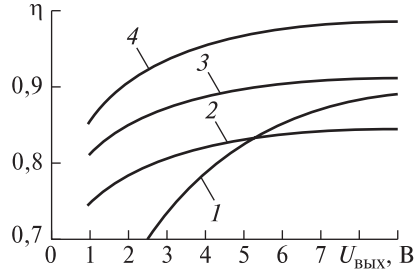


Рис. 1.76. Зависимость КПД однотактных низковольтных выпрямителей от выпрямленного напряжения: 1 — диодного выпрямителя; 2 — транзисторного выпрямителя; 3 — транзисторного выпрямителя с управлением по цепи база—эмиттер; 4 — транзисторного синхронного выпрямителя с управлением по цепи база—коллектор

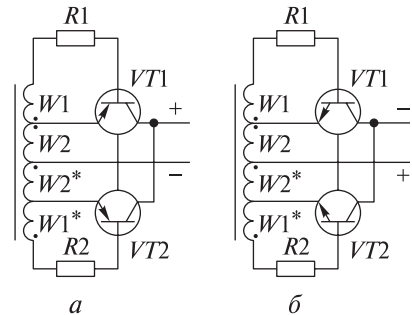


Рис. 1.77. Схемы транзисторного выпрямителя с управлением по цепи база—эмиттер:

а — на $n-p-n$ -транзисторах; б — на $p-n-p$ -транзисторах

Представленные на рис. 1.78 схемы транзисторных выпрямителей с управлением по цепи база–эмиттер отличаются простотой и отсутствием дополнительных обмоток трансформатора. Коэффициент полезного действия для этих схем рассчитывают по выражению

$$\eta = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + I_d U_{\text{КЭнас}}}.$$

Этому выражению соответствует кривая 3 на рис. 1.76, 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. 1.77, более экономичны по сравнению со схемами диодных выпрямителей и со схемами синхронных выпрямителей, приведенными на рис. 1.78.

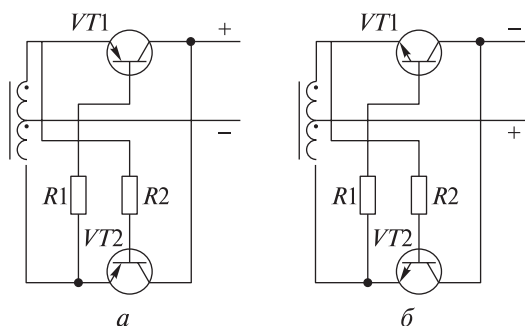


Рис. 1.78. Схемы транзисторных выпрямителей с управлением по цепи база–эмиттер без дополнительных обмоток трансформатора:

a — на *n–p–n*-транзисторах; *б* — на *p–n–p*-транзисторах

В схемах транзисторных синхронных выпрямителей с управлением по цепи база–коллектор (рис. 1.79) 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 рассчитывают по выражению

$$\eta = \frac{U_d I_d}{U_d I_d + I_d U_{\text{КЭнас}} + I_B U_{\text{БЭнас}}}.$$

Этому выражению соответствует кривая 4 на рис. 1.76. 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;

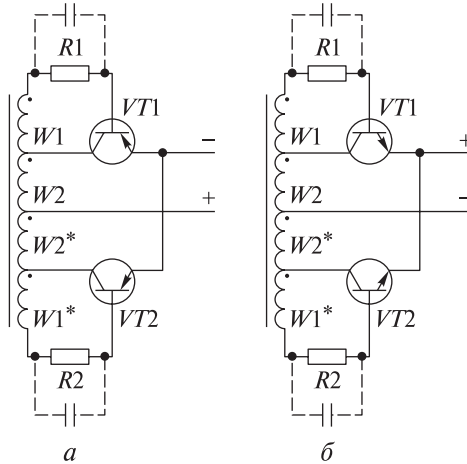


Рис. 1.79. Схемы транзисторных выпрямителей с управлением по цепи база—коллектор:

а — на $p-n-p$ -транзисторах;
б — на $n-p-n$ -транзисторах

- 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 стремиться к нулю;
- транзистор должен обладать высоким быстродействием.

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 (рис. 1.80).

Если напряжения основных обмоток соответствуют требуемому потенциалу затворов, то можно использовать упрощенные схемы (см. рис. 1.80). Как и в случае применения биполярных транзисторов, выпрямители на полевых транзисторах, построенные по мостовой схеме со средней точкой (рис. 1.81), обеспечивают наилучшее использование выходного трансформатора. В результате размеры компонентов схемы минимальны, в особенности когда оба выпрямителя (положительный и отрицательный) нагружены

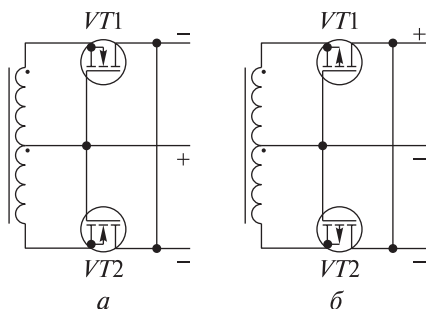


Рис. 1.80. Схемы выпрямителей на полевых транзисторах с управлением по цепи затвор—исток:
а — транзисторы с *n*-каналом; *б* — транзисторы с *p*-каналом

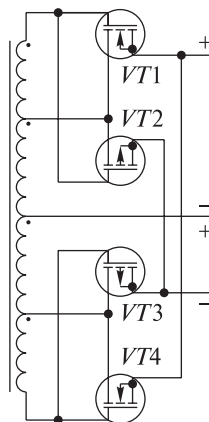


Рис. 1.81. Схема выпрямителя с трансформатором со средней точкой на полевых транзисторах с *n*-каналом (*VT1*, *VT4*) и с *p*-каналом (*VT2*, *VT3*)

одинаково. Коэффициент полезного действия приведенных схем рассчитывают по выражению

$$\eta = \frac{U_d}{U_d + U_{\text{СИнас}}}.$$

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 более), причем преимущества полевых транзисторов особенно заметны на высоких частотах.

В качестве примера рассмотрим схему синхронного выпрямителя на по-

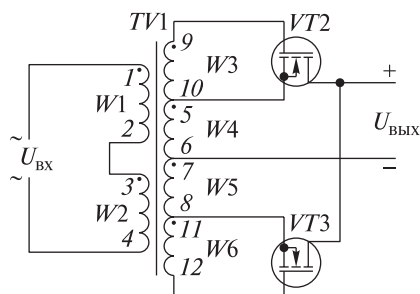


Рис. 1.82. Схема синхронного транзисторного выпрямителя с управлением по цепи затвор—исток

левых транзисторах с управлением по цепи затвор—исток (рис. 1.82). Выпрямитель имеет следующие параметры: входное напряжение 15...17 В переменного тока частотой 200 кГц; выходное напряжение 1 В постоянного тока 0,2 А; на обмотках *W3* и *W4* одинаковые напряжения 1,2 В. Транзисторы *VT1* и *VT2* типа 2П904А. Трансформатор *TV1* выполнен на кольцевом магнитопроводе К10×6×3 из феррита марки М1000НМ3. Обмотки наматывают на магнитопровод попарно: число витков $W_1 = W_2 = 14$ витков провода диаметром 0,355 мм, $W_5 = W_6 = 35$ витков

провода диаметром 0,16 мм. Для намотки обмоток $W3$ и $W4$ берут 14 проводов диаметром 0,355 мм и из них выполняют два витка.

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. Коэффициент полезного действия для выпрямителей с диодами и транзисторами равен 78 и 87 % соответственно.

Тесты к лекции 1.12

1. Какой одноконтный низковольтный выпрямитель имеет наибольший КПД?

- а) транзисторный синхронный выпрямитель с управлением по цепи база—коллектор;
- б) тиодный;
- в) транзисторный;
- г) транзисторный выпрямитель с управлением по цепи база—эмиттер.

2. Допустимо ли использовать в синхронных выпрямителях полевые транзисторы в инверсном включении?

- а) да;
- б) нет;
- в) только в мостовой схеме;
- г) только в одноконтных выпрямителях.

3. Какие транзисторы оптимальны для получения максимального КПД выпрямителя?

- а) полевые;
- б) биполярные $n-p-n$;
- в) биполярные $p-n-p$;
- г) тиристоры.

4. У каких диодов прямое падение напряжения минимально?

- а) Шоттки;
- б) с тонкой базой;
- в) силовые;
- г) Ганна.

5. Какие транзисторы нужны для построения оптимального выпрямителя со средней точкой?

- а) две пары полевых транзисторов с каналами n - и p -типа;
- б) четыре полевых транзистора;
- в) четыре биполярных транзистора;
- г) два полевых и два биполярных транзистора.

1.13. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ В ИСТОЧНИКАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Цель лекции — сформировать представление о сглаживающих фильтрах и предъявляемых к ним требованиях при использовании их в составе источников электропитания.

Сглаживающие фильтры в ИЭП применяют для снижения переменной составляющей выпрямленного напряжения. Как правило, их включают между выпрямителем и нагрузкой.

На практике наибольшее распространение получили фильтры с двумя компонентами, включенными по Г-образной схеме (рис. 1.83). Последовательный компонент обладает большим сопротивлением переменному току, параллельный компонент — малым сопротивлением переменному току. В качестве последовательного компонента используется резистор или дроссель. Недостаток резисторов в схемах сглаживающих фильтров — большая потеря мощности по постоянному току [4].

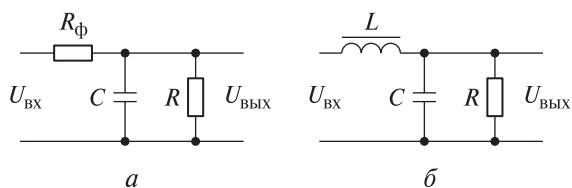


Рис. 1.83. Схемы фильтров:

a — активно-емкостного; *б* — индуктивно-емкостного

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:

$$q = \frac{k_{п.вх}}{k_{п.вых}},$$

где $k_{п.вх} = U_{вх.пер}/U_{вх.пост}$; $k_{п.вых} = U_{вых.пер}/U_{вых.пост}$ ($U_{вх.пер}$, $U_{вх.пост}$ — переменная и постоянная составляющие входного напряжения фильтра; $U_{вых.пер}$, $U_{вых.пост}$ — переменная и постоянная составляющие выходного напряжения фильтра).

В ряде случаев к ИЭП предъявляются требования по уровню гармонических составляющих выходного напряжения. При этом необходимо обеспечить коэффициент сглаживания пульсации q_k для каждой k -й гармоники сглаживаемого напряжения:

$$q_k = \frac{k_{\text{вх.г}}}{k_{\text{вых.г}}},$$

где $k_{\text{вх.г}} = U_{\text{вх.г}}/U_{\text{вх.пост}}$; $k_{\text{вых.г}} = U_{\text{вых.г}}/U_{\text{вых.пост}}$; ($U_{\text{вх.г}}$ и $U_{\text{вых.г}}$ — 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 частотой $k\omega_n$:

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вх.пост}} + U_{\text{вх1}} \cos(\omega_n t + \varphi_1) + U_{\text{вх2}} \cos(2\omega_n t + \varphi_2) + \dots;$$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых.пост}} + U_{\text{вых1}} \cos(\omega_n t + \psi_1) + U_{\text{вых2}} \cos(2\omega_n t + \psi_2) + \dots$$

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

Поскольку фильтр является линейной системой, для определенной k -й гармоники можно оценить отношение амплитуд $U_{\text{вх.г}}$ и $U_{\text{вых.г}}$. 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. 1.83, б, k -я гармоника выходного напряжения может быть представлена выражением

$$\begin{aligned} U_{\text{вых.г}} &= \frac{U_{\text{вх.г}}}{\left[jk\omega_n L + R/(1 + jk\omega_n CR) \right]} \frac{R}{[1 + jk\omega_n CR]} = \\ &= \frac{U_{\text{вх.г}}}{\left[1 + jk\omega_n L/R - (k\omega_n)^2 LC \right]}. \end{aligned} \quad (1.8)$$

Емкость конденсатора фильтра выбирают из условия

$$k\omega_n CR \gg 1.$$

С учетом этого неравенства выражение (1.8) для k -й гармоники можно упростить и привести к виду

$$U_{\text{вых.г}} \approx \frac{U_{\text{вх.г}}}{|1 - (k\omega_n)^2 LC|}. \quad (1.9)$$

Тогда коэффициент сглаживания k -й гармоники

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

Резонансную частоту фильтра ω_ϕ , которая должна быть существенно меньше частоты первой гармоники пульсации ω_n , можно определить по формуле

$$\omega_\phi = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Отсюда следует, что частоты переменных составляющих входного напряжения фильтра должны быть существенно больше его резонансной частоты.

В схеме фильтра, представленной на рис. 1.83, *a*, выходное напряжение не равно входному:

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вх}} R}{R + R_\phi}. \quad (1.10)$$

Сравнение точной (1.8) и приближенной (1.9) зависимостей для $U_{\text{вых}}$ показывает, что в выражении (1.10) отсутствует составляющая, характеризующая затухание контура. Следовательно, принятое неравенство (1.9) 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.

При этом k -я гармоника выходного напряжения определяется зависимостью

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}k} &\approx \frac{U_{\text{вх}k}}{\left[R_\phi + R / (1 + jk\omega_n CR) \right]} \frac{R}{\left[1 + jk\omega_n CR \right]} = \\ &= \frac{R}{R_\phi + R} \frac{U_{\text{вх}k}}{\left[1 + \left(\frac{jk\omega_n CRR_\phi}{R_\phi + R} \right)^2 \right]^{1/2}}. \end{aligned}$$

Выражение для коэффициента сглаживания пульсации имеет вид

$$q_k = \sqrt{1 + \left(\frac{jk\omega_n CRR_\phi}{R_\phi + R} \right)^2} \approx 1 + \frac{k\omega_n CRR_\phi}{R_\phi + R}.$$

В схеме на рис. 1.83, *a* можно пренебречь потерями в конденсаторе, так как сопротивление конденсатора значительно больше сопротивления нагрузки. С учетом минимальных размеров конденсатора и его емкости C сопротивление резистора R_ϕ обычно выбирают из условия минимальных потерь мощности:

$$R_\phi \ll R.$$

Кроме того, резистор должен обеспечить заданное сглаживание первой гармоники пульсации. Это условие обеспечивается выполнением неравенства

$$\omega_n CR_\phi \gg 1.$$

Обычно RC -фильтр (см. рис. 1.83, *а*) применяется в схемах с большим сопротивлением R . При больших токах нагрузки, когда сопротивление R мало, применяют LC -фильтр (см. рис. 1.83, *б*).

Сглаживающий фильтр, содержащий дроссель и конденсатор, представляет собой колебательный контур. Вблизи 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, используя многоступенчатые фильтры) либо ослабляют резонансные колебания (например, с помощью резисторов, 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, при ее превышении они шунтируются паразитной межвитковой емкостью. Для повышения собственной частоты емкость обмотки дросселя стараются сделать как можно меньшей. Паразитная емкость секционированных катушек индуктивности определяется в основном длиной подводящих проводов, поэтому ее делают возможно минимальной. При монтаже LC -фильтров в схемах источников также стараются использовать короткие провода.

Сглаживающие фильтры на транзисторах отличаются относительно большими значениями КПД и коэффициента сглаживания пульсации. Их действие определяется тем, что сопротивление транзистора цепи эмиттер—коллектор для переменной составляющей выпрямленного тока значительно больше, чем для постоянной составляющей. Для увеличения коэффициента сглаживания пульсации используют составной транзистор, состоящий из включенных по схеме Дарлингтона силового и согласующего транзисторов.

Тесты к лекции 1.13

1. Какие фильтры применяют при создании ИЭП?

- а) активно-емкостные и индуктивно-емкостные;
- б) индуктивные;
- в) емкостные;
- г) индуктивно-емкостные и пассивно-емкостные.

2. По каким схемам строят в ИЭП фильтры с двумя компонентами?

- а) по Г-образной;
- б) по Т-образной;
- в) по П-образной;
- г) по С-образной.

3. Каково напряжение на выходе активно-емкостного фильтра при подключенной нагрузке?

- а) меньше входного напряжения;
- б) больше входного напряжения;
- в) равно входному напряжению;
- г) может быть любым.

4. Можно ли пренебречь потерями в конденсаторе при расчете коэффициента сглаживания пульсаций фильтра?

- а) можно, если сопротивление нагрузки намного меньше сопротивления утечки конденсатора;
- б) нельзя, если сопротивление нагрузки намного меньше сопротивления утечки конденсатора;
- в) можно, если сопротивление нагрузки намного больше сопротивления утечки конденсатора;
- г) нельзя при любых значениях сопротивления нагрузки.

5. Что представляет собой индуктивно-емкостной фильтр?

- а) колебательный контур;
- б) режекторный фильтр;
- в) полосовой фильтр;
- г) фильтр низких частот.

1.14. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА НЕПРЕРЫВНОГО ДЕЙСТВИЯ

Цель лекции — сформировать представление о схемотехнике стабилизаторов постоянного тока непрерывного действия и предъявляемых к ним требованиях при использовании их в составе источников электропитания.

В электронной аппаратуре широкое применение нашли стабилизаторы напряжения постоянного тока непрерывного действия двух видов: *параметрические* и *компенсационные*.

1.14.1. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

Параметрические стабилизаторы применяются при малых выходных токах, изменяющихся в узких пределах. Работа этих стабилизаторов основана на использовании свойств элементов с нелинейной ВАХ. Наиболее часто в качестве такого элемента применяются *стабилитроны* — полупроводниковые приборы, действие которых основано на стабилизации напряжения в результате пробоя p – n -перехода (рис. 1.84).

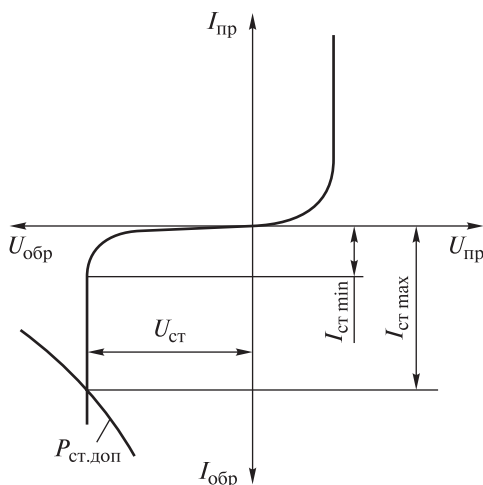


Рис. 1.84. Вольт-амперная характеристика стабилитрона

Стабилизация напряжения осуществляется при работе стабилитрона на обратной ветви ВАХ, когда при определенном значении обратного напряжения возникает пробой $p-n$ -перехода [1]. При прохождении тока пробоя рассеиваемая в стабилитроне мощность не должна превышать допустимую:

$$P_{\text{ст.доп}} = \frac{t_{\text{пер max}} - t_{\text{окр}}}{R_T},$$

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

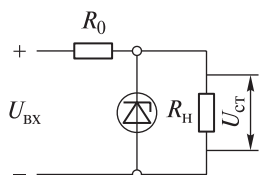


Рис. 1.85. Схема включения стабилитрона

Для ограничения тока пробоя в схемах последовательно стабилитрону обычно включают резистор (рис. 1.85).

При изменении тока пробоя от минимального значения $I_{\text{ст min}}$ до максимального $I_{\text{ст max}}$ напряжение на стабилитроне изменяется несущественно. Максимально допустимый ток пробоя определяют по выражению

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

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

Для компенсации влияния температуры окружающей среды на характеристики стабилитрона используют термочувствительные компоненты схем с отрицательным значением ТКН или дополнительные стабилитроны, включенные в проводящем направлении последовательно со стабилизирующими стабилитронами. На рис. 1.86, а приведена схема стабилизации

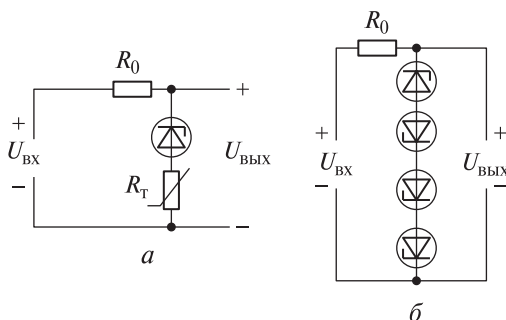


Рис. 1.86. Схемы параметрической стабилизации с термокомпенсацией:

а — с термочувствительным резистором;
б — с одним стабилизирующим и тремя компенсирующими стабилитронами

с термокомпенсацией при помощи термочувствительного резистора R_T , значение ТКН α которого противоположно по знаку значению ТКН стабилитрона.

На рис. 1.86, 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

$$U_{\text{ст}} = U_{\text{ст}} + \alpha_{\text{абс}} (T_1 - T_2);$$

$$\sum U_{\text{пр}} = N (U_{\text{пр1}} - U_{\text{пр2}}) - \alpha_{\text{абс}} (T_1 - T_2).$$

При термокомпенсации коэффициент стабилизации $k_{\text{ст}}$ уменьшается в несколько раз. Его можно увеличить повышением 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. 1.87, а). Благодаря уменьшению отклонений тока через стабилитрон стабилизация выходного напряжения повышается в 5–8 раз при изменении входного напряжения.

Если необходимо увеличить мощность параметрического стабилизатора, то используют схему с эмиттерным повторителем (рис. 1.87, б). Коэффициент стабилизации в этой схеме не увеличивается и определяется выражением

$$k_{\text{ст}} = \frac{v U_{\text{вых}}}{(1 + v r_{\text{ст}} / R_0) U_{\text{вх}}},$$

где

$$v = \left(\frac{r_{\text{ст}} U_{\text{вх}}}{R_{\text{см}} U_{\text{ст}}} + \frac{r_{\text{ст}} + r_{\text{б}} + r_{\text{э}} h_{21\text{э}}}{r_{\text{к}}} - \frac{r_{\text{ст}}}{R_{\text{см}}} \right)^{-1};$$

$r_{\text{б}}$, $r_{\text{к}}$, $r_{\text{э}}$ — сопротивления базы, коллектора и эмиттера соответственно; $R_{\text{см}}$ — сопротивление резистора смещения; $h_{21\text{э}}$ — коэффициент передачи тока транзистора.

Выходное напряжение определяется напряжением стабилитрона.

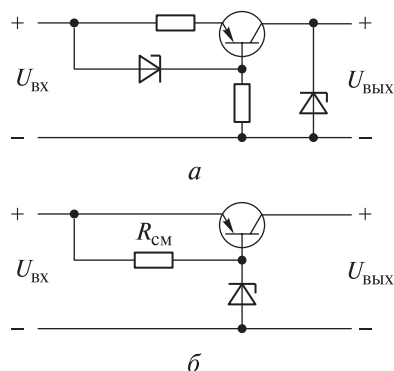


Рис. 1.87. Схемы параметрических стабилизаторов напряжения:
а — со стабилизацией входного тока;
б — с эмиттерным повторителем

1.14.2. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ

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 значениями коэффициента стабилизации.

В состав компенсационного стабилизатора напряжения обычно входят следующие устройства: регулирующий компонент РК, устройство измерения УИ, усилитель постоянного тока УПТ (рис. 1.88). Регулирующий компонент включают последовательно (рис. 1.88, *а*) или параллельно (рис. 1.88, *б*) нагрузке. Чаще всего применяются стабилизаторы с последовательным включением регулирующего компонента благодаря высокому коэффициенту стабилизации и более высокому КПД. Стабилизаторы с параллельным включением регулирующего компонента используются в схемах с перегрузками по току и короткими замыканиями в нагрузке.

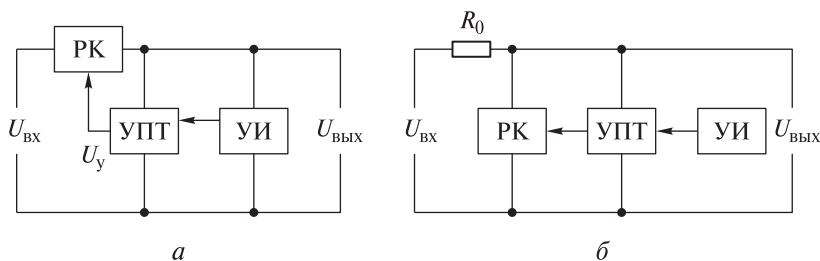


Рис. 1.88. Структурные схемы компенсационных стабилизаторов:

а — с последовательным включением регулирующего компонента; *б* — с параллельным включением регулирующего компонента

Некоторые виды нагрузок (например, операционные усилители) требуют двухполярного стабилизированного напряжения. На рис. 1.89 приведена схема с двухполярным выходом, в которой стабилизация напряжений $U_{\text{ВЫХ1}}$ и $U_{\text{ВЫХ2}}$ осуществляется так, что их разность при имеющей место неустойчивости поддерживается неизменной. Устройство измерения УИ обычно выполняется в виде резистивного делителя напряжения, с которого снимается часть напряжения и подается на усилитель постоянного тока УПТ, где сравнивается с опорным напряжением. При низком выходном напряжении (менее 5 В) на усилитель постоянного тока может подаваться полное значение выходного напряжения стабилизатора. Сигнал рассогласования усиливается и поступает на регулирующий компонент РК, изменяя его сопротивление. При повышении входного напряжения или снижении тока нагрузки выходное напряжение возрастает и приводит к увеличению сигнала обратной связи, сравниваемого с опорным напряжением.

В результате сравнения в усилителе постоянного тока вырабатывается сигнал управления, который обуславливает повышение сопротивления регулирующего компонента и, следовательно, уменьшение выходного напряжения. При этом выходное напряжение не опускается ниже определенного уровня, т. е. устанавливается в заданном интервале значений.

Сигнал обратной связи на выходе 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. 1.90 приведены схемы регулирующих компонентов, различающиеся числом используемых транзисторов и способом их соединения. Минимальное падение напряжения $U_{p.k \min}$ в схеме, представленной на 1.90, а, определяется зависимостью

$$U_{p.k \min} = U_{KЭ1нас} + U_{ЭБ2},$$

где $U_{KЭ1нас}$ — напряжение коллектор–эмиттер транзистора $VT1$ в режиме насыщения; $U_{ЭБ2}$ — напряжение эмиттер–база транзистора $VT2$.

Для регулирующего компонента, схема которого приведена на рис. 1.90, б, справедливо равенство

$$U_{p.k \min} = U_{KЭ1нас} + U_{ЭБ2} + U_{ЭБ3},$$

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

В схемах стабилизаторов, представленных на рис. 1.90, в–д, используется дополнительный источник напряжения $U_{доп}$, благодаря чему снижается минимальное падение напряжения. Для схемы на рис. 1.90, в имеем

$$U_{p.k \min} = U_{KЭ1нас} + U_{ЭБ3}.$$

Для схемы, приведенной на рис. 1.90, г, напряжение $U_{p.k \min}$ определяется зависимостью

$$U_{p.k \min} = U_{KЭ3нас}.$$

В схеме регулирующего компонента с дополнительной симметрией и стабилизатором тока (рис. 1.90, е):

$$U_{p.k \min} = U_{ЭБ2} + U_{KЭ1нас}.$$

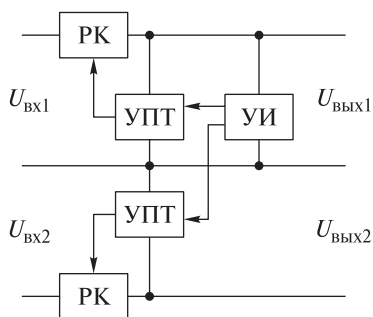


Рис. 1.89. Структурная схема стабилизатора напряжения с двухполярным выходом

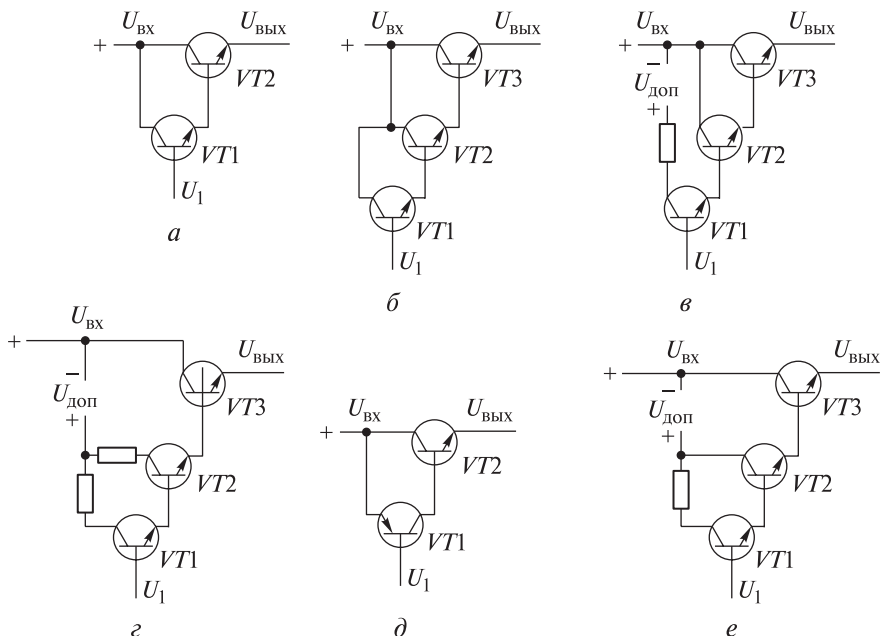


Рис. 1.90. Составные регулирующие компоненты:

a, d — на двух транзисторах; *б–г, е* — на трех транзисторах

В данном случае уменьшение напряжения $U_{p.k \min}$ достигается благодаря тому, что при дополнительной симметрии напряжения $U_{KЭ1 \text{ нас}}$ меньше напряжения $U_{ЭБ2}$.

Включение в схему стабилизатора дополнительного источника напряжения и стабилизатора тока снижает падение напряжения, минимальное значение которого определяют по напряжению

$$U_{p.k \min} = U_{ЭБ2} + U_{KЭ1 \min} - U_{\text{доп}}.$$

При этом должно соблюдаться условие

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

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

Усилитель постоянного тока может быть выполнен вместе с устройством измерения. На рис. 1.91 приведена простая схема усилителя постоянного тока, содержащая один транзистор $VT1$, делитель выходного напряжения $R3$, $R4$, $R5$, источник опорного напряжения (стабилизатор $VD1$) и дополнительный источник напряжения $U_{\text{доп}}$ для обеспечения необходимого режима работы транзистора $VT1$. Напряжение к коллектору транзистора может подаваться не от дополнительного источника, а с выхода стабилизатора напряжения. Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ в рассматриваемой схеме выше опорного $U_{\text{оп}}$. Если необходимо получить выходное напряжение ниже опорного,

то можно применить схему с двумя дополнительными источниками напряжения $U_{\text{доп1}}$ и $U_{\text{доп2}}$ (рис. 1.92).

В стабилизаторах напряжения в качестве усилителя постоянного тока можно использовать *операционный усилитель*. Это позволяет повысить коэффициент стабилизации по сравнению с однокаскадными усилителями.

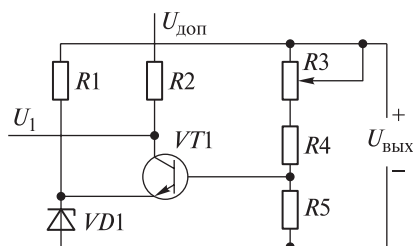


Рис. 1.91. Схема усилителя постоянного тока с одним транзистором и одним дополнительным источником напряжения

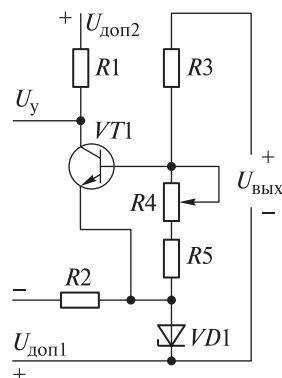


Рис. 1.92. Схема усилителя постоянного тока с одним транзистором и двумя дополнительными источниками напряжения

В качестве примера на рис. 1.93 приведена схема компенсационного стабилизатора напряжения с операционным усилителем типа К153УТ1 [18].

Особенностью этой схемы является наличие входного делителя напряжения $R1$, $R2$, с которого напряжение 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 происходит сбой в связи с тем, что при достаточно большом напряжении

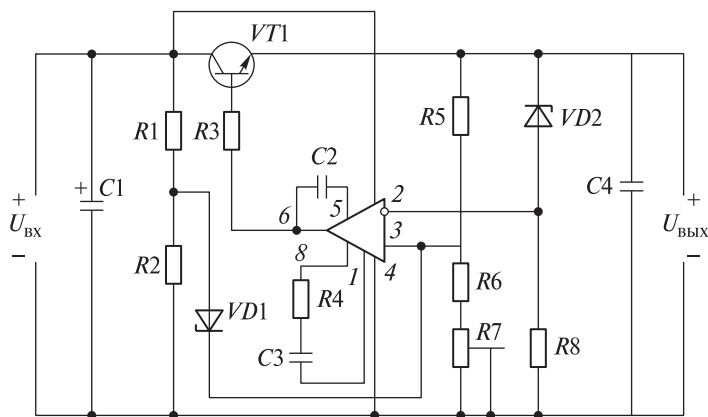


Рис. 1.93. Схема компенсационного стабилизатора напряжения с операционным усилителем типа К153УТ1 (1–8 — микросхемы)

смещения операционного усилителя его выходной каскад входит в режим насыщения и его выходное напряжение не превышает десятых долей вольта. Это напряжение ниже уровня, необходимого для открывания транзистора регулирующего компонента.

Значение сопротивления входного делителя напряжения выбирают из условия

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

$$\frac{U_{\text{вх max}} R_2}{R_1 + R_2} < U_{\text{н.вх}},$$

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

Диод $VD1$ выбирают с малым значением обратного тока.

Операционные усилители применяются в основном в ИЭП с выходным напряжением свыше 30 В.

На рис. 1.94 приведена схема компенсационного стабилизатора напряжения с выходным напряжением 150 В, который используется в устройствах

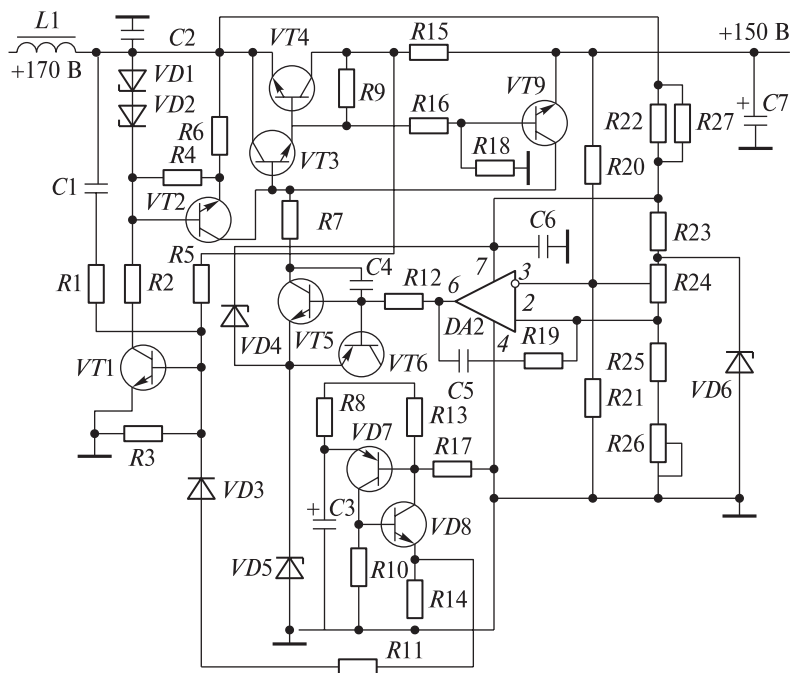


Рис. 1.94. Схема компенсационного стабилизатора напряжения с выходным напряжением 150 В

с телевизионными индикаторами [2]. На вход схемы подается выпрямленное напряжение, которое сглаживается фильтром $L1$, $C2$, $C6$, $C7$. Регулирующий компонент содержит силовой $VT4$ (2Т845А) и согласующий $VT3$ (2Т506А) транзисторы. Усилитель постоянного тока содержит микросхему $DA1$ (140УД7), транзистор $VT5$ (2Т506А), резисторы $R7$ и $R12$. Резистор $R7$ снижает мощность, рассеиваемую на коллекторе транзистора $VT5$. Резистор $R12$ ограничивает выходной ток микросхемы $DA1$.

Источник стабильного тока выполнен на транзисторах $VT1$ (2Т506А), $VT2$ (2Т505А), стабилитронах $VD1$, $VD2$ (2Д522Б) и резисторах $R2$, $R4$, $R6$. Транзистор $VT1$ обеспечивает отключение стабилизатора при перегрузке по току. Первоначальный запуск стабилизатора выполняют конденсатор $C1$, резистор $R1$ и схема повторного запуска. Включенное состояние транзистора $VT1$ после запуска стабилизатора сохраняется благодаря прохождению тока по цепи $R3$, $R5$. Схема повторного запуска стабилизатора содержит элементы $VT6$, $VT7$ (2Т313Б), $VT8$ (2Т312Б), $VD3$ (2Д522Б), $C3$, $R8$, $R10$, $R11$, $R13$, $R14$, $R17$. При увеличении тока через резистор $R18$ открывается транзистор $VT9$ (2Т506А), который шунтирует регулирующий составной транзистор. Выходное напряжение стабилизатора уменьшается, что приводит к закрыванию транзистора $VT1$ и отключению стабилизатора. При этом включается транзистор $VT6$ (2Т313Б), который через резистор $R8$ заряжает конденсатор $C3$.

Напряжением заряженного конденсатора $C3$ 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 $VD6$, $R22$, $R23$, $R24$, $R25$, $R26$, $R27$. Резистор $R26$ служит для регулирования выходного напряжения. Делитель выходного напряжения выполнен на резисторах $R20$, $R21$. Параметрический стабилизатор содержит стабилитроны $VD4$ (2С191Т) и $VD15$ (2С170А) и обеспечивает электропитанием операционный усилитель $DA1$.

Компенсационные стабилизаторы напряжения на базе интегральных микросхем серии 142 (интегральные стабилизаторы) широко используются при выходном напряжении 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, обычно выполняемого в виде резисторного делителя. В то же время имеются выводы от основных функциональных узлов, что расширяет область применения стабилизаторов за счет включения дополнительных внешних компонентов. Параметры интегральных стабилизаторов напряжения приведены в табл. 1.25.

Рассмотрим схемы включения интегральных стабилизаторов напряжения. Для получения заданных выходных параметров и обеспечения режима работы к микросхеме необходимо подсоединить дополнительные компоненты [17]. На рис. 1.95 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 , R_3 составляют делитель регулируемого выходного напряжения, R_4 — резистор нагрузки, C_1 , C_2 — корректирующие конденсаторы. Резистор R_3 выбирают из условия равенства или превышения минимально допустимого тока делителя: $I_{\text{дел}} \geq 1,5 \text{ мА}$.

Таблица 1.25

Значения параметров стабилизаторов напряжения с регулируемым выходным напряжением

Выходное напряжение, В	Тип микросхемы	Нестабильность по напряжению, %/В, не более	Нестабильность по току, %/А, не более	Диапазон рабочих температур, °С	Тип корпуса
От 3 до 12	142ЕН1А	0,3	11,1	От –60 до +125	4112.16.15.01402.16-7
	142ЕН1Б	0,1	4,4		
	КР142ЕН1А	0,3	11,1	От –10 до +70	2101.14-1
	КР142ЕН1Б	0,1	4,4		
	КР142ЕН1В	0,5	22,2		
	КР142ЕН1Г	0,2	4,4		
От 12 до 30	142ЕН2А	0,3	11,1	От –60 до +125	4112.16.15.01402.16-7
	142ЕН2Б	0,1	4,4		
	КР142ЕН1А	0,3	11,1	От –10 до +70	2101.14-1
	КР142ЕН1Б	0,1	4,4		
	КР142ЕН1В	0,5	22,2		
	КР142ЕН1Г	0,2	4,4		

Примечания 1. Выходной ток 0,15 А.

2. Входное напряжение 20 В при выходном напряжении 3...12 В; входное напряжение 40 В при выходном напряжении 12...30 В.

Значение емкости конденсаторов при выходном напряжении менее 5 В следует выбирать из условия $C_2 > 0,1 \text{ мкФ}$, $C_3 = 5...10 \text{ мкФ}$. При выходном напряжении более 5 В емкости конденсаторов могут составлять: $C_2 \geq 100 \text{ пкФ}$, $C_3 \geq 1 \text{ мкФ}$.

Стабилизатор работает следующим образом. При отклонении выходного напряжения часть его с делителя R_2 , R_3 подается на вывод 12 микросхемы (см. рис. 1.95), где сравнивается с внутренним опорным напряжением $U_{\text{оп}} = (2,4 \pm 0,36) \text{ В}$. Полученный разностный сигнал усиливается дифференциальным усилителем и подается на базу регулирующего составного транзистора. Изменение базового тока регулирующего компонента приводит

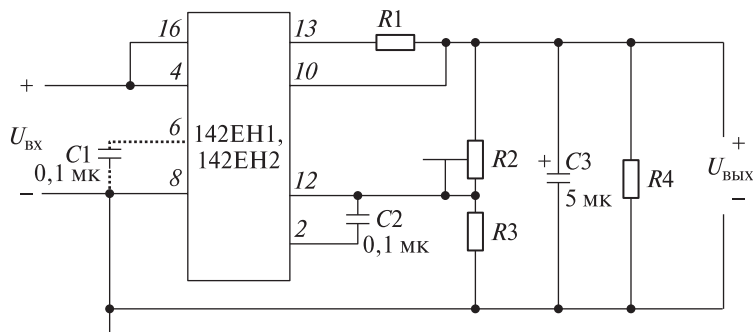


Рис. 1.95. Основная схема включения интегральных стабилизаторов напряжения 142ЕН1А, Б и 142ЕН2А, Б

к компенсирующему изменению выходного напряжения на выводе 13 микросхемы, что обеспечивает поддержание напряжения на нагрузке в заданных пределах.

Для улучшения стабильности выходного напряжения резистивный делитель может быть заменен стабилитроном $VD2$ и резистором $R2$ (рис. 1.96). В этом случае отклонение выходного напряжения $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ определяется выражением

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} \approx \Delta U_{\text{о.с.}} + \frac{R_{VD2}}{R_2} \Delta U_{\text{о.с.}},$$

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

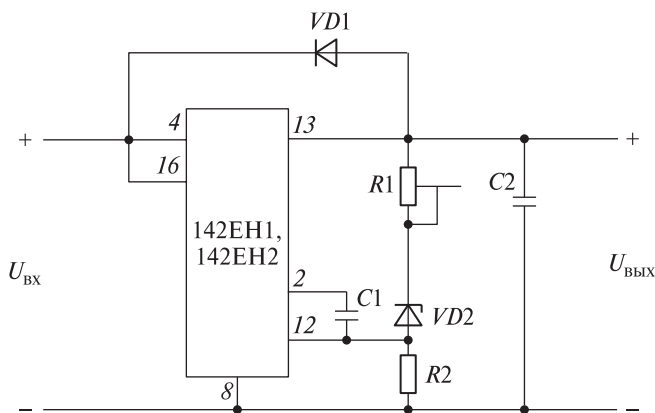


Рис. 1.96. Схема компенсационного стабилизатора с повышенной стабильностью

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, для получения заданного выходного напряжения в делитель включается переменный резистор R_1 , сопротивление которого $R_1 < R_2$. Сопротивление резистора R_2 выбирают с учетом соотношения

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

где $U_{\text{оп min}}$ — минимальное внутреннее опорное напряжение микросхемы, равное 2 В; I_{VD2} — минимально допустимый ток стабилитрона.

Сопротивление резистора R_1 можно принять таким:

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

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

Диод $VD1$, включенный между выводами 13 и 4 (см. рис. 1.97), служит для защиты микросхемы при отключении входного напряжения.

При малом падении напряжения на микросхеме типа 142ЕН2 (менее 4,5 В) ее стабилизирующие свойства ухудшаются, так как имеет место разброс значений остаточных напряжений стабилизаторов тока в цепях источника опорного напряжения и дифференциального усилителя в составе микросхемы. В этом случае происходит смещение рабочей точки транзистора стабилизатора тока из активной области в область насыщения, что приводит к снижению стабильности опорного напряжения. Для снижения падения напряжения на микросхеме без ухудшения ее стабильности стабилизатор выполняется с раздельными входными напряжениями $U_{\text{ВХ1}}$ и $U_{\text{ВХ2}}$ (рис. 1.97). В такой схеме разность напряжений

$$U_{\text{ВХ2}} - U_{\text{ВЫХ}} \approx 2,5 \text{ В},$$

что повышает КПД стабилизатора.

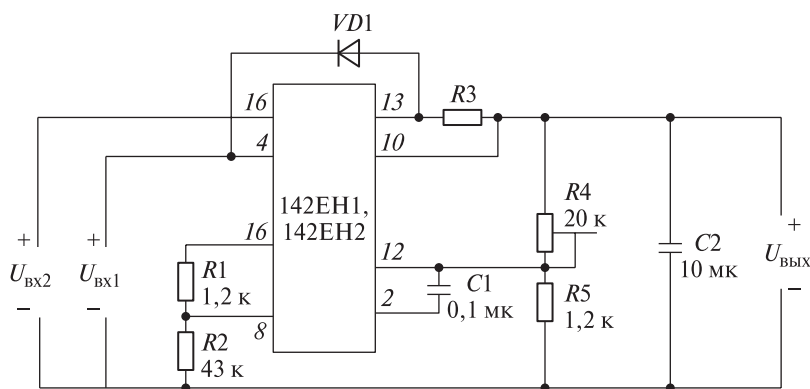


Рис. 1.97. Схема стабилизатора с повышенным значением КПД

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

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. 1.98).

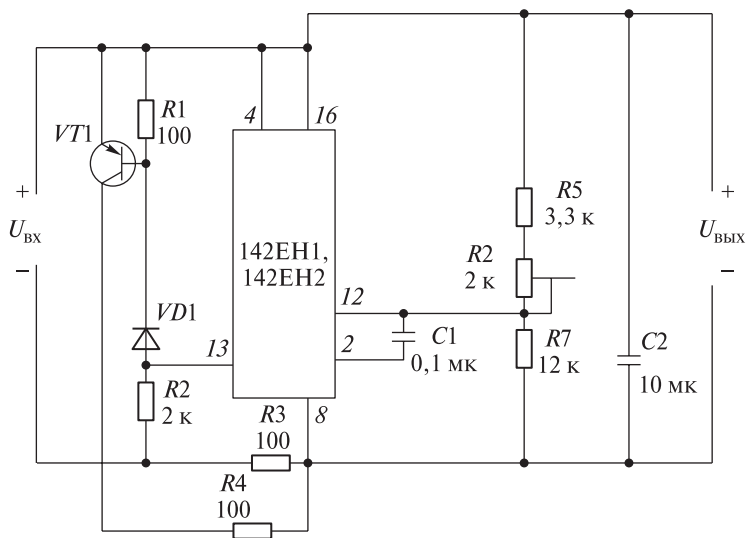


Рис. 1.98. Схема параллельного стабилизатора напряжения

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

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

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

В параллельном стабилизаторе напряжения должны выполняться условия

$$I_{R3}^2 R_3 \leq P_{\text{рас. доп}};$$

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

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

Сопротивление резистора $R2$ определяют по выражению

$$R_2 = \frac{U_{\text{вх min}} - U_{VD1} - U_{\text{ЭБ}}}{\left(\frac{I_{\text{вых max}}}{\beta_{\text{min}}} \right) - I_{K \text{ min}}}.$$

Для микросхем 142ЕН1А, Б напряжение стабилизации стабилитрона $VD1$ выбирают в пределах

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

для микросхем 142ЕН2А, Б —

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

Тесты к лекции 1.14

1. Какая обратная связь применяется в компенсационных стабилизаторах?

- а) отрицательная;
- б) положительная;
- в) комбинированная;
- г) не применяется.

2. Какие устройства используют для параметрической стабилизации переменного тока?

- а) дроссели;
- б) варикапы;
- в) стабилитроны;
- г) варисторы.

3. Использование какого устройства рационально при высокой вероятности короткого замыкания в нагрузке?

- а) параллельного стабилизатора напряжения;
- б) компенсационного стабилизатора напряжения;
- в) импульсного стабилизатора напряжения;
- г) стабилизатора с повышенным значением КПД.

4. Как будет изменяться КПД стабилизатора при уменьшении разности между входным и выходным напряжением?

- а) будет увеличиваться;
- б) будет уменьшаться;
- в) останется неизменным;
- г) все перечисленное правильно.

5. Стабилизатор какого типа называют активным фильтром?

- а) непрерывного действия;
- б) импульсный;
- в) феррорезонансный;
- г) стабилизатор тока.

6. Чем отличаются компенсационные стабилизаторы по сравнению с параметрическими?

- а) большими выходными токами, меньшими выходными сопротивлениями, большими коэффициентами стабилизации;
- б) большими выходными токами, большими выходными сопротивлениями, большими коэффициентами стабилизации;
- в) меньшими выходными токами, меньшими выходными сопротивлениями, большими коэффициентами стабилизации;
- г) меньшими выходными токами, меньшими выходными сопротивлениями, меньшими коэффициентами стабилизации.

1.15. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ФИКСИРОВАННЫМ ВЫХОДНЫМ НАПЯЖЕНИЕМ

Цель лекции — сформировать представление о схемотехнике стабилизаторов постоянного тока с фиксированным выходным напряжением и предъявляемых к ним основных требованиях при использовании их в составе источников электропитания.

Интегральные стабилизаторы напряжения с фиксированным выходным напряжением представляют собой конструктивно и функционально законченные микросхемы (табл. 1.26). Они отличаются большей мощностью по сравнению с ранее рассмотренными. Кроме того, они повышают надежность электронной аппаратуры благодаря малому количеству выводов (три или четыре) и не требуют дополнительных внешних компонентов.

В источниках электропитания ЭА широкое применение нашли интегральные стабилизаторы напряжения типа 142ЕН5А с фиксированным выходным напряжением 5 В и выходным током до 3 А (рис. 1.99). Максимальный выходной ток в такой микросхеме существенно зависит от рабочей температуры.

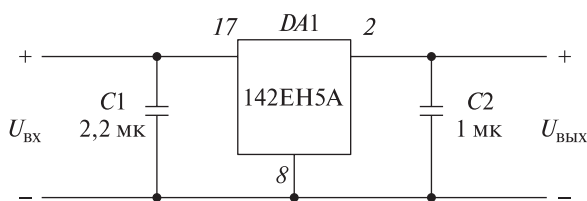


Рис. 1.99. Базовая схема включения микросхемы типа 142ЕН5А

Интегральные стабилизаторы подобного типа массово выпускаются на различные напряжения обеих полярностей. Обладая определенными преимуществами, они имеют ограничение по выходному току и при высокой температуре окружающей среды — по рассеиваемой мощности. Для преодоления этих ограничений можно изменить схему включения стабилизатора, параллельно ему подключив мощный транзистор (рис. 1.100).

Таблица 1.26

Значения параметров стабилизаторов напряжения с фиксированным выходным напряжением

Выходное напряжение, В	Выходной ток, А	Тип микросхемы	Нестабильность по напряжению, %/В, не более	Нестабильность по току, %/А, не более	Входное напряжение, В	Диапазон рабочих температур, °С	Тип корпуса	
5	0,1 0,25	KP1157EH5, А, Б KP1157EH5, В, Г	0,05	0,01	35	От –10 до +70	КТ-27	
9	0,1 0,25	KP1157EH9, А, Б KP1157EH9, В, Г						
12	0,1 0,25	KP1157EH12, А, Б KP1157EH12, В, Г						
15	0,1 0,25	KP1157EH15, А, Б KP1157EH15, В, Г						
18	0,1 0,25	KP1157EH18, А, Б KP1157EH18, В, Г						
24	0,1 0,25	KP1157EH24, А, Б KP1157EH24, В, Г						
9 12 15 20 24 27	1,0	KP142EH8Г KP142EH8Д KP142EH8Е KP142EH9Г KP142EH9Д KP142EH9Е	0,10	1,50	30 35	От –45 до +70	КТ-28-2	
5 6	1,5	KP142EH5А KP142EH5Б	0,50	1,33	15	От –45 до +70	КТ-28-2	
9 12 15		KP142EH8А KP142EH8Б KP142EH8В		0,67	35			
20 24 27		KP142EH9А KP142EH9Б KP142EH9В			40			
5 6	2,0	KP142EH5В KP142EH5Г		1,00	15			
9 12 15	1,5	142EH8А 142EH8Б 142EH8В	0,05	0,67	35	От –60 до +125	4116.4-2	
20 24 27		142EH9А 142EH9Б 142EH9В			40			
5 6	2,0	142EH5В 142EH5Г		1,00	15			
5 6	3,0	142EH5А 142EH5Б						

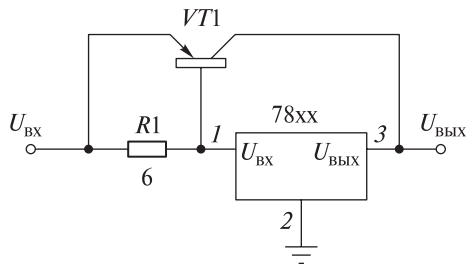


Рис. 1.100. Схема включения микросхемы типа 142EH5A при использовании в режиме повышенной мощности

Сопротивление резистора $R1$ выбирают таким, чтобы при определенном значении выходного тока $I_{\text{вкл}}$, например 300 мА, падение напряжения на нем было достаточным для открывания транзистора $VT1$, например 6 Ом. При токах нагрузки менее $I_{\text{вкл}}$ схема работает как обычно. Транзистор $VT1$ закрыт, и весь ток нагрузки протекает через стабилизатор. При токе нагрузки $I_{\text{н}}$ более $I_{\text{вкл}}$ транзистор $VT1$ открывается, и через него начинает протекать ток $I_{\text{к}} = I_{\text{н}} - I_{\text{вкл}}$. Если необходимо разгрузить стабилизатор полностью, можно использовать составной транзистор. Стабилизатор поддерживает заданное значение $U_{\text{вых}}$, а повышенный ток нагрузки обеспечивается в основном транзистором.

Схема на рис. 1.100 не содержит цепей защиты транзистора от короткого замыкания в нагрузке. Короткое замыкание на выходе схемы — самый тяжелый режим работы для мощного транзистора. В этом случае через него протекает большой ток, а падение напряжения на его переходе коллектор—эмиттер достигает значения $U_{\text{вх}}$. Для защиты проходного транзистора от короткого замыкания в нагрузке в схему можно добавить ограничитель выходного тока на транзисторе $VT1$ и резисторе $R2$ (рис. 1.101).

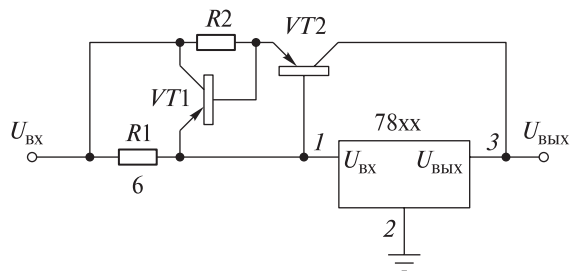


Рис. 1.101. Схема включения микросхем типа 142EH5 при использовании в режиме повышенной мощности с защитой от короткого замыкания

Если значение выходного тока не превышает заданного предельного значения, то падение напряжения на резисторе $R2$ мало, транзистор $VT1$ закрыт и схема функционирует аналогично стабилизатору (см. рис. 1.100). При

увеличении тока нагрузки до заданного предельного значения транзистор $VT1$ открывается вследствие разности потенциалов, возникающей на выводах резистора $R2$ при протекании через него тока. Переход коллектор–эмиттер транзистора $VT1$ шунтирует эмиттерный переход проходного транзистора, $VT2$ закрывается, и значение его коллекторного тока уменьшается.

Тесты к лекции 1.15

1. Как защитить стабилизатор от короткого замыкания со стороны подачи питания?

- а) включить диод во встречном направлении протекающего через стабилизатор тока параллельно ему;
- б) включить диод в направлении протекающего тока через стабилизатор тока параллельно ему;
- в) включить диод в направлении протекающего тока через стабилизатор тока последовательно с ним;
- г) включить диод во встречном направлении протекающего через стабилизатор тока последовательно с ним.

2. Возможно ли использовать стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением для создания ИЭП с плавно изменяющимся напряжением на выходе?

- а) да;
- б) нет;
- в) только в случае ступенчатого регулирования выходного напряжения;
- г) только для импульсных стабилизаторов.

3. Возможно ли использовать стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением для создания ИЭП с напряжением ниже напряжения стабилизации?

- а) не рекомендуется вследствие низкого КПД;
- б) можно;
- в) нельзя;
- г) потребуется установка дополнительного фильтра.

4. Возможно ли увеличение выходного тока стабилизатора сверх номинального?

- а) нет;
- б) при использовании дополнительного силового ключа;
- в) да;
- г) при снижении напряжения стабилизации.

5. С какой целью на выходе стабилизатора устанавливают параллельно нагрузке керамический конденсатор небольшого номинала?

- а) для уменьшения высокочастотных шумов;
- б) для подавления пульсаций сети;
- в) для фильтрации гармоник питающего напряжения;
- г) для обеспечения электромагнитной совместимости.

1.16. СПОСОБЫ ИМПУЛЬСНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ИСТОЧНИКАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Цель лекции — представить способы импульсного регулирования выходного напряжения в источниках электропитания и основные применяемые в промышленности схемотехнические решения для их реализации.

Выходное напряжение в ИЭП изменяется в процессе его работы под действием изменения тока нагрузки, входного напряжения, температуры окружающей среды, ионизирующих излучений, влажности окружающего воздуха, механических воздействий. В связи с этим в процессе эксплуатации ИЭП необходимо поддерживать значение выходного напряжения в определенном диапазоне, 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 стабилитроны и транзисторные переходы с нелинейной характеристикой, 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 напряжения (при негармонических колебаниях);

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 их следования;

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

е) интегральная широтно-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.

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 на выходе ИЭП.

При импульсах одной полярности модулирующий сигнал преобразуется в последовательность однополярных периодически повторяющихся широтно-модулированных импульсов. Такая ШИМ получила название *однотактной*. 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. 1.102 приведена диаграмма, поясняющая действие однотактной ШИМ.

Однотактная ШИМ характеризуется следующими параметрами:

— 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;

— 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 $h = 1$;

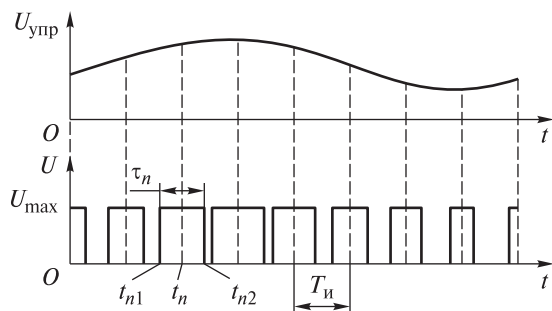


Рис. 1.102. Диаграмма напряжений при однотоковой ШИМ:

$U_{\text{упр}} = U + U_0 \sin \omega t$ — 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} , t_{n2} — моменты начала и окончания n -го импульса соответственно

— коэффициентом μ следования импульсов:

$$\mu = \frac{\Omega}{\omega}.$$

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

При *двухтактной* ШИМ (рис. 1.103) длительность каждого импульса определяется его абсолютным значением в определенные моменты времени, полярность импульса — полярностью модулирующего сигнала $U_{\text{упр}}$.

Двухтактная ШИМ характеризуется следующими параметрами:

— коэффициентом d_0 модуляции импульсов по длительности:

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

— коэффициентом μ следования импульсов:

$$\mu = \frac{\Omega}{\omega}.$$

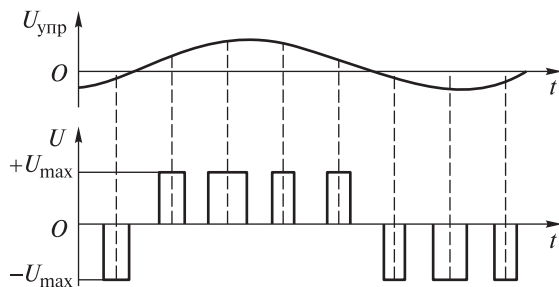


Рис. 1.103. Диаграмма напряжений при двухтактной ШИМ

В стабилизирующих ИЭП должно осуществляться подавление пульсации входного напряжения, поэтому при одноктактной или двухтактной ШИМ в выражении для коэффициента μ необходимо принимать частоту модулирующего сигнала равной частоте $\omega_{\text{вх}}$ пульсации входного напряжения:

$$\omega = \omega_{\text{вх}}.$$

Как при одноктактной, так и при двухтактной ШИМ длительность импульса может изменяться вследствие изменения положения фронта, спада или фронта и спада. В связи с этим различают одноктактную одностороннюю (ООШИМ), двухтактную одностороннюю (ДОШИМ), одноктактную двустороннюю (ОДШИМ) и двухтактную двустороннюю (ДДШИМ) широтно-импульсную модуляцию. В зависимости от момента выборки значения сигнала, определяющего длительность импульса, одноктактные и двухтактные разновидности ШИМ подразделяют на четыре вида:

- при ШИМ первого вида (ШИМ-I) фронт импульса определяется значением сигнала в момент времени, соответствующий модулируемому фронту импульса;

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

- 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;

- 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 [1].

Использование ИШИМ при регулировании и стабилизации напряжения позволяет синтезировать одноктактную 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 ИШИМ определяется длительность импульсов модуляции в соответствии с результатами анализа входного сигнала на всем тактовом промежутке, что обеспечивает достаточно хорошую помехозащищенность. Подобную модуляцию называют ИШИМ *по входу*. Однако при этой модуляции не учитываются искажения формы импульсов и пульсация 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 ИШИМ

по входу и выходу. В этом случае в качестве параметра модуляции используется не длительность импульса, а его площадь, которую выбирают 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 одноктактной ИШИМ 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 двухтактной ИШИМ бывают с *непрерывным* и с *потактовым* рассогласованием сигнала управления. В первом случае сигнал управления заносится на всем интервале работы, во втором — лишь во время соответствующего тактового промежутка.

Использование ИШИМ при синусоидальных сигналах сравнения имеет ряд особенностей. Различают три метода формирования импульсов при синусоидальных сигналах сравнения, различающихся расположением импульса в тактовом промежутке (рис. 1.104). При применении первого метода (рис. 1.104, *а*) импульс находится в начале тактового промежутка, при втором (рис. 1.104, *б*) — симметрично относительно середины тактового промежутка, при третьем (рис. 1.104, *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 ИШИМ.

Основным звеном устройства с ИШИМ является интегратор с потактовым или непрерывным рассогласованием сигнала управления. Рассмотрим структурную схему ИЭП с двухтактной ИШИМ и непрерывным занесением сигнала управления, реализующую первый метод формирования импульсов и временную диаграмму ее работы (рис. 1.105 и 1.106).

На интервале рассогласования сигнала управления ток управления:

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

К моменту прихода тактового импульса напряжение на выходе интегратора достигнет значения

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

После прихода тактового импульса входной ток интегратора

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

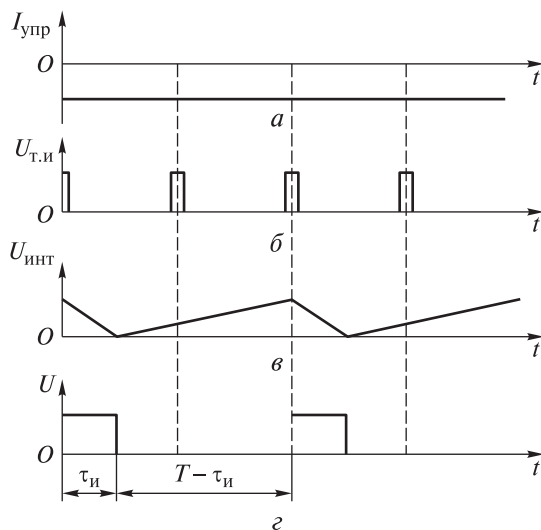


Рис. 1.106. Диаграммы работы ИЭП с двух-
тактной ИШИМ:

a — ток управления; *б* — напряжение тактовых им-
пульсов; *в* — напряжение на выходе интегратора;
г — напряжение на выходе пороговой схемы

При условии постоянства U_0 выражение (1.11) 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 рассогласования.

Выражение 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 раньше, чем напряжение на выходе интегратора достигнет нулевого значения. При этом импульс будет сформирован лишь после прихода тактового импульса, что приведет к ошибке в установлении длительности импульса (рис. 1.107).

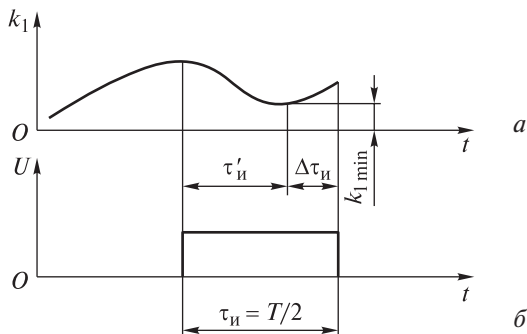


Рис. 1.107. Диаграммы процесса возникновения ошибки в установлении длительности импульса при модуляции с непрерывным сигналом рассогласования:

a — изменение относительного уровня выходного напряжения; *б* — выходной импульс модулятора

Относительный уровень сигнала рассогласования, при котором возможно формирование ширины импульса без ошибки, может быть определен из условий

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

Отсюда получаем

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

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

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

На рис. 1.108, где приведены графики зависимости коэффициентов k_1 и k_3 от отношения t/T для различных значений k_2 , можно отметить две области: в одной области ошибка сравнения обрабатывается 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 обработке, поэтому в конечном счете в некотором такте она будет обработана полностью. Для определения этого такта предположим, что относительный уровень управляющего сигнала до момента времени τ_n/T равен $k_{2\text{кр}}$, а в момент

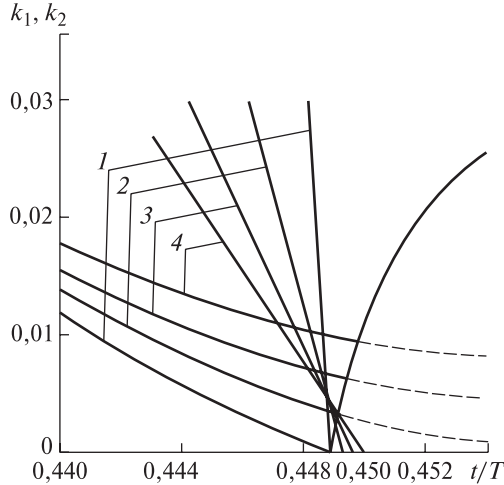


Рис. 1.108. Зависимость коэффициентов k_1 и k_2 от отношения t/T для различных значений k_2 :
 1 — $k_2 = 0,31$; 2 — $0,312$; 3 — $0,314$; 4 — $0,316$

времени τ_n/T увеличился до значения k_2 . На интервале сравнения относительный уровень выходного напряжения интегратора достигает минимального значения:

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

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

$$f = \frac{f_0}{n},$$

где $f_0 = 2\pi/T$.

При некотором значении

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

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

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

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

при этом относительный уровень входного тока выражается зависимостью

$$k_3 = \cos 2\pi \frac{t}{T} - k_2.$$

Критическому значению относительного входного сигнала

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

соответствует ширина импульса

$$\left(\frac{\tau_n}{T} \right)_{\text{кр}} = \pm \frac{1}{2\pi} \arcsin \pi k_{2\text{кр}} = \pm 0,008.$$

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

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

Графики зависимости номера такта от значения коэффициента k_2 приведены на рис. 1.109. В устройстве с потактовым рассогласованием сигнала управления перенос ошибки отсутствует, поэтому коэффициент использования периода сигнала приближается к единице.

Метод фазоимпульсной модуляции используется в основном для управления тиристорами регулируемых выпрямителей и ведомых сетью инверторов,

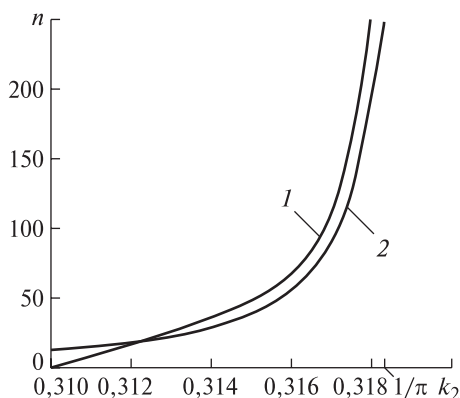


Рис. 1.109. Зависимость номера такта n от значения коэффициента k_2 :

1 — первый метод формирования импульсов;
2 — второй метод формирования импульсов

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 с помощью фазового регулирования управляющих импульсов типа меандр.

Тесты к лекции 1.16

1. Как складываются мощности при совместной работе на нагрузку двух фазоимпульсных преобразователей?

- а) векторно;
- б) скалярно;
- в) делятся;
- г) суммируются.

2. По каким признакам может изменяться длительность импульса ШИМ?

- а) изменение положения фронта, спада или фронта и спада;
- б) изменение положения фронта;
- в) изменение положения спада;
- г) изменение положения фронта и спада.

3. Каково главное преимущество интегральной ШИМ с определением длительности импульсов модуляции в соответствии с результатами анализа входного сигнала на всем тактовом промежутке?

- а) помехозащищенность;
- б) точность регулирования;
- в) скорость срабатывания;
- г) отсутствие обратной связи.

4. Почему системы на базе ЧИМ не получили широкого распространения?

- а) изменение частоты усложняет обеспечение электромагнитной совместимости;
- б) это объясняется схемотехнической сложностью реализации;
- в) такие системы широко используются при построении стабилизированных источников питания;
- г) стабилизаторов ЧИМ не существует.

5. При каком виде ШИМ длительность каждого импульса определяется его абсолютным значением в конкретные моменты времени, а полярность импульса — полярностью модулирующего сигнала?

- а) двухтактной модуляции;
- б) трехтактной;
- в) однотактной;
- г) четырехтактной.

1.17. ТРАНСФОРМАТОРНО-ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ МОДУЛИ В ИСТОЧНИКАХ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Цель лекции — сформировать представление о трансформаторно-выпрямительных модулях, их схемотехнике и предъявляемых к ним требованиях при использовании в составе источников электропитания.

Трансформаторно-выпрямительные модули в большинстве случаев содержат трансформатор, диоды и сглаживающий фильтр. Они характеризуются следующими параметрами [2]:

- значением входного напряжения, частотой входного тока и их отклонениями;
- полной мощностью, потребляемой от входной сети;
- значением выходного напряжения;
- коэффициентом пульсаций выходного напряжения и его отклонением от номинального;
- максимальным значением выходного тока;
- коэффициентом полезного действия.

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 полувольт переменной составляющей выпрямленного напряжения.

Из большого числа схемных решений выпрямителей рассмотрим лишь наиболее часто применяемые в ИЭП (рис. 1.110). Однополупериодная схема выпрямителя (рис. 1.110, *а*) обычно используется 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. 1.110, *б*) применяется, как правило, для получения выходной мощности до 500 Вт. Достоинствами схемы являются возможность применения диодов с электрически соединенными катодами в виде диодных сборок, а также возможность установки диодов на общий радиатор. К недостаткам следует отнести усложнение конструкции трансформатора вследствие вывода средней точки вторичной обмотки трансформатора и повышенное обратное напряжение на диодах.

Мостовая однофазная схема (рис. 1.110, *в*) используется в широком диапазоне выходных мощностей (обычно превышающих 300 Вт). Достоинства

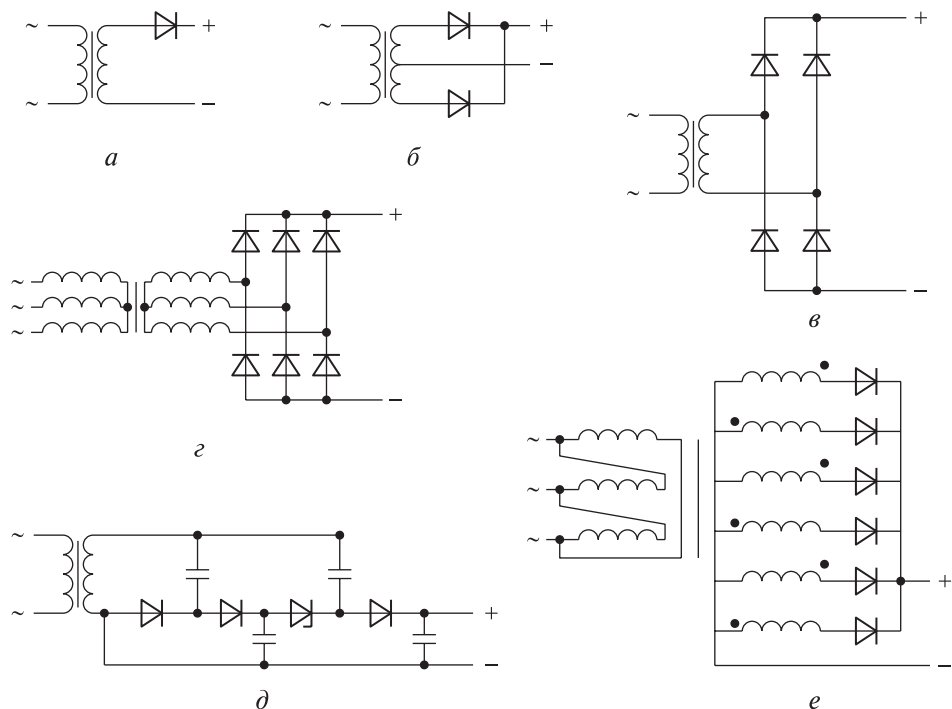


Рис. 1.110. Электрические схемы диодных выпрямителей:

а — однополупериодная; *б* — двухполупериодная с выводом средней точки; *в* — мостовая однофазная; *г* — мостовая трехфазная; *д* — с диодно-конденсаторными умножителями напряжения; *е* — шестифазная однотактная

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

Мостовая трехфазная схема (рис. 1.110, *г*) обладает высоким коэффициентом использования мощности трансформатора, малым значением обратного напряжения на диодах, 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. 1.110, *а–г*, а также схемы с диодно-конденсаторными умножителями напряжения, представленные на рис. 1.110, *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 ИЭП, так как, помимо 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. 1.110, *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, чем в трехфазной мостовой схеме.

Функционирование диодного выпрямителя в существенной мере определяется характером его нагрузки. Так, при разных 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 емкостной или индуктивно-емкостной. К емкостной нагрузке можно отнести электронно-лучевые трубки, электровакуумные приборы, вычислительные устройства и др. Индуктивно-емкостная 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 емкостную нагрузку (рис. 1.111, *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. 1.111, *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

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

где I_d — действующее значение тока через диод.

Габаритная мощность $P_{\text{габ}}$ трансформатора для рассматриваемой схемы:

$$P_{\text{габ}} = 0,5 \left(\frac{n\sqrt{2} I_d U_2}{n} + 2 I_d U_2 \right) = 1,7 I_d U_2 \approx 2 P_{\text{вых}}.$$

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 индуктивно-емкостной нагрузке в схеме с выводом средней точки (рис. 1.112, а) выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ имеет форму огибающей положительных значений напряжений вторичных полуобмоток (рис. 1.112, б). Токи вторичных полуобмоток i_{21} и i_{22} по форме близки к прямоугольникам (рис. 1.112, в, г), а их общий ток $i_{2\text{общ}}$ имеет форму меандра (рис. 1.112, 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. 1.112, 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

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

Таким образом, в схеме с индуктивно-емкостной нагрузкой трансформатор используется лучше, чем в схеме с емкостной нагрузкой. Это объясняется тем, что катушка индуктивности, 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. 1.111 и 1.112, следует отнести необходимость выполнения вторичных обмоток трансформатора симметричными. При асимметрии обмоток в выпрямленном напряжении возникает составляющая пульсации с частотой выпрямляемой сети.

Однофазная мостовая схема с емкостной нагрузкой и диаграммы ее работы приведены на рис. 1.113, а–е. Напряжение на вторичной обмотке и выпрямленное напряжение показаны на рис. 1.113, 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 (см. рис. 1.113, в, г). Ток вторичной обмотки не содержит постоянной составляющей. Он равен сумме токов двух групп диодов и изменяется в соответствии с рис. 1.113, д. Ток первичной обмотки i_1 имеет форму, аналогичную форме тока $i_{2\text{общ}}$, а его значение отличается от значения тока i_2 коэффициентом трансформации n :

$$i_1 = ni_{2\text{общ}}.$$

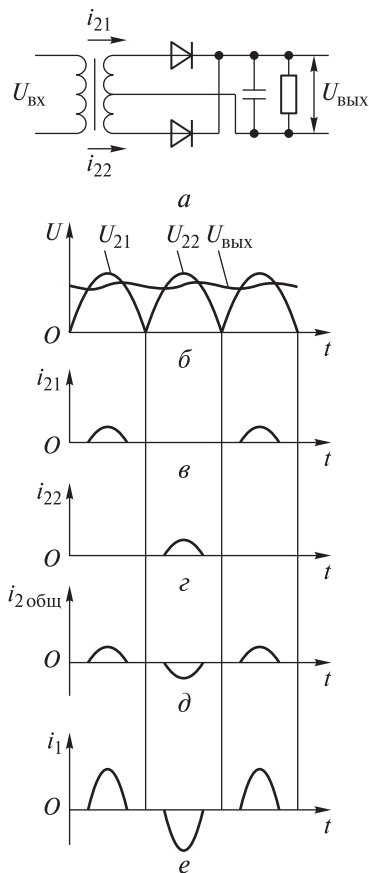


Рис. 1.111. Выпрямитель с выводом средней точки при подключении на емкостную нагрузку:

a — схема; $б$ – $е$ — диаграммы работы

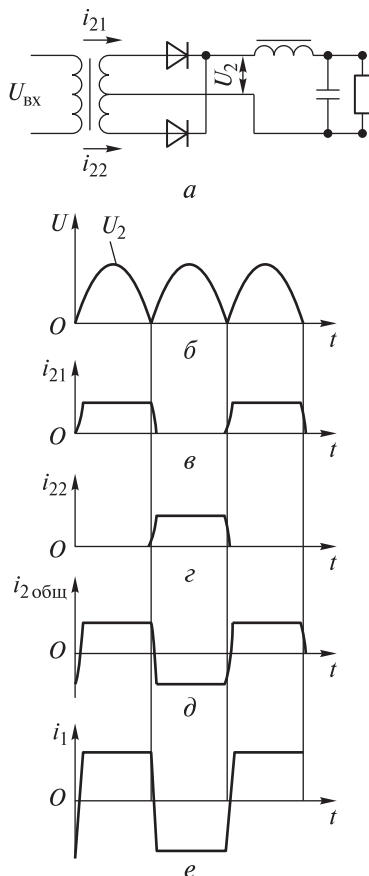


Рис. 1.112. Выпрямитель с выводом средней точки при подключении на индуктивно-емкостную нагрузку:

a — схема; $б$ – $е$ — диаграммы работы

Действующее значение тока I_1 первичной обмотки равно произведению действующего значения тока I_2 вторичной обмотки и коэффициента трансформации n .

На рис. 1.113, e 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 определяют 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. 1.113, $б$).

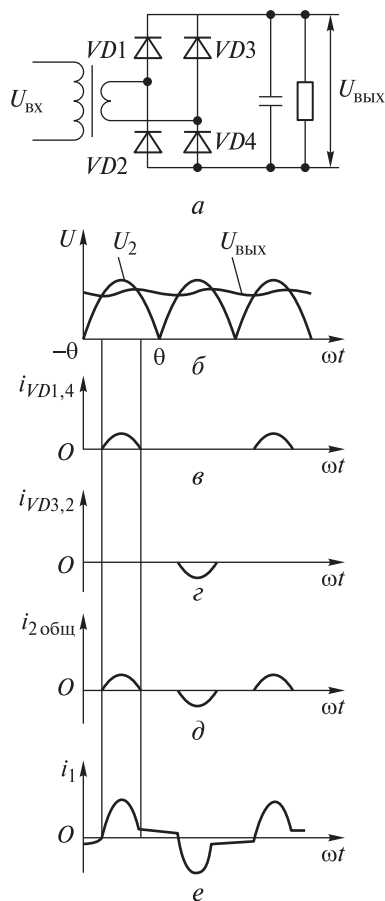


Рис. 1.113. Выпрямитель при подключении на емкостную нагрузку: а — однофазная мостовая схема; б–е — диаграммы работы

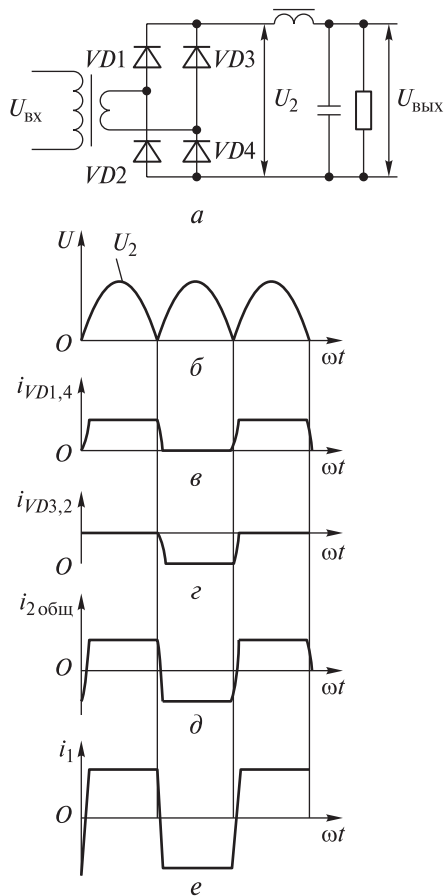


Рис. 1.114. Выпрямитель при подключении на индуктивно-емкостную нагрузку: а — однофазная мостовая схема; б–е — диаграммы работы

Коэффициент использования вторичной обмотки трансформатора по току

$$k_1 = \frac{I_2}{I_{ВЫХ}} = 0,707.$$

Габаритная мощность трансформатора в рассматриваемой схеме

$$P_{габ} = U_2 I_2 = 1,66 P_{ВЫХ}.$$

Обратное напряжение $U_{обр\text{ max}}$ 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

$$U_{\text{обр max}} = U_{2\text{ max}} = 1,33U_{\text{вых}}.$$

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

Однофазная мостовая схема при индуктивно-емкостном характере нагрузки приведена на рис. 1.114, *а*, диаграммы ее напряжений и токов — на рис. 1.114, *б–е*. Ток вторичной обмотки (см. рис. 1.114, *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 (см. рис. 1.114, *е*) и вторичной (см. рис. 1.114, *д*) обмоток имеют одинаковую форму.

Ток i_1 первичной обмотки и его действующее значение I_1 определяют по выражениям

$$i_1 = ni_{2\text{ общ}}; \quad I_1 = nI_{\text{вых}}.$$

Габаритная мощность трансформатора в однофазной мостовой схеме с индуктивно-емкостной нагрузкой без учета холостого хода:

$$P_{\text{габ}} = I_2 U_2 = 1,11 P_{\text{вых}}.$$

Отсюда коэффициент использования трансформатора $k_{\text{тр}}$:

$$k_{\text{тр}} = \frac{P_{\text{габ}}}{P_{\text{вых}}} = 1,11,$$

что является хорошим показателем и важным достоинством схемы.

Обратное напряжение на каждом диоде

$$U_{\text{обр.вых}} = 1,57U_{\text{вых}},$$

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 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.

При прямоугольной форме входного напряжения, что имеет место в выходных каскадах ИЭП на базе инверторов (рис. 1.115), существенное влияние оказывают 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. Такого явления не возникает при входном напряжении синусоидальной формы.

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 индуктивно-емкостную нагрузку при прямоугольной форме входного напряжения (рис. 1.116). 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

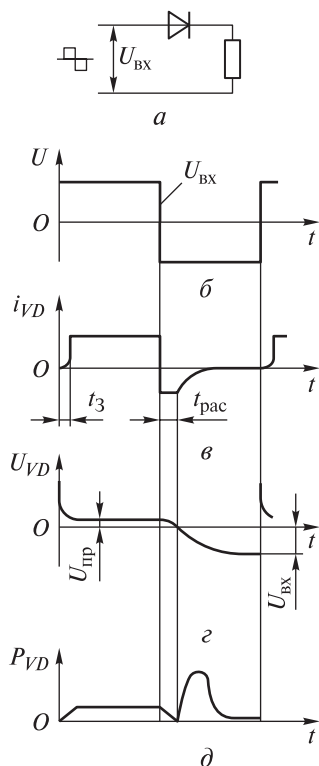


Рис. 1.115. Однополупериодный выпрямитель:

a — схема; б–д — диаграммы работы при входном напряжении прямоугольной формы

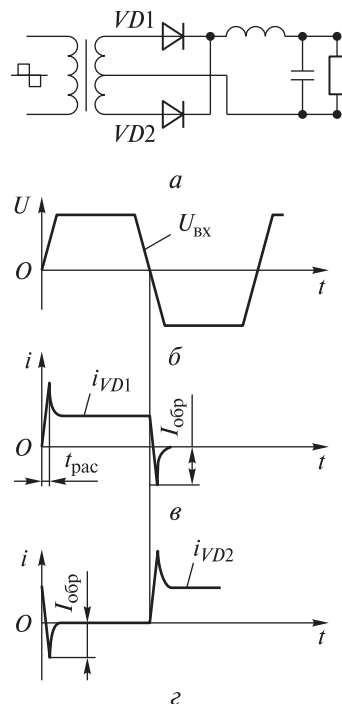


Рис. 1.116. Двухполупериодный выпрямитель:

a — схема; б–г — диаграммы работы при входном напряжении прямоугольной формы

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 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 вследствие отсутствия в этом контуре индуктивности.

Тесты к лекции 1.17

1. Какая схема выпрямителя обеспечивает минимальные пульсации напряжения на выходе?

- а) мостовая трехфазная;
- б) мостовая;
- в) двухфазная;
- г) трехфазная.

2. Для чего используется включение выпрямителя на индуктивно-емкостную нагрузку?

- а) для снижения пульсаций выходного напряжения и равномерного распределения нагрузки на трансформатор;
- б) для снижения потерь;
- в) для увеличения выходного напряжения;
- г) в схеме с индуктивной нагрузкой трансформатор используется лучше.

3. Зависит ли функционирование диодного выпрямителя от характера нагрузки?

- а) при различных видах нагрузки имеет место различная форма тока;
- б) не зависит;
- в) зависит незначительно;
- г) только при детектировании высокочастотного сигнала.

4. В каких случаях рационально использовать схему выпрямителя с выводом средней точки?

- а) при низких напряжениях и большом токе;
- б) при высоких напряжениях и большом токе;
- в) при низких напряжениях и малом токе;
- г) при высоких напряжениях и малом токе.

5. Какая проблема возникает при асимметрии обмоток с выпрямленным напряжением?

- а) в выходном напряжении появляется составляющая пульсации с частотой выпрямляемой сети;
- б) падает напряжение на выходе;
- в) неравномерно работают диоды выпрямителя;
- г) повышается частота пульсаций выходного напряжения.

1.18. ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ДЕЙСТВИЯ

Цель лекции — сформировать представление об импульсных источниках электропитания, их схемотехнике и предъявляемых к ним требованиях.

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*. В их составе содержится устройство модуляции, что определяет особенности их схемных решений, конструкции и технологии изготовления. При импульсном режиме работы благодаря малому времени переключения (времени фронта и времени спада импульса) в регулирующем компоненте выделяется значительно меньше теплоты, чем в ИЭП непрерывного действия. В связи с этим 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.

Вследствие повышенного уровня 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 включают стабилизатор непрерывного действия, который служит активным фильтром. При необходимости изменения уровня выходного напряжения относительно уровня входного напряжения на выходе инвертора подключают трансформатор. Если на выходе трансформатора подсоединен 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 m переменного напряжения на выходе инвертора преобразователи напряжения подразделяют 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 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 режимах: первичная обмотка — в двухтактном одно- или многофазном режиме, а вторичные обмотки — в однотактном двухполупериодном или однотактном многофазном режиме и т. п. По этой причине 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 подразделить 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.

1.18.1. ОДНОТАКТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПЯЖЕНИЯ

Работа такого преобразователя проиллюстрирована на рис. 1.117, где изображена силовая часть однотактной схемы. В этой схеме отсутствует нагрузка, поэтому режим работы характеризуется как *холостой ход*. Когда открывается транзистор $VT1$, на обмотку $W1$ подается прямоугольный импульс напряжения (рис. 1.118, а). Длительность импульса определяется временем открытого состояния транзистора. В момент перехода транзистора $VT1$ в закрытое состояние на вторичной обмотке $W2$ трансформатора $TV1$ генерируются выбросы напряжения (рис. 1.118, б). Причиной появления этих выбросов является возникновение электродвижущей силы самоиндукции, определяемой по выражению

$$E_1 = \frac{U_{\text{вх}} \tau_{\text{п}}}{\tau_{\text{выкл}}}.$$

Электродвижущая сила самоиндукции суммируется с входным напряжением $U_{\text{вх}}$, и к стоку транзистора $VT1$ прикладывается напряжение

$$U_{\text{с}} = U_{\text{вх}} \left(1 + \frac{\tau_{\text{и}}}{t_{\text{выкл}}} \right).$$

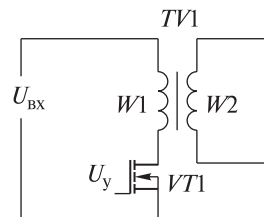


Рис. 1.117. Однотактный преобразователь в режиме холостого хода

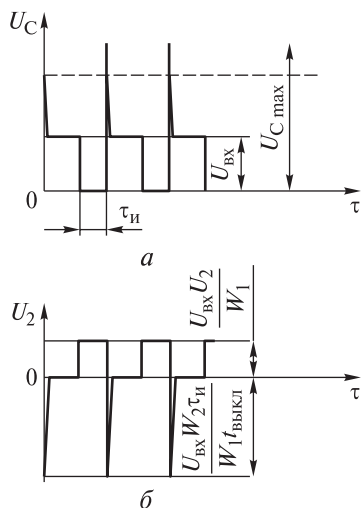


Рис. 1.118. Осциллограммы:

a — напряжения U_C на стоке транзистора $VT1$; *б* — на вторичной обмотке $W2$ трансформатора $TV1$

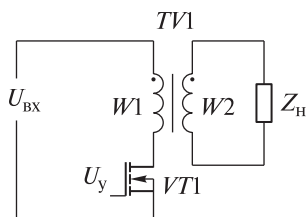


Рис. 1.119. Схема преобразователя с активной нагрузкой

Это напряжение может достигать высоких значений по сравнению с входным напряжением. Например, при $U_{BX} = 27$ В, $\tau_{и} = 7,2 \cdot 10^{-6}$ с и $t_{выкл} = 1,2 \cdot 10^{-6}$ с напряжение на стоке U_C может достигнуть 190 В.

Схема преобразователя, работающего на *активную нагрузку*, приведена на рис. 1.119. При открытом транзисторе $VT1$ к первичной обмотке $W1$ приложено напряжение $U_1 = U_{BX}$ и осциллограмма напряжения на стоке транзистора имеет вид, показанный на рис. 1.120, *a*. Катушка $W1$ создает намагничивающее поле в магнитопроводе и передает мощность во вторичную обмотку:

$$i_1 W_1 = i_{\mu} W_1 + i_2 W_2, \quad (1.12)$$

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 (1.12) упрощается:

$$i_{\mu} W_1 = -i_2 W_2.$$

Отсюда ток во вторичной обмотке

$$i_2 = -\frac{i_{\mu} W_1}{W_2}$$

выражается через соотношение со знаком минус, что указывает на протекание его в обратном направлении в цепи нагрузки.

При переводе транзистора в закрытое состояние на осциллограмме выходного напряжения имеются импульсы обратной полярности (рис. 1.120, *б*). Обратный ток при протекании через нагрузку уменьшается по экспоненте. При этом падение напряжения ΔU_1 (в первичной цепи) и ΔU_2 (во вторичной цепи) в начальный момент протекания тока i_2 можно представить в следующем виде:

$$U_1 = -\frac{\Delta U_2 W_1}{W_2} = i_{\mu} R_H \frac{W_1^2}{W_2^2}.$$

На стоке закрытого транзистора напряжение $U_{C\text{зап}}$ определяется суммой:

$$U_{C\text{зап}} = U_1 + \Delta U_1.$$

Если управление силовым транзистором $VT1$ осуществляется от трансформатора (как правило, через дополнительную обмотку), то схему характеризуют как *однотактный преобразователь напряжения 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 изменяются максимальное значение, длительность или частота импульсов управления, то преобразователь называют *регулирующим*.

Выбросы напряжения обратной полярности (см. 1.120, 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 [19].

Схема регулирующего однотактного преобразователя с независимым возбуждением и с *прямым включением выпрямительного диода* при открытом и закрытом силовом транзисторе $VT1$ приведена на рис. 1.121. Поскольку в цепи вторичной обмотки включен диод $VD2$, для устранения одностороннего намагничивания трансформатор выполнен с размагничивающей обмоткой W_p .

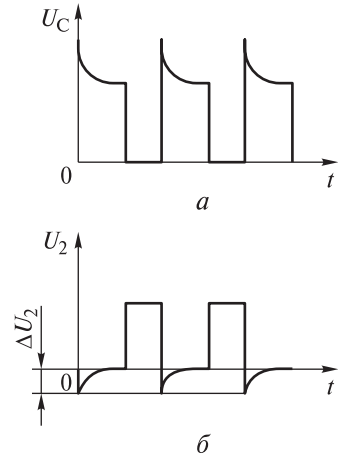


Рис. 1.120. Осциллограммы напряжений:
а — на стоке транзистора;
б — во вторичной обмотке

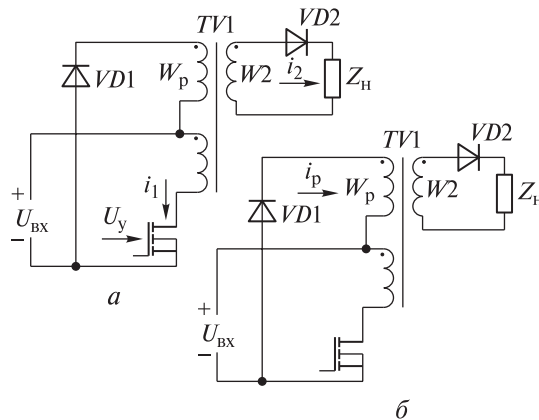


Рис. 1.121. Однотактный преобразователь напряжения:
а — при открытом силовом транзисторе; б — при закрытом силовом транзисторе

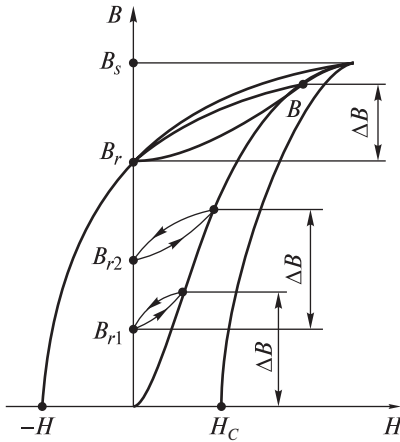


Рис. 1.122. Модель одностороннего намагничивания магнитопровода

По окончании второго импульса сохраняется индукция B_{r2} . После подачи большого числа импульсов изображающая точка в плоскости $B-H$ перемещается по предельному частному циклу между точками B_r и B_s .

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 состояние насыщения и ток в первичной обмотке определяется только ее активным сопротивлением (значение ЭДС самоиндукции первичной обмотки близко к нулю).

Преобразователь, схема которого приведена на рис. 1.121, работает следующим образом.

При открытом транзисторе $VT1$ (рис. 1.121, *a*) на первичную обмотку $W1$ подается импульс напряжения $U_1 = U_{\text{вх}}$, диод $VD1$ закрыт. При этом ЭДС самоиндукции E_1 первичной обмотки по модулю равна входному напряжению: $E_1 = -U_{\text{вх}}$. Индуцированные напряжения на обмотках $W2$ и W_p :

$$U_2 = \frac{E_1 W_2}{W_1} = -\frac{U_{\text{вх}} W_2}{W_1};$$

$$U_p = \frac{E_1 W_p}{W_1} = -\frac{U_{\text{вх}} W_p}{W_1}.$$

Напряжение на катоде закрытого диода $VD1$:

$$U_{\text{обр}VD1} = U_{\text{вх}} + U_p = U_{\text{вх}} \left(1 - \frac{W_p}{W_1} \right).$$

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 τ_n , то процесс намагничивания протекает в соответствии с рис. 1.122.

Во время действия первого импульса возрастание индукции в магнитопроводе составляет ΔB . Вследствие явления гистерезиса после окончания первого импульса в магнитопроводе сохраняется индукция B_{r1} . При действии второго импульса увеличение индукции от значения B составляет также ΔB .

После перехода транзистора $VT1$ в закрытое состояние (рис. 1.121, 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 $W1$ и $W2$, а через открытый диод $VD1$ протекает спадающий до нуля ток i_p . Напряжение обмотки W_p при закрытом транзисторе

$$U_{p\text{ закр}VT1} = U_{\text{вх}} + U_{VD1\text{откр}}. \quad (1.13)$$

Если падение напряжения $U_{VD1\text{откр}}$ на открытом диоде невелико по сравнению с $U_{\text{вх}}$, можно принять:

$$U_{p\text{ закр}VT1} \approx U_{\text{вх}}.$$

Спадание тока i_p сопровождается снижением запасенной в магнитопроводе энергии и, соответственно, индукции до значения B_r . Следует отметить, что импульс напряжения (см. выражение (1.13)) имеет противоположный знак по отношению к напряжению $U_{\text{вх}}$, приложенному к первичной обмотке $W1$ при открытом транзисторе. При однополярных импульсах индукция в магнитопроводе изменяется по установившемуся частному гистерезисному циклу, т. е. изменения индукции намагничивания ΔB_H и размагничивания ΔB_p в соответствующих интервалах времени одинаковы:

$$\Delta B_H = \Delta B_p,$$

и тогда

$$\frac{U_{\text{вх}} \tau_H}{W_1 S} = \frac{U_p \tau_p}{W_p S},$$

где τ_H — время намагничивания; S — площадь поперечного сечения магнитопровода; τ_p — время размагничивания.

Из последнего равенства находим

$$W_p = \frac{U_p W_1 \tau_p}{U_{\text{вх}} \tau_H} = \left(\frac{U_p W_1}{U_{\text{вх}}} \right) \left(\frac{T}{\tau_H} - 1 \right),$$

где T — период следования импульсов напряжения.

Поскольку $\tau_p < (T - \tau_H)$, число витков размагничивающей обмотки выбирают по соотношению

$$W_p \leq \frac{U_p W_1}{U_{\text{вх}}} \left(\frac{T}{\tau_H} - 1 \right).$$

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 воздействию импульсов напряжения прямоугольной формы с крутым фронтом. Вызванные этим напряжением токи через конденсатор создают режим короткого замыкания для транзистора $VT1$ и диода $VD2$ (рис. 1.123). Поэтому в одноктных преобразователях с прямым включением

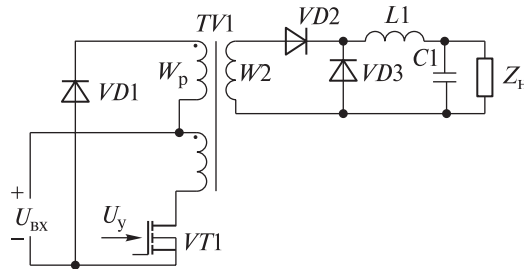


Рис. 1.123. Однотактный преобразователь напряжения с прямым включением выпрямительного диода и LC -фильтром

выпрямительного диода не рекомендуется в качестве фильтра использовать только конденсатор. В данном случае используют схему с LC -фильтром. Наличие дросселя $L1$ замедляет нарастание импульса тока в цепи. Для создания контура спада тока, вызванного накопленной в дросселе энергией, служит диод $VD3$.

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 определенного времени (рис. 1.124).

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. 1.123. Если выполняется неравенство

$$\frac{L_1}{R_H} > \frac{T - \tau_H}{2,2},$$

то считают, что работа происходит без разрыва тока через дроссель.

Если имеет место соотношение

$$\frac{L_1}{R_H} < \frac{T - \tau_H}{2,2},$$

полагают, что дроссель работает в режиме с разрывом тока.

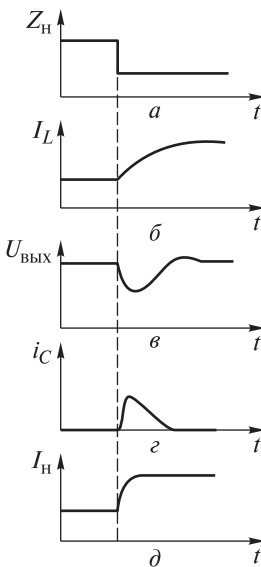


Рис. 1.124. Осциллограммы изменения тока и напряжения при резком изменении сопротивления нагрузки:

a — сопротивление нагрузки Z_H ; b — ток I_L через дроссель; c — выходное напряжение $U_{\text{вых}}$; d — ток i_C заряда емкости; e — ток нагрузки I_H

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.

$$\pi\sqrt{L_1 C_1} \gg \frac{L_1}{R_H}.$$

Схема одноконтурного преобразователя напряжения с обратным включением выпрямительного диода приведена на рис. 1.125. 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 протекания 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 изменения напряжений и токов в цепях преобразователя с обратным включением выпрямительного диода приведены на рис. 1.126.

При подаче сигнала управления $U_{упр}$ в цепь затвора транзистора $VT1$ ток стока I_C нарастает по линейному закону:

$$I_C = I_{Cнач} + \frac{U_{вх} t_{VT1}}{L_1},$$

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.

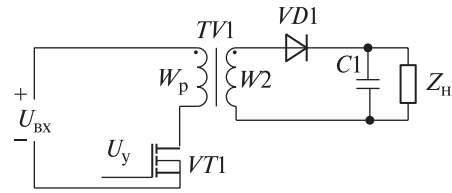


Рис. 1.125. Одноконтурный преобразователь напряжения с обратным включением выпрямительного диода

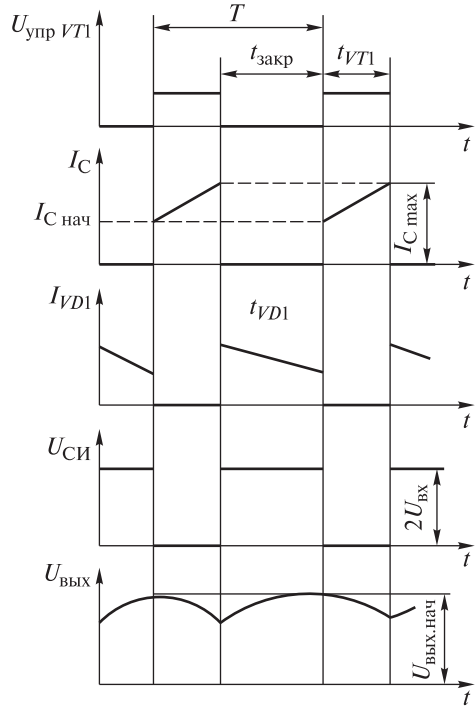


Рис. 1.126. Осциллограммы изменения напряжений и токов

В течение интервала времени t_{VT1} напряжение $U_{\text{вых}}$ на нагрузке, отключенной от входного напряжения $U_{\text{вх}}$ закрытым диодом $VD1$, уменьшается в соответствии с выражением

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вых.нач}} \exp\left(-\frac{t_{VT1}}{C_1}\right),$$

где $U_{\text{вых.нач}}$ — напряжение на нагрузке в момент, когда открывается транзистор $VT1$; C_1 — емкость конденсатора фильтра.

В течение интервала времени t_{VD1} , когда диод $VD1$ открыт, ток через него снижается по линейной зависимости:

$$i_{VD1} = I_{C_{\text{вых}}} \left(\frac{W_1}{W_2} \right) - \frac{U_{\text{вых}} t_{VD1}}{L_2},$$

где $I_{C_{\text{max}}}$ — максимальный ток стока транзистора в момент, когда он закрывается; W_1 и W_2 — число 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 его 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:

$$U_{\text{си}} = U_{\text{вх}} \left(1 + \frac{t_{VT1}}{t_{\text{закр}}} \right).$$

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:

- обеспечивается работа на линейной части кривой намагничивания, что имеет существенное значение для магнитопроводов с подмагничиванием постоянной составляющей тока;
- значительно уменьшается остаточная индукция в магнитомягких материалах с малой коэрцитивной силой, что позволяет увеличить диапазон изменения магнитной индукции в магнитопроводе при однополярных импульсах намагничивания;
- 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 чему обеспечивается допустимый спад вершины прямоугольного импульса напряжения, передаваемого через трансформатор.

В практических схемах преобразователей с обратным включением выпрямительного диода параллельно нагрузке подключают конденсатор $C1$ и используют отрицательную обратную связь для стабилизации выходного напряжения.

С учетом соотношений

$$U_p = U_2; \quad W_p = W_2; \quad U_{\text{вх}} = U_1$$

получим

$$W_2 \leq \left(\frac{U_2 W_1}{U_1} \right) \left(\frac{T}{t_n} - 1 \right). \quad (1.14)$$

Обозначим коэффициент заполнения $\gamma = \tau_n/T$. Тогда из уравнения (1.14) имеем

$$\gamma \leq \frac{U_2 W_1}{U_1 W_2 + U_2 W_1}.$$

При расчетах преобразователей используют зависимость

$$U_1 W_2 = U_2 W_1.$$

Это объясняется тем, что коэффициент заполнения не должен превышать значения 0,5, поскольку в противном случае не вся энергия, накопленная в магнитопроводе, может быть передана во вторичную цепь.

1.18.2. ОДНОТАКТНЫЕ ОДНОФАЗНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПЯЖЕНИЯ

Эти преобразователи строятся по схемам, приведенным на рис. 1.127. При передаче энергии на выход во время прямого хода (*прямоходовые* схемы) используется открытое состояние транзистора (рис. 1.127, а).

Обратноходовые схемы (рис. 1.127, б) характеризуются тем, что во время прямого хода энергия запасается в магнитном поле трансформатора $TV1$, после чего она отдается в нагрузку во время паузы. Для обеспечения нормальной работы обратноходовой схемы в трансформаторе предусматривается воздушный зазор, а полярность включения диодов в схеме меняется 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:

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

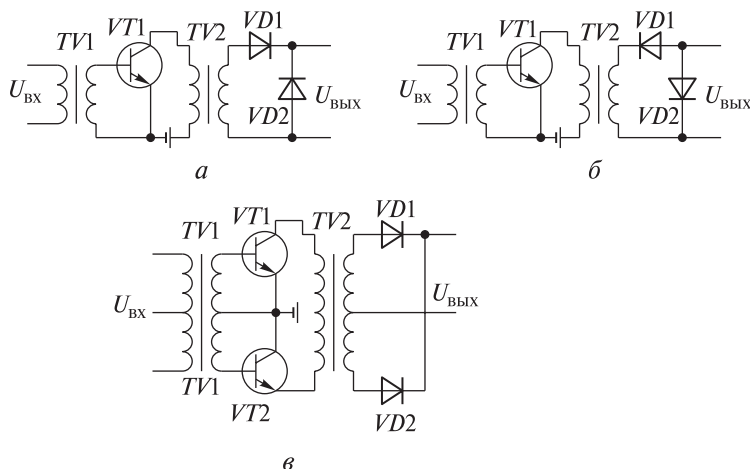


Рис. 1.127. Схемы однофазных преобразователей напряжения:
a — прямоходовая; *б* — обратногоходовая; *в* — однотактная однофазная

Аналогичное соотношение справедливо и для токов:

$$I = \sqrt{2} I_d,$$

где I , I_d — действующее и среднее значения тока.

По этой причине выходная мощность трансформатора $P_{B.A}$ в 2 раза превышает 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 , I — напряжение и ток вторичной обмотки трансформатора.

Поскольку мощностью трансформатора $P_{B.A}$ определяются его габаритные размеры и масса, простейший однофазный преобразователь оказывается в этом отношении невыгодным.

Основная частота пульсации f_1 , которую определяют по выражению

$$f_1 = \frac{mpq f_{\text{пр}}}{n},$$

равна частоте преобразования: $f_1 = f_{\text{пр}}$. Следствием этого являются увеличенные габаритные размеры сглаживающего фильтра, возрастающие также вследствие того, что максимальное значение напряжения на дросселе сглаживающего фильтра U_m равно удвоенному значению выпрямленного напряжения U_d . Обеим рассмотренным схемам (см. рис. 1.127, *a* и *б*) соответствуют параметры $m = 1$, $p = 1$, $q = 1$, $n = 1$.

В приведенной на рис. 1.127, *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 однократном двух-полупериодном режиме. Каждая обмотка трансформатора нагружена током в течение одного полупериода, но наличие двух обмоток позволяет использовать трансформатор более эффективно. При этом справедливы следующие соотношения:

$$U_m = U_d U; \quad I = \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{I_m}{\sqrt{2}};$$

$$P_{B.A} = 2UI = U_d \sqrt{2} I_d = \sqrt{2} P_d.$$

Основная частота пульсации определяется зависимостью

$$f_1 = \left(\frac{mpq f_{\text{пр}}}{n} \right) f_{\text{пр}},$$

т. е. равна двойной частоте преобразования: $f_1 = 2f_{\text{пр}}$. В рассматриваемой схеме (см. рис. 1.127, в) дроссель фильтра работает при максимальном значении напряжения, равном значению выпрямленного напряжения, поэтому по сравнению с предыдущей схемой (см. рис. 1.127, б) 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 размерами фильтра, указанного на рис. 1.127, а.

Наиболее совершенными схемами однофазных преобразователей являются двухтактные однофазные (мостовые) преобразователи напряжения.

1.18.3. ДВУХТАКТНЫЕ ОДНОФАЗНЫЕ (МОСТОВЫЕ) ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

Схемы таких преобразователей с одним и двумя выходами приведены на рис. 1.128. В обеих схемах трансформаторы работают без подмагничивания и обмотки нагружены током в течение обоих полупериодов, вследствие чего имеем

$$U_m = U_d = U; \quad I_m = I_d = I; \quad P_{B.A} = P_d.$$

С учетом КПД η последнее уравнение приобретает вид

$$P_{B.A} = \frac{P_d}{\eta}.$$

Основная частота пульсации для обеих схем равна удвоенной частоте преобразования:

$$f_1 = \left(\frac{mpq}{n} \right) f_{\text{пр}},$$

где $mpq/n = 2$.

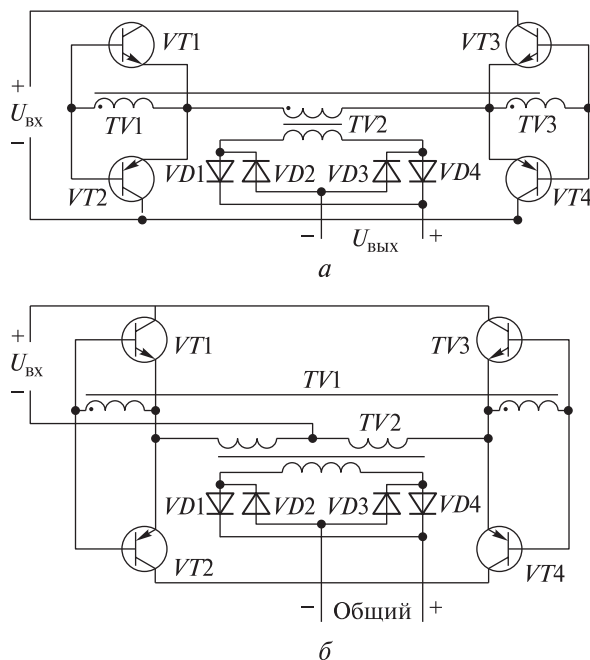


Рис. 1.128. Схемы мостового однофазного преобразователя напряжения:

a — с одним выходом ($m = 1, p = 1, q = 2, n = 1$);
б — с двумя выходами ($m = 1, p = 2, q = 2, n = 2$)

Существенным преимуществом двухтактных схем по сравнению с одноктактными 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 одноктактная схема и мостовые схемы являются антиподами, а одноктактная двухполупериодная схема занимает промежуточное положение между ними. Одноктактная работа и повышенная вольт-амперная мощность сближают ее с простой одноктактной 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 одноктактные, соединенные последовательно, с полным использованием фаз.

Асимметричная мостовая схема, входной трансформатор которой работает в одноктактном режиме ($q = 1$), а выходной — в двухтактном ($q = 2$), приведена на рис. 1.129, *a*. В полумостовой схеме (рис. 1.129, *б*) два транзистора заменены конденсаторами $C1$ и $C2$, образующими емкостный делитель напряжения. При разной проводимости транзисторов входной трансформатор работает в двухтактном режиме ($q = 2$). Применение транзисторов одной проводимости, как и в случае асимметричной мостовой схемы, приводит к одноктактному режиму входного трансформатора.

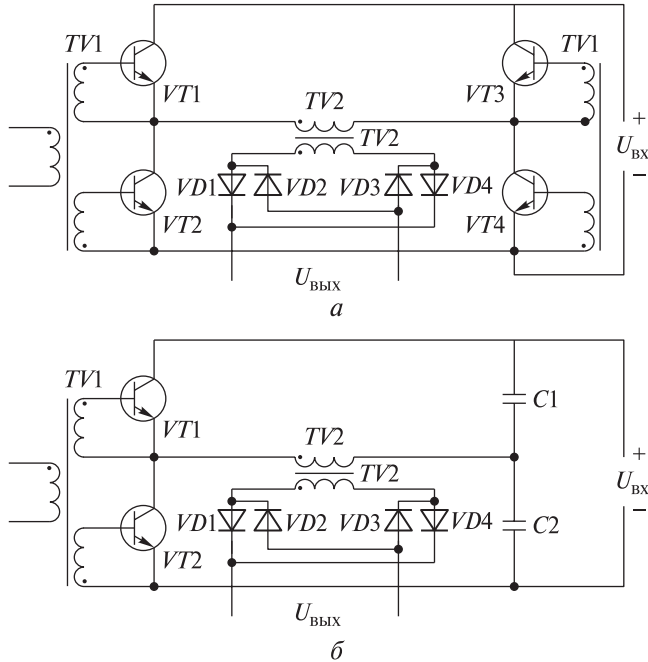


Рис. 1.129. Схемы преобразователей с одним выходом:
а — мостового асимметричного; *б* — полумостового

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, вольт-амперная мощность трансформатора $P_{В.А}$ определяется как сумма мощностей всех обмоток:

$$P_{В.А} = (P_1 + P_2 + P_i),$$

где i — число обмоток.

Если рассматривать работу трансформаторов и дросселей отдельно на входе и выходе ключевого усилителя, то можно установить следующие сочетания параметров:

I	$m = 1,$	$p = 1,$	$q = 1,$	$n = 1;$
II	$m = 1,$	$p = 2,$	$q = 1,$	$n = 1;$
III	$m = 1,$	$p = 1,$	$q = 2,$	$n = 1;$
IV	$m = 1,$	$p = 2,$	$q = 2,$	$n = 2.$

С точки зрения условий работы магнитопроводов трансформаторов указанные сочетания параметров позволяют выделить два режима: режим с *постоянным подмагничиванием*, используемый в трансформаторе однофазного однотактного преобразователя (сочетание I); режим *без постоянного подмагничивания* (сочетания II–IV). Режим с постоянным подмагничиванием, как правило, сопровождается ухудшением магнитных свойств сердечника и иногда

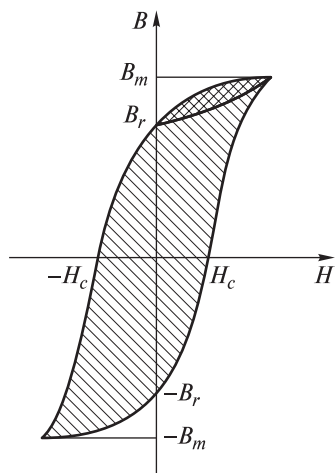


Рис. 1.130. Кривая намагничивания ферритов

приводит к необходимости использования в нем воздушного зазора. А это, в свою очередь, вызывает накопление значительной магнитной энергии в магнитопроводе вследствие возрастания намагничивающего тока, что не всегда приемлемо.

Магнитная индукция B в трансформаторе с подмагничиванием изменяется в пределах от максимальной B_m до остаточной B_r , описывая частную петлю гистерезиса (рис. 1.130). Площадь этой петли пропорциональна потерям в магнитопроводе за один цикл его перемагничивания при сравнительно низких частотах. На высоких частотах необходимо учитывать потери вследствие 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 от B_m до 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. В схемах этого типа 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 (рис. 1.131). В данном случае усилитель является однофазным однократным ($m = 1, p = 1, q = 1, n = 1$), а выпрямитель имеет другое сочетание параметров ($m = 1, p = 2, q = 1, n = 1$).

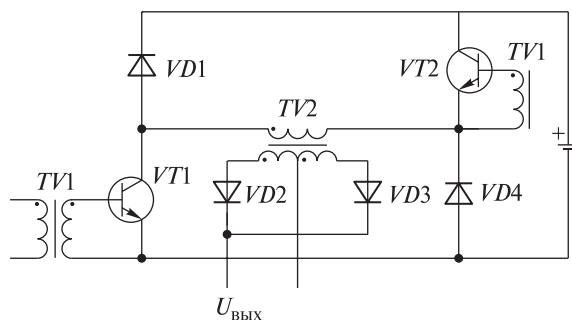


Рис. 1.131. Схема квазидвухтактного преобразователя напряжения с одним выходом

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. 1.130). 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 оказывается заметно большей, чем в режиме с постоянным подмагничиванием.

1.18.4. 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:

$$P_{B.A} = \left(\frac{mUI}{U_d I_d} \right) U_d I_d = mk_\Phi^u k_\Phi^i I_d U_d,$$

где k_Φ^u — коэффициент формы напряжения; k_Φ^i — коэффициент формы тока. Известно также, что отношение $1/mk_\Phi^u k_\Phi^i$ равно произведению КПД выпрямления η и полного коэффициента 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) и коэффициента v мощности искажений:

$$\xi = v \cos \varphi.$$

Коэффициент полезного действия выпрямления η определяется отношением мощности P_d к активной мощности $P_{a.d}$ выпрямленного тока, которая представляет собой среднее значение мощности пульсирующего тока за период:

$$P_{ad} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_d(v) I_d(v) dv,$$

т. е.

$$\eta' = \frac{P_d}{P_{ad}}.$$

Если учесть активные потери во всех компонентах преобразователя с помощью КПД $\eta'' = P_{ad}/P_a$, то полное энергетическое уравнение можно представить следующим образом:

$$P_{B.A} = m k_{\Phi}^u k_{\Phi}^i P_d \eta'', \text{ или } P_{B.A} = \frac{P_d}{(\eta' \eta'' \xi)}.$$

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

$$P_{B.A} = \frac{P_d}{\eta \xi} = \frac{P_d}{N}.$$

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:

$$\eta \xi = \frac{P_d}{P_{B.A}} \frac{P_a}{P_d} = \frac{P_d}{P_a} \frac{P_a}{P_{B.A}},$$

откуда следует

$$\eta = \frac{P_d}{P_a}; \quad \xi = \frac{P_a}{P_{B.A}}.$$

Таким образом, определив значения P_{ad} и $P_{B.A}$ с помощью вольтметра и амперметра, а значение P_a с помощью ваттметра, значения $\eta \xi$ и N можно найти, используя простые расчетные соотношения.

Тесты к лекции 1.18

1. Какие источники стабилизированного напряжения имеют самый высокий КПД?

- а) с импульсным стабилизатором;
- б) с компенсационным стабилизатором;
- в) с параметрическим стабилизатором;
- г) с феррорезонансным стабилизатором.

2. Какой тип стабилизатора обеспечивает стабильное питание при снижении напряжения на входе ниже выходного?

- а) импульсный;
- б) компенсационный;
- в) параметрический;
- г) такого стабилизатора не существует.

3. Может ли мостовая схема быть асимметричной?

- а) да, входной трансформатор работает в одноконтурном режиме ($q = 1$), а выходной — в двухконтурном ($q = 2$);
- б) нет;
- в) асимметричной может быть только полумостовая схема;
- г) может при применении транзисторов одной проводимости и замене двух из них на конденсаторы.

4. Можно ли построить схему преобразователя без внешнего управления на одном транзисторе?

- а) да, одноконтурный преобразователь напряжения с самовозбуждением;
- б) нет, внешнее возбуждение обязательно;
- в) можно, но только при использовании БТИЗ-транзисторов;
- г) можно, но только при использовании составного транзистора.

5. В каком одноконтурном преобразователе мощность передается в нагрузку при закрытом ключе?

- а) в одноконтурном преобразователе напряжения с обратным включением выпрямительного диода;
- б) в одноконтурном преобразователе напряжения с прямым включением выпрямительного диода;
- в) в одноконтурном преобразователе напряжения с диодным мостом;
- г) при закрытом ключе передача мощности невозможна.

6. В каком одноконтурном преобразователе силовая и размагничивающая обмотки — одно целое.

- а) в одноконтурном преобразователе напряжения с обратным включением выпрямительного диода;
- б) в одноконтурном преобразователе напряжения с прямым включением выпрямительного диода;
- в) в двухконтурном преобразователе напряжения;
- г) объединение данных обмоток невозможно.

1.19. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПЯЖЕНИЯ С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПО ВХОДУ ИНВЕРТОРА

Цель лекции — сформировать представление о преобразователях напряжения с амплитудной модуляцией по входу инвертора, их схемотехнике и предъявляемых к ним требованиях при использовании в составе источников электропитания.

Структурная схема преобразователя напряжения с амплитудной модуляцией по входу инвертора приведена на рис. 1.132. 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.

Пример выполнения схемы непрерывного стабилизатора напряжения приведен на рис. 1.133. Регулирующий компонент непрерывного стабилизатора на транзисторе $VT2$ управляется усилителем постоянного тока, выполненным на операционном усилителе $DA1$. На инвертирующий вход операционного усилителя подается регулируемое напряжение от источника опорного напряжения, содержащего элементы $VD1$, $R1$, $R2$. Регулирование источника опорного напряжения позволяет плавно изменять выходное напряжение непрерывного стабилизатора. На неинвертирующий вход операционного усилителя поступает напряжение обратной связи $U_{o.c}$ 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 $R4$, $C1$, обеспечивающая плавный выход на режим

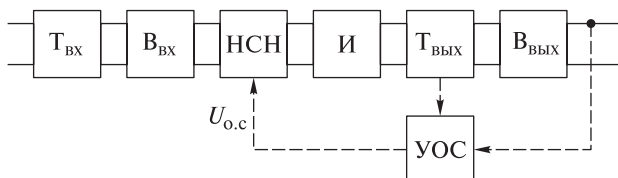


Рис. 1.132. Структурная схема источника электропитания с амплитудной модуляцией на входе инвертора:

$T_{вх}$ — входной (сетевой) трансформатор; $B_{вх}$ — входной выпрямитель; НСН — непрерывный стабилизатор напряжения; И — инвертор; $T_{вых}$ — выходной трансформатор; $B_{вых}$ — выходной выпрямитель; УОС — устройство обратной связи

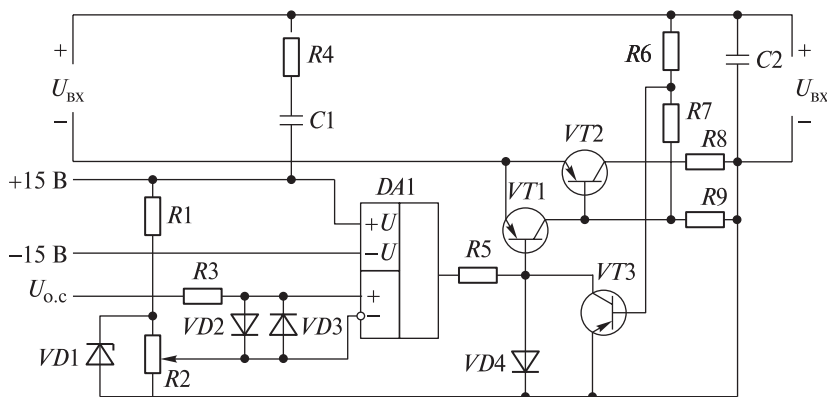


Рис. 1.133. Схема непрерывного стабилизатора напряжения

непрерывного стабилизатора напряжения (время выхода на режим $\tau = R_4 C_1$) в момент включения и устранения низкочастотной сетевой пульсации на выходе 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. 1.134. Генератор на интегральном компараторе $DA2$ формирует тактовые импульсы, имеющие крутой фронт переключения (менее 100 нс).

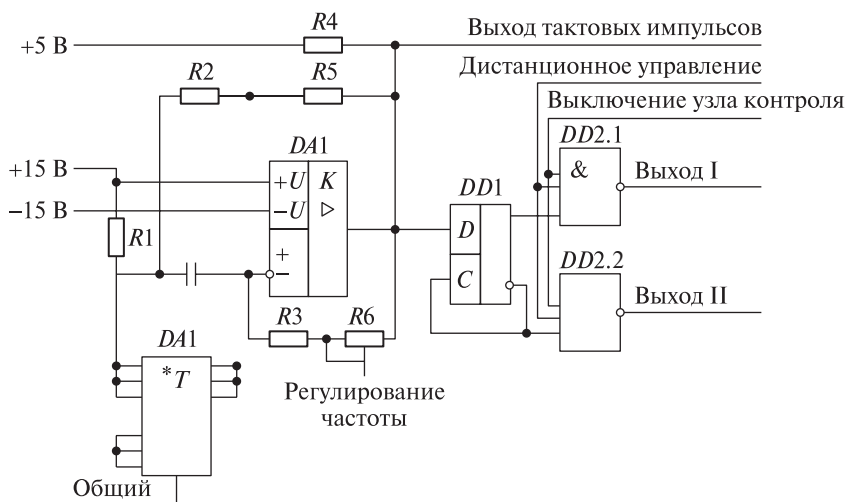


Рис. 1.134. Схема устройства управления инвертора

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 единицы или нуля осуществляется дистанционное управление включением и выключением ИЭП.

С выходов селекторов сигналы поступают на узел согласования (рис. 1.135). 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 по двухтактной схеме со средним отводом от первичной обмотки выходного трансформатора.

Открытое состояние транзистора $VT1$ соответствует протеканию тока базы коммутирующего элемента $VT3$ через резистор $R7$. При этом конденсатор заряжается до напряжения $U_{C1} = R_7 I_{БVT3}$. В момент выключения транзистора $VT1$ открывается транзистор сборки $DD2.1$ и к 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

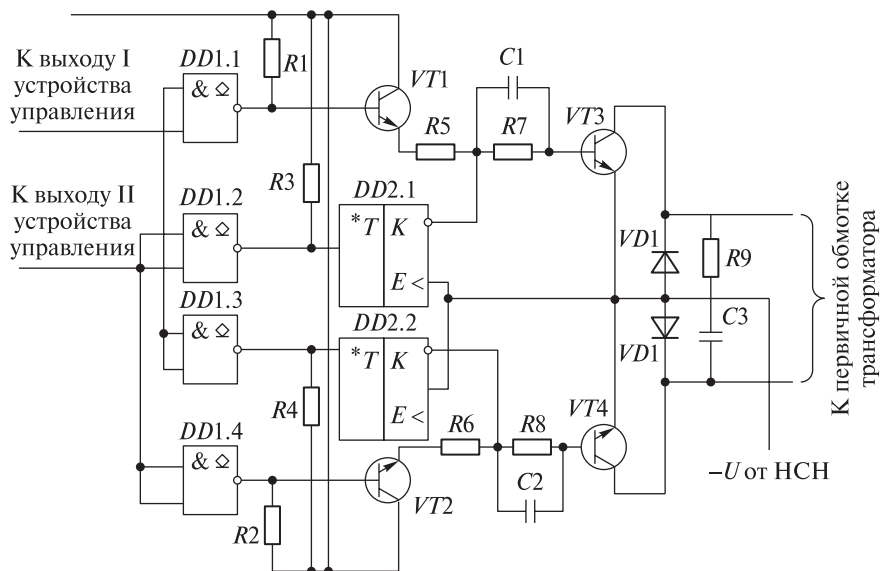


Рис. 1.135. Схема узла согласования и ключевых элементов инвертора (НСН — непрерывный стабилизатор напряжения)

напряжением заданного значения выключает инвертор и выдает в цепь внешней автоматики сигнал логического уровня единицы. Этот сигнал выдается во всех случаях отсутствия выходного напряжения (рис. 1.136).

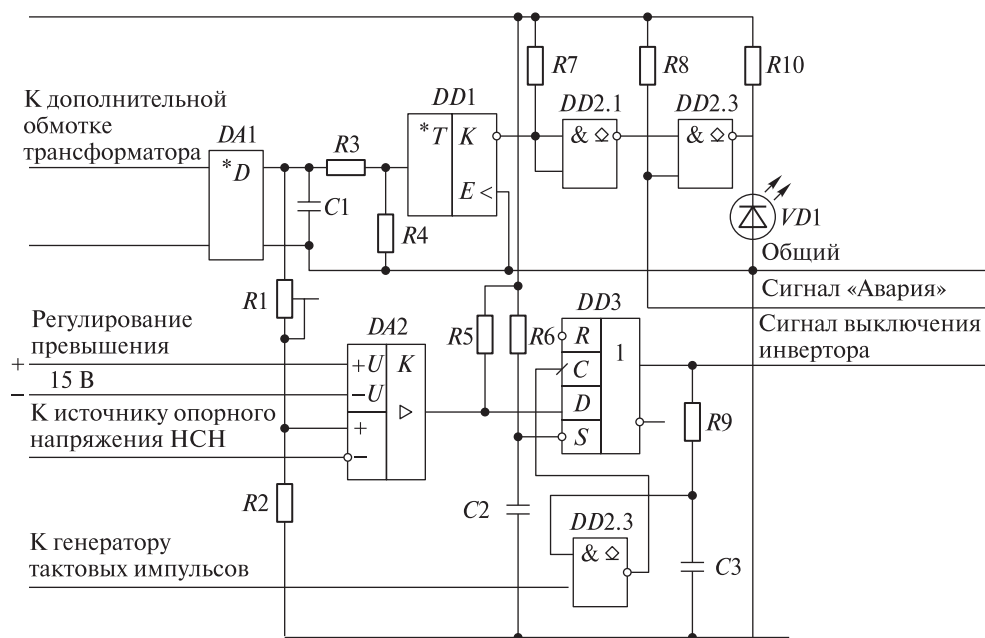


Рис. 1.136. Схема узла автоматики и контроля

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 логического уровня нуля, поступающий на селектор импульсов узла управления, выключает инвертор.

Для обеспечения необходимыми напряжениями компонентов схемы используется узел вспомогательного электропитания, обеспечивающий напряжения 5 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 происходить 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 2 раза и более. Последнее часто имеет место при электроснабжении ЭА от солнечных батарей, аккумуляторов или в случае 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. Основным преимуществом таких стабилизаторов по сравнению со стабилизаторами других типов является незначительное увеличение их массы и объема при существенном повышении мощности источника электроэнергии. Микроконтроллер используется также для управления процессами заряда и разряда аккумуляторной батареи.

Структурная схема системы электроснабжения с цифровым стабилизатором параллельного типа приведена на рис. 1.137. Цифровой 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, 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, пример его схемы приведен на рис. 1.138. Он предназначен для стабилизации основной секции с. 0 солнечной батареи. Цифровой стабилизатор обрабатывает информацию о токе, протекающем через стабилизатор непрерывного действия, и в зависимости от его значения подключает или отключает дополнительные секции. Таким образом осуществляется грубая стабилизация напряжения.

Точная стабилизация осуществляется стабилизатором непрерывного действия. Сигнал с делителя напряжения $R1$, $R2$, $R3$ (см. рис. 1.138), подключаемого к выходной шине, сравнивается с опорным напряжением стабилизатора $VD1$. Усиленный устройством $DA1$ сигнал рассогласования определяет ток, протекающий в силовой цепи стабилизатора. Для контроля этого тока

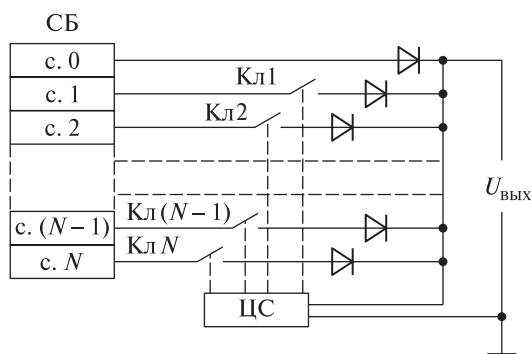


Рис. 1.137. Структурная схема системы электроснабжения с цифровым стабилизатором:

СБ — солнечная батарея; с. 1–с. N — секции;
Кл — ключ; ЦС — цифровой стабилизатор

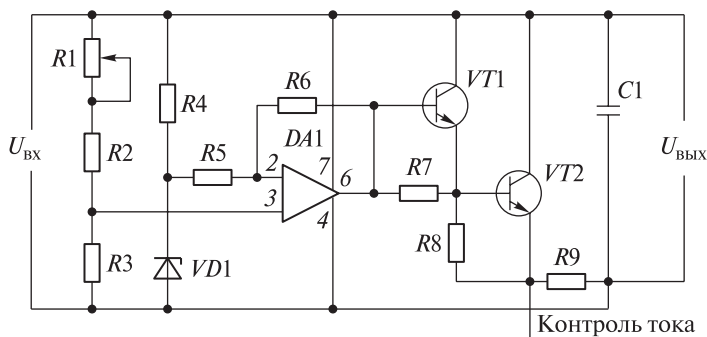


Рис. 1.138. Схема стабилизатора непрерывного действия в цепи основной секции

предусмотрен резистор R_9 , сопротивление которого выбирают в зависимости от уровня максимального тока стабилизатора. Сигнал с резистора R_9 подается на схему сравнения, которая фиксирует превышение током максимально допустимого значения $I_{\max}$ или уменьшение тока ниже минимально допустимого значения $I_{\min}$. 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 непрерывного действия, а микропроцессор свободен от выполнения задач стабилизации системы и выполняет фоновые программы. Если ток стабилизатора непрерывного действия выходит за пределы $I_{\min}$ и $I_{\max}$, то выполнение микропроцессором фоновых программ прерывается. При этом инициируется подпрограмма считывания слов состояния системы и определения необходимости подключения или отключения секций солнечной батареи, изменяется слово состояния батареи, определяющее число подключенных секций. Затем микропроцессор переходит на выполнение фоновых программ, ожидая следующего прерывания.

Для 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 выполнению фоновой программы. 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, частоту которых принимают меньшей по сравнению с частотой микропроцессора. Так, если частота микропроцессора составляет несколько мегагерц, то частоту тактовых сигналов выбирают равной нескольким килогерцам.

Выбор пониженной частоты синхронизации определяется несколькими факторами. Желательно, чтобы частота синхронизации имела максимально возможное значение. Однако конденсатор на выходе стабилизатора снижает скорость подключения или отключения солнечной батареи. Энергия, накопленная этим конденсатором, должна обеспечивать подпитку нагрузки в течение времени, которое необходимо для подключения микропроцессором дополнительной секции. Чем дольше микропроцессор обрабатывает информацию и подключает секцию, тем большая емкость конденсатора необходима для поддержания выходного напряжения в допустимых пределах. При снижении нагрузки емкость конденсатора должна быть достаточно велика, чтобы пропускать избыточный ток в течение времени, необходимого для отключения микропроцессором секции от солнечной батареи.

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 выполнению фоновой программы после прерывания требуется 46 циклов. Отсюда следует, что при тактовой частоте микропроцессора 1 МГц максимально возможная частота синхронизации системы не должна превышать $10^6/46 = 21,7$ кГц.

В источниках электропитания с микропроцессорным регулированием напряжения можно использовать КМОП-микропроцессоры серии 1830. Переход на КМОП-технология позволяет на порядок снизить ток потребления по сравнению с *n*-канальной МОП-технологией. Кроме того, быстродействие системы увеличивается в 2–10 раз (в зависимости от условий использования).

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 ИЭП от источника электроэнергии. Источники электропитания должны обеспечивать также заданный диапазон регулирования выходных токов и напряжений.

Перечисленные требования могут быть удовлетворены с помощью ИЭП для передающего устройства с использованием микропроцессорного управления (рис. 1.139). Такой ИЭП обеспечивает работу на активную или реактивную нагрузку и обладает малыми потерями в широком диапазоне регулирования. Учитывая большую мощность подобных источников электропитания, целесообразно использовать входную сеть трехфазного тока для снижений пульсаций на выходе входного выпрямителя $V_{вх}$.

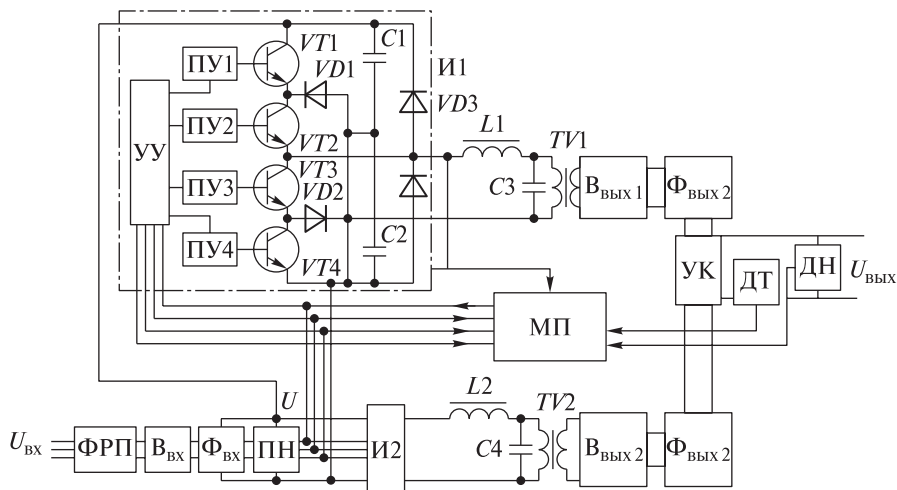


Рис. 1.139. Схема ИЭП передающего устройства с микропроцессорным управлением: $B_{ВХ}$ — входной выпрямитель; $B_{ВЫХ}$ — выходной выпрямитель; ДН — датчик напряжения; ДТ — датчик тока; И — силовой инвертор; МП — микропроцессор; ПН — преобразователь напряжения; ПУ — промежуточный усилитель; УК — устройство коммутации; УУ — устройство управления; $\Phi_{ВХ}$ — входной фильтр; $\Phi_{ВЫХ}$ — выходной фильтр; ФРП — фильтр радиопомех

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 $B_{ВЫХ}$ с выходным фильтром $\Phi_{ВЫХ}$. Устройство коммутации УК обеспечивает заданный способ соединения выходов двух каналов ИЭП (последовательно или параллельно), что позволяет увеличить выходное напряжение или выходной ток ИЭП по сравнению с выходным напряжением или выходным током источника, имеющего один канал.

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 $C1$ подается на выход инвертора. По окончании первого рабочего такта транзистор $VT1$ закрывается и ток от катушки

индуктивности нагрузки инвертора протекает через диод $VD1$ и открытый транзистор $VT2$. Напряжение на закрывшемся транзисторе в это время равно $U/2$, поскольку обеспечиваются непрерывность тока в нагрузке и, следовательно, отсутствие превышения напряжений.

В течение второго рабочего такта закрывается транзистор $VT2$, открываются транзисторы $VT3$, $VT4$ и к нагрузке инвертора подается напряжение от конденсатора $C2$. По окончании второго рабочего такта транзистор $VT4$ закрывается и ток от индуктивности нагрузки инвертора протекает через диод $VD2$ и открытый транзистор $VT3$. Превышение напряжения при этом отсутствует. Динамические потери в рассматриваемой схеме ниже, чем в полумостовой схеме безрезонансного LC -контура, так как происходит передача в нагрузку энергии, запасенной в катушке индуктивности.

На выходе инвертора формируются импульсы напряжения прямоугольной формы с максимальным значением $U_{\text{вх}}$ и длительностью, изменяющейся по закону управляющего сигнала (рис. 1.140, б).

Последовательный резонансный LC -контур на выходе инвертора настраивается на частоту первой гармоники последовательности прямоугольных импульсов и обеспечивает параметрическую стабилизацию тока в нагрузку. В результате выделения контуром первой гармоники в нагрузку передается через согласующий трансформатор ток синусоидальной формы (рис. 1.140, а). При максимальной ширине рабочего импульса, равного половине периода преобразования, моменты перехода тока через нуль совпадают с моментами коммутации транзисторов $VT1$ и $VT4$, переключение которых происходит в обесточенном состоянии. При этом инвертор отдает в нагрузку максимальную мощность.

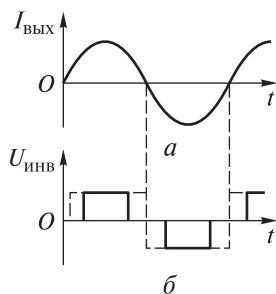


Рис. 1.140. Формы выходных параметров в схеме с последовательным LC -контуром:

а — ток; б — напряжение

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

Рассмотренные в данной лекции ИЭП применяются в лазерных установках. При этом ИЭП 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 ИЭП приведена на рис. 1.141.

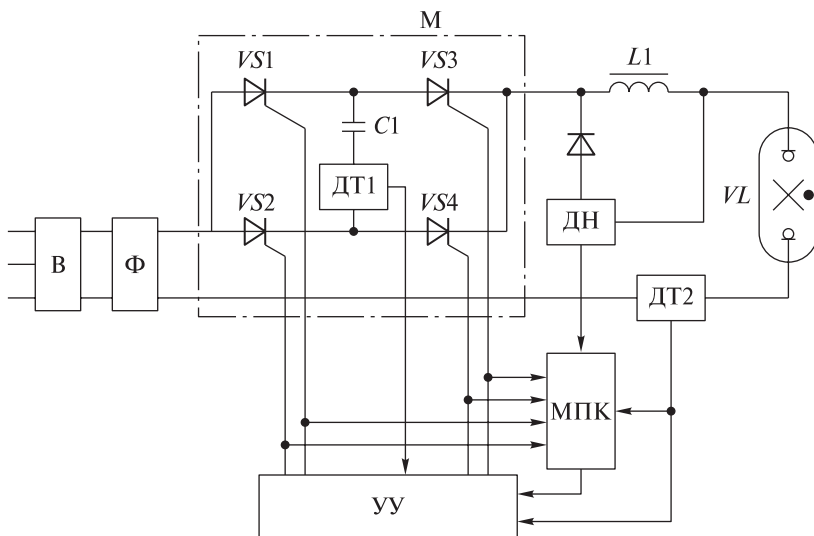


Рис. 1.141. Функциональная схема ИЭП лазерной установки:

В — выпрямитель; ДН — датчик напряжения; ДТ1, ДТ2 — датчики тока; М — модулятор; МПК — микропроцессорный контроллер; УУ — устройство управления; Ф — фильтр; VL — нагрузка

Модулятор М содержит тиристоры $VS1-VS4$ и дозирующий конденсатор $C1$. Тиристоры отпираются импульсами от устройства управления УУ и перезаряжают дозирующий конденсатор $C1$. Момент отпирания определяется уровнями поступающих в устройство управления сигналов от датчика тока ДТ1 в цепи емкости, датчика тока ДТ2 в цепи нагрузки и значением опорного тока $I_{оп}$ от микропроцессорного контроллера МПК.

После цикла коммутации в нагрузку передается электроэнергия от конденсатора, предварительно заряженного до напряжения U_C . В результате перезаряда напряжение на конденсаторе изменяется от $+U_C$ до $-U_C$. Во время перезаряда до момента равенства напряжений заряженного конденсатора U_C и нагрузки U_n ток увеличивается, затем начинает уменьшаться, и с момента запираания тириستоров скорость спада тока определяется зависимостью

$$\frac{dI}{dt} = -\frac{dU_n}{L}.$$

В устройстве управления УУ сравниваются мгновенные значения тока нагрузки и опорного тока. При равенстве этих значений 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 ИЭП 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 справедлива зависимость $I_n = I_{оп} + I_n/2$. Второе слагаемое в правой части равенства позволяет учесть 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.

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

Низковольтный ИЭП с выходным напряжением регулируемой частоты и амплитуды можно использовать для проверки и испытания высокочастотных трансформаторов. Частота выходного напряжения этого ИЭП имеет ряд дискретно переключаемых значений: 20, 30, 50 и 100 кГц с плавной подстройкой. Выходное напряжение регулируется от 24 до 270 В. При этом мощность на выходе ИЭП может достигать 1000 В·А при частоте 20...30 кГц и 200 В·А при частоте 50...100 кГц. Источник электропитания рассчитан на однофазное входное напряжение (220 ± 33) В частотой 50 Гц. Функциональная схема источника представлена на рис. 1.142.

Источник электропитания содержит два мостовых инвертора И1 и И2, собранных на полевых транзисторах типа IRFP460 компании International Rectifier и драйверах HCPL3120 компании Hewlett-Packard. При этом инверторы включены параллельно по входу и управляются напряжением прямоугольной формы типа меандр. 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 испытуемый трансформатор ИТ.

В рассматриваемом ИЭП осуществляется фазовый сдвиг между сигналами управления инверторов И1 и И2. В результате векторного сложения напряжений на вторичных обмотках трансформаторов образуется широтно-модулированное напряжение U_Σ , которое поступает на LC-контур.

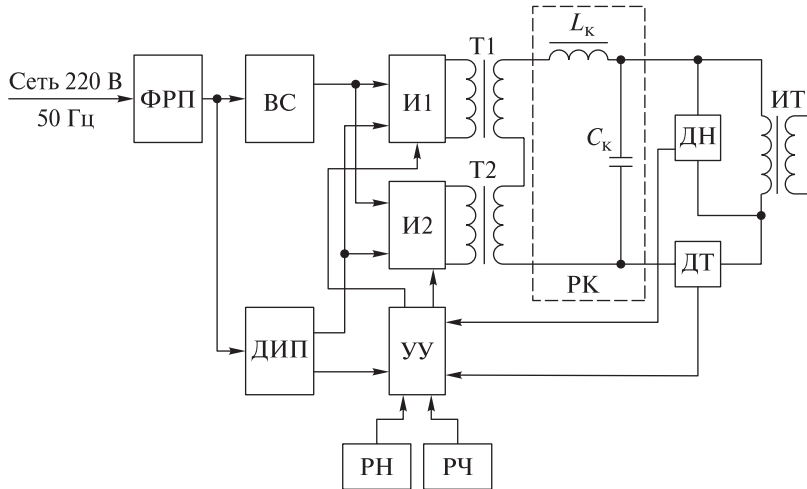


Рис. 1.142. Функциональная схема ИЭП с выходным напряжением регулируемой частоты и амплитуды:

ВС — сетевой выпрямитель; ДИП — дополнительный источник электропитания; ДН — датчик напряжения; ДТ — датчик тока; И — инвертор; ИТ — испытуемый трансформатор; ПК — резонансный LC -контур; РН — регулятор напряжения; РЧ — регулятор частоты; Т — согласующий трансформатор; УУ — устройство управления; ФРП — фильтр радиопомех

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

$$U_1 = \left(\frac{4}{\pi\sqrt{2}} \right) \sin\left(\frac{\gamma\pi}{2}\right) U_{\max},$$

где γ — относительная длительность импульса прямоугольного напряжения, $\gamma = 2t_i/T$ (t_i — длительность импульса; T — период повторения импульсов); $U_{\max}$ — максимальное значение амплитуды 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

$$U_H = \frac{2\sqrt{2}U_1Z_H}{\pi\sqrt{\left(\omega L_K - \frac{1}{\omega C_K}\right)^2 + Z_H^2}}.$$

Здесь Z_H — сопротивление нагрузки; L_K , C_K — индуктивность и емкость контура.

Одновременно в качестве регулировочной характеристики напряжения LC-контура используется функциональная зависимость модуля коэффициента передачи по напряжению $|K_u|$ от отношения частоты преобразования ω_n к собственной резонансной частоте 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 УУ (см. рис. 1.142), которое получает от органов управления, расположенных на передней панели, необходимые сигналы, а также сигналы обратной связи по выходным напряжению и току.

Тесты к лекции 1.19

1. В каких первичных источниках электропитания постоянное напряжение может изменяться в процессе их функционирования циклически, с переменным временем цикла, на 100 %?

- а) в солнечных батареях;
- б) в аккумуляторах;
- в) в атомных элементах;
- г) в генераторах.

2. Какой тип стабилизатора рационально использовать для грубой стабилизации напряжения, получаемого от солнечных батарей?

- а) для его преобразования и стабилизации целесообразно использовать цифровые стабилизаторы параллельного типа;
- б) для его преобразования и стабилизации целесообразно использовать цифровые стабилизаторы последовательного типа;
- в) для его преобразования и стабилизации целесообразно использовать параметрические стабилизаторы;
- г) для его преобразования и стабилизации целесообразно использовать аналоговые стабилизаторы последовательного типа.

3. Чему равен полный коэффициент мощности в цепи переменного тока?

- а) произведению косинуса угла сдвига по фазе между напряжением и основной гармоникой тока (коэффициента мощности по первой гармонике) и коэффициента мощности искажений;
- б) произведению косинуса угла сдвига по фазе между напряжением и током;
- в) произведению значений напряжения и тока;
- г) $P = UI$.

4. Как должен измениться режим работы силового стабилизатора при превышении выходного тока?

- а) стабилизатор должен перейти из режима стабилизации напряжения в режим стабилизации тока;
- б) стабилизатор должен перейти из режима стабилизации тока в режим стабилизации напряжения;
- в) стабилизатор должен перейти в режим стабилизации выходного сопротивления;
- г) стабилизатор должен отключиться.

5. Какой тип инвертора используют для получения синусоидального напряжения с минимальным числом гармоник?

- а) многофазный;
- б) однофазный;
- в) двухфазный;
- г) трехфазный.

1.20. НИЗКОВОЛЬТНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ СО СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ВЫХОДНОГО ТОКА

Цель лекции — сформировать представление об источниках электропитания со стабилизацией выходного тока, их схемотехнике и конструктивных особенностях.

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. 1.143.

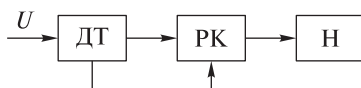


Рис. 1.143. Структурная схема источника тока:

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. 1.144, а схеме ток в нагрузке определяется зависимостью

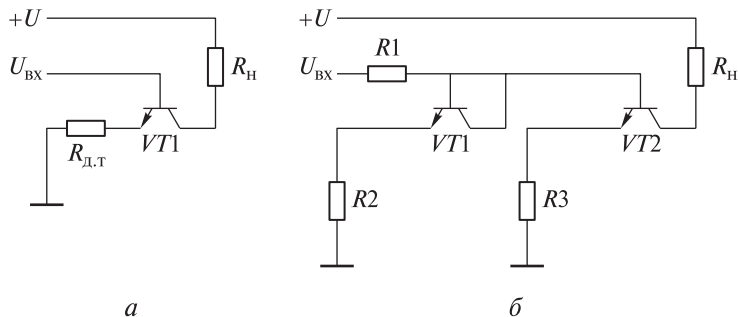
$$I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{БЭ}}}{R_{\text{д.т}}},$$

где $U_{\text{вх}}$ — входное напряжение; $U_{\text{БЭ}}$ — падение напряжения на переходе база—эмиттер транзистора $VT1$; $R_{\text{д.т}}$ — сопротивление датчика тока.

В этой схеме обратная связь по напряжению с выхода датчика тока $R_{\text{д.т}}$ на вход регулирующего компонента $VT1$ в явном виде отсутствует. Схема характеризуется относительно невысокой стабильностью тока.

Лучшую стабильность тока обеспечивает источник тока с дополнительным стабилизирующим транзистором (рис. 1.144, б).

Применение операционного усилителя в источнике тока иллюстрирует схема, приведенная на рис. 1.145. В этой схеме регулирующим компонентом является транзистор $VT1$, который находится под управлением операционного усилителя $DA1$. Задачей операционного усилителя является выравнивание

**Рис. 1.144.** Схемы источников тока:

a — без стабилизирующего транзистора; *б* — со стабилизирующим транзистором

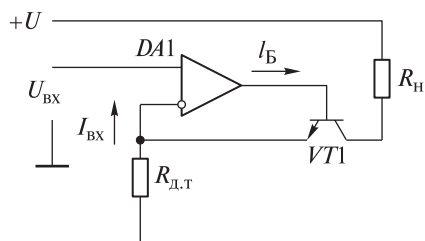
значений напряжения на инвертирующем и неинвертирующем выводах. Ток в нагрузке определяется выражением

$$I_H = \frac{U_{BX}}{R_{д.т}}.$$

Напряжение на нагрузке U_H в этой схеме подчиняется зависимости

$$U_H = I_H R_H < U - U_{KЭ\text{нас}} - IR_{д.т}; \quad I \approx I_H,$$

где $U_{KЭ\text{нас}}$ — напряжение насыщения транзистора $VT1$; $R_{д.т}$ — сопротивление датчика тока.

**Рис. 1.145.** Схема источника тока с операционным усилителем

В рассматриваемой схеме (см. рис. 1.145) разность значений тока I_H в нагрузке и тока I в датчике тока $R_{д.т}$ определяет значение тока ошибки ΔI в цепи обратной связи:

$$\Delta I = I_B - I_{BX},$$

где I_B — ток в цепи базы транзистора $VT1$; I_{BX} — ток в цепи инвертирующего входа операционного усилителя $DA1$.

Стабильность тока повышается с уменьшением входного тока операционного усилителя и с увеличением коэффициента усиления транзистора $VT1$,

поэтому в качестве регулирующих компонентов рекомендуется использовать составные транзисторы.

Схема источника тока, обеспечивающая более точную стабилизацию тока в нагрузке путем ее включения последовательно с датчиком тока, представлена на рис. 1.146. Благодаря этому ток базы транзистора не влияет на ошибку стабилизации тока, которая определяется только малым входным током операционного усилителя $\Delta I = I_{\text{вх}}$. В этой схеме максимальное значение напряжения $U_{\text{н max}}$ на нагрузке ограничивается неравенством

$$U_{\text{н max}} < U_{\text{вых.о.у}} - U_{\text{вх}} - IR_{\text{д.т.}}$$

Изображенные на рис. 1.144–1.146 схемы источников тока предназначены для получения относительно малых значений тока.

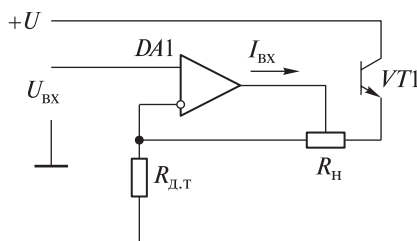


Рис. 1.146. Схема источника тока повышенной стабильности

Схемы источников тока со значением 6...10 А и высокой степенью стабилизации выходного тока используются в ЭА различного назначения.

Тесты к лекции 1.20

1. Какие дестабилизирующие параметры должен компенсировать ИЭП со стабилизатором тока?

- изменение сопротивления нагрузки и колебания входного напряжения;
- изменение выходного напряжения;
- изменения входного напряжения и тока;
- изменения выходного тока.

2. Какое напряжение устанавливается на выходе стабилизатора тока в режиме холостого хода?

- при отсутствии нагрузки напряжение на выходе источника электропитания будет нарастать до предельного установленного значения;
- при отсутствии нагрузки напряжение на выходе источника электропитания будет нулевым;
- при отсутствии нагрузки напряжение на выходе источника электропитания будет равно входному напряжению;
- данный режим недопустим для этого типа ИЭП и приведет к выходу его из строя.

3. Какие датчики применяются для контроля амплитуды протекающего тока в сильноточных ИЭП?

- а) датчики Холла;
- б) емкостные датчики;
- в) пьезоэлектрические датчики;
- г) температурные датчики.

4. Какая обратная связь используется в стабилизаторе тока?

- а) отрицательная;
- б) положительная по напряжению;
- в) положительная по току;
- г) комбинированная.

5. Почему нежелательно применение шунтов для контроля выходного тока стабилизатора?

- а) использование шунтов приводит к потере мощности;
- б) наводки преобразователя напряжения на шунт дестабилизируют работу стабилизатора тока;
- в) увеличивается выходное сопротивление стабилизатора;
- г) увеличивается постоянная времени цепи регулятора.

1.21. МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Цель лекции — сформировать представление о многоканальных источниках электропитания, их схемотехнике, конструктивных особенностях и предъявляемых к ним требованиях.

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 компьютеров (ПК) 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 65...1250 Вт. Источники электропитания должны выдавать также сигналы управления, например в стандарте ATX12 — сигнал PowerGood (PG), 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 ПК приведены в табл. 1.27. 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 1.27

Значения выходных токов ИЭП персональных компьютеров

Выходное напряжение ИЭП, В	Минимальные/максимальные выходные токи, А, при входной 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	0,5/6,0	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 возможны ложная запись в память и возникновение других недопустимых ситуаций.

Электрические схемы большинства современных ИЭП ПК выполняются на базе двухтактного полумостового инвертора. Такие схемы различаются в основном способом возбуждения устройства запуска (с самовозбуждением или с принудительным возбуждением). На рис. 1.147 приведена схема запуска многоканального ИЭП типа GT-150W с самовозбуждением.

Входное выпрямленное напряжение сети подается на делитель, содержащий резисторы $R4$ – $R7$. Этот делитель является базовым для обоих силовых транзисторов $VT1$ и $VT2$. Под действием суммарного напряжения U на конденсаторах $C6$, $C7$ начинает протекать ток по базовым цепям транзисторов, содержащим следующие элементы: положительный вывод конденсатора $C6$; резисторы $R4$, $R8$; переход база–эмиттер транзистора $VT1$; резисторы $R6$, $R9$; переход база–эмиттер транзистора $VT2$; общий провод отрицательной цепи; отрицательный вывод конденсатора $C7$. Этот ток приоткрывает оба транзистора, в результате чего через выводы 1, 2 трансформатора $TV2$ начинают протекать токи взаимно противоположных направлений.

Ток через транзистор $VT1$ протекает по цепи: положительный вывод конденсатора $C6$; шина $+310$ В; переход коллектор–эмиттер транзистора $VT1$;

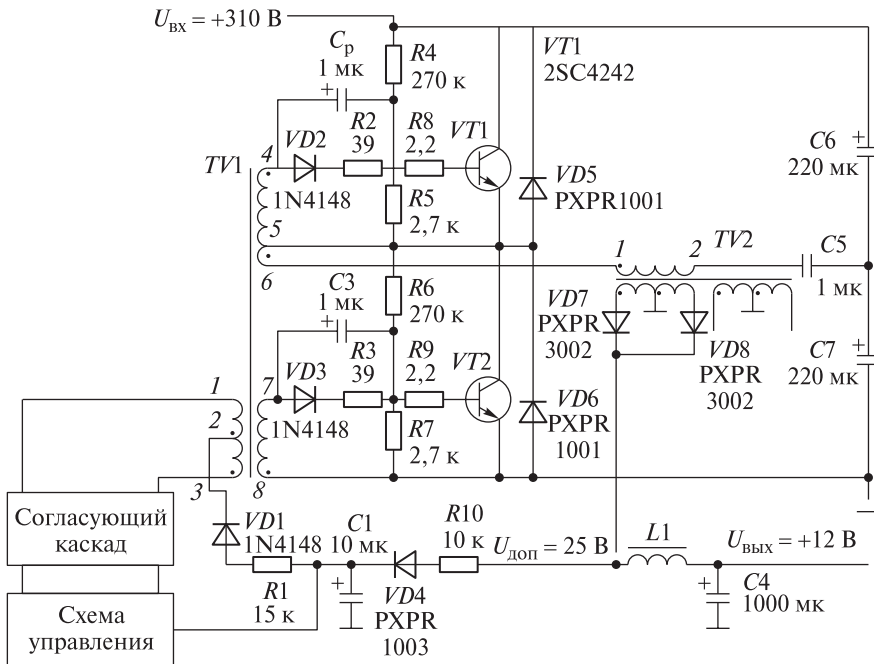


Рис. 1.147. Схема запуска многоканального ИЭП типа GT-150W с самовозбуждением

выводы 5, 6 трансформатора $TV1$; выводы 1, 2 трансформатора $TV2$; конденсатор $C5$; отрицательный вывод конденсатора $C6$.

Ток через транзистор $VT2$ протекает по цепи: положительный вывод конденсатора $C7$; конденсатор $C5$; выводы 2, 1 трансформатора $TV2$; выводы 6, 5 трансформатора $TV1$; переход коллектор—эмиттер транзистора $VT2$; общий провод отрицательной цепи; отрицательный вывод конденсатора $C7$.

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 реальных устройствах всегда имеется технологический разброс значений коэффициента усиления по току транзисторов $VT1$, $VT2$, поэтому транзисторы приоткрыты в различной степени. В результате ток одного из транзисторов больше тока другого, результирующий ток через витки 5, 6 трансформатора $TV1$ отличен от нуля и протекает в одном из направлений.

Если транзистор $VT2$ приоткрыт в большей степени, чем $VT1$, то ток протекает от вывода 6 к выводу 5 трансформатора $TV1$. Если в большей степени приоткрыт транзистор $VT1$, то ток протекает от вывода 5 к выводу 6. Рассмотрим работу устройства для последнего случая.

При протекании тока через витки 5, 6 трансформатора $TV1$ появляется напряжение на всех обмотках этого трансформатора. Потенциал вывода 4 становится выше потенциала вывода 5. Под действием разности этих потенциалов в базу транзистора $VT1$ течет ток по цепи: вывод 4 трансформатора $TV1$; диод $VD2$; резистор $R2$; резистор $R8$; переход база—эмиттер транзистора $VT1$; вывод 5 трансформатора $TV1$. Этот ток дополнительно приоткрывает транзистор $VT1$.

В это же время потенциал вывода 7 трансформатора $TV1$ становится ниже потенциала вывода 8 и запирает транзистор $VT2$. Далее начинает проявляться действие положительной обратной связи. Оно заключается в том, что при увеличении тока через переход коллектор—эмиттер транзистора $VT1$ и витки 5, 6 трансформатора $TV1$ на витках 4, 5 возрастает напряжение, которое в еще большей степени приоткрывает транзистор $VT1$, создавая дополнительный ток в его базовой цепи. Этот процесс развивается лавинообразно в течение короткого времени и приводит к полному открыванию транзистора $VT1$ и запирающему $VT2$. Через открытый транзистор $VT1$ и первичную обмотку (выводы 1, 2) трансформатора $TV2$ начинает линейно нарастать ток, что приводит к появлению импульса напряжения на всех обмотках этого трансформатора. Импульс напряжения с выводов 7, 5 заряжает накопительный конденсатор $C1$. Напряжение с конденсатора $C1$, подается на вход электропитания схемы управления и согласующий каскад.

Схема управления запускается и генерирует на выходных выводах прямоугольные последовательности импульсов, которые подаются на согласующий каскад. Последний переключает транзисторы $VT1$, $VT2$. На всех обмотках трансформатора $TV2$ появляются импульсные напряжения номинального уровня. При этом напряжения с обмоток 3, 5 и 7, 5 постоянно подзаряжают

конденсатор $C1$, поддерживая неизменным уровень напряжения (около 27 В). Таким образом контур обратной связи обеспечивает электропитание схемы управления в режиме самоподпитки, и ИЭП выходит на рабочий режим. Напряжение электропитания схемы управления и согласующего каскада является вспомогательным.

Схема запуска ИЭП с принудительным возбуждением приведена на рис. 1.148. 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 $C1$ и при значении 10...11 В подается на схему управления и трансформатор $TV3$. Одновременно происходит заряд конденсаторов $C2, C3$, 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 $VT1, VT2$. После выхода ИЭП на режим и появления выходного напряжения электропитание схемы управления осуществляется выходным напряжением через диод $VD11$. Это напряжение несколько выше напряжения мостовой схемы диодов $VD5-VD8$, поэтому указанные диоды пускового выпрямителя запираются и в дальнейшем не влияют на работу ИЭП.

Источник электропитания 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 $U_{\text{вых}}$.

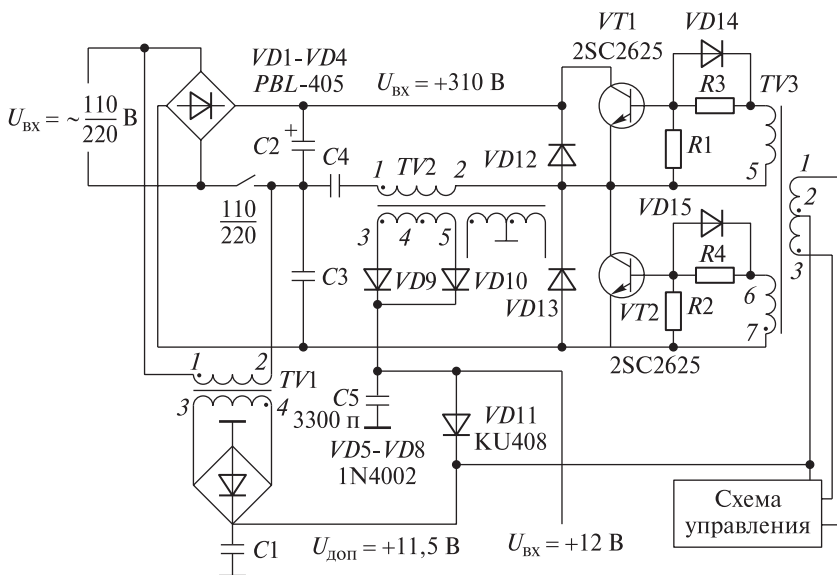


Рис. 1.148. Схема запуска ИЭП типа PS-200В с принудительным возбуждением

Основное различие 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 $U_{\text{доп}} = 26 \text{ В}$ выше по сравнению с $U_{\text{доп}} = 12 \text{ В}$ в схеме с принудительным возбуждением.

1.21.1. 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 с помощью одного трансформатора, имеющего две вторичные обмотки; с раздельным управлением, когда каждый силовой транзистор управляется отдельным трансформатором.

Трансформаторы выполняют функции усиления управляющего сигнала по току и гальванической развязки силового каскада от схемы управления и согласующего каскада.

В схеме с общим управлением и внешними транзисторами в качестве согласующего каскада применяется двухтактный предварительный усилитель мощности (рис. 1.149). Коллекторными нагрузками транзисторов $VT1$, $VT2$ являются первичные полуобмотки импульсного управляющего трансформатора $TV1$ и резистор $R5$, который ограничивает ток через транзисторы значением до 20 мА. На базы транзисторов $VT1$, $VT2$ подаются последовательности прямоугольных импульсов, под действием которых транзисторы поочередно закрываются. В промежутках между импульсами транзисторы открыты. На эмиттерах транзисторов $VT1$, $VT2$ элементами $C1$, $VD1$, $VD2$ формируется напряжение около +1,6 В. При подаче на базу закрываемого транзистора сигнала от схемы управления напряжение на базе составляет примерно +0,6 В. Поскольку напряжение на эмиттере составляет +1,6 В, к переходу база–эмиттер прикладывается запирающее напряжение, равное примерно 1 В и действующее в течение времени подачи сигнала от схемы управления. При этом обеспечивается активное поочередное запирающее транзисторов.

Демпфирующие диоды $VD3$, $VD4$ снижают уровень аperiodических колебаний напряжения, возникающих при запирании транзисторов $VT1$, $VT2$. Колебания возникают в контуре первичной обмотки трансформатора в связи с наличием межвитковой емкости этой обмотки. При запирании транзистора $VT1$ ток демпфирования протекает по цепи: контакт 3 первичной обмотки; переход коллектор–эмиттер транзистора $VT2$; диод $VD3$; контакт 1

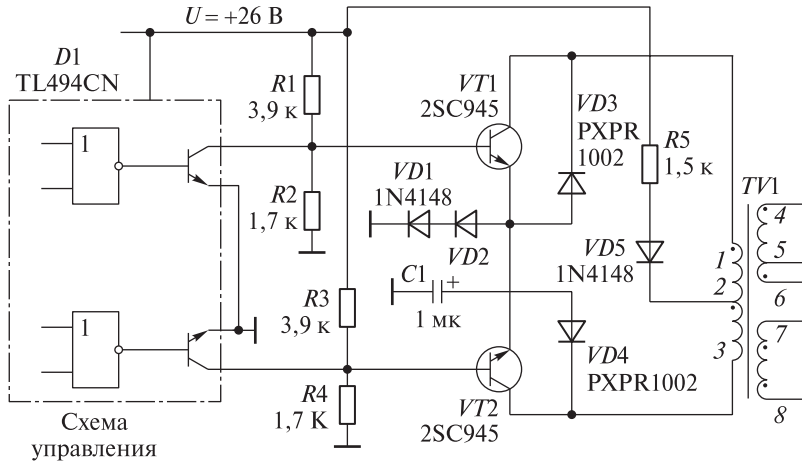


Рис. 1.149. Схема согласующего каскада с общим управлением ИЭП типа KYP-150W

первичной обмотки. При запыриании 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. 1.150 приведен вариант транзисторного согласующего каскада с общим управлением источника электропитания типа ESP-1003R. Силовые

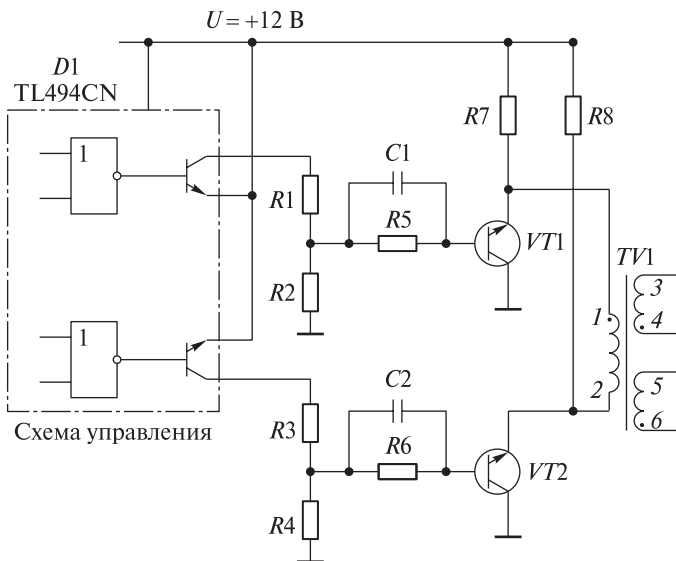


Рис. 1.150. Схема согласующего каскада с общим управлением ИЭП типа ESP-1003R

транзисторы $VT1$, $VT2$ включены по схеме с общим эмиттером. Сигналы на переключение поступают от транзисторов схемы управления, эмиттерными нагрузками которых являются резисторы $R1$, $R2$ и $R3$, $R4$. Эти резисторы образуют базовые делители для транзисторов $VT1$, $VT2$. Форсирующие конденсаторы $C1$, $C2$ ускоряют процесс переключения силовых транзисторов. Первичная обмотка управляющего трансформатора $TV1$ не имеет вывода от средней точки и включена между коллекторами транзисторов $VT1$, $VT2$. При поочередной коммутации их первичная обмотка подключается к корпусу выводами 1 и 2 поочередно, благодаря чему через обмотку протекает переменный ток.

В схеме, приведенной на рис. 1.151, 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. Во время паузы оба транзистора закрыты.

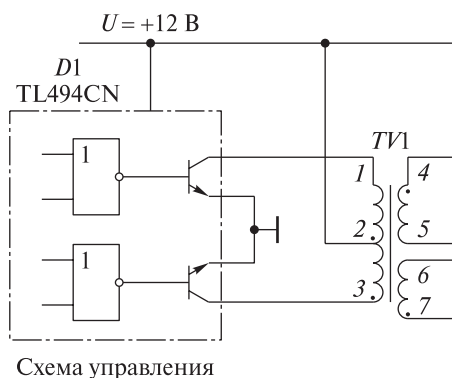


Рис. 1.51. Схема согласующего каскада с общим управлением ИЭП типа PS-200В

Схема согласующего каскада с двумя управляющими трансформаторами $TV1$, $TV2$, первичные полуобмотки которых являются коллекторными нагрузками для выходных транзисторов схемы управления, приведена на рис. 1.152. 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 $TV1$, $TV2$ 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.

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 запира-ния транзистора осуществляется обратный такт работы согласующего каскада.

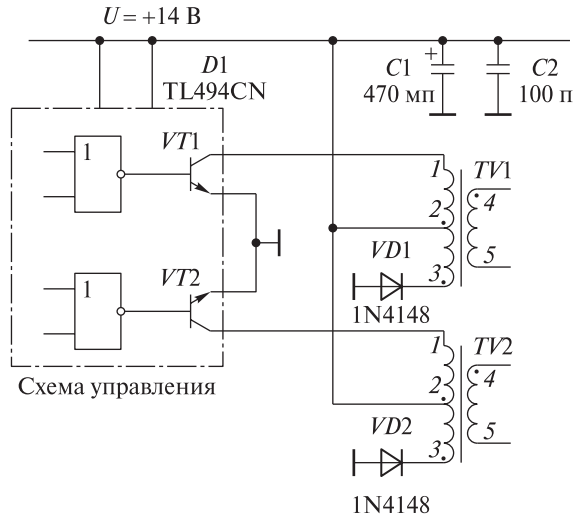


Рис. 1.152. Схема согласующего каскада с раздельным управлением ИЭП типа Appis

Напряжение на полуобмотке 2, 3 изменяет полярность и вызывает протекание тока по цепи: вывод 2 трансформатора $TV1$; шина $+14$ В; конденсатор $C1$; корпус; диод $VD1$; вывод 3 трансформатора $TV1$. Этот ток является линейно спадающим, что приводит к изменению знака производной магнитного потока в магнитопроводе и размагничиванию последнего. Таким образом, в процессе обратного такта во входную сеть возвращается избыточная энергия, запасенная в магнитопроводе $TV1$ в период открытого состояния транзистора $VT1$. Избыточная энергия передается в накопительный конденсатор $C1$.

Оба трансформатора ($TV1$, $TV2$) работают с неполным использованием по индукции и, как отмечалось, с постоянной составляющей тока первичной обмотки. Перемагничивание их магнитопроводов происходит по частному циклу только с положительными значениями индукции. В связи с этим магнитные потоки в магнитопроводах получаются пульсирующими (содержат постоянную составляющую), что приводит к завышенным массе и объему трансформаторов. Рассмотренный вариант уступает другим вариантам согласующих каскадов в связи с необходимостью двух трансформаторов вместо одного.

1.21.2. СИЛОВОЙ КАСКАД

Силовые каскады ИЭП персональных компьютеров 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. 1.153. При использовании схемы с самовозбуждением базовый делитель соединяется с шиной $+310$ В для протекания начального тока, обеспечивающего лавинообразный процесс отпираания одного из транзисторов. Напряжение вторичных обмоток управляющего трансформатора в начале процесса включения отсутствует, поэтому для предотвращения шунтирования переходов база—эмиттер силовых ключей низкоомными обмотками включены развязывающие диоды $VD1$, $VD2$.

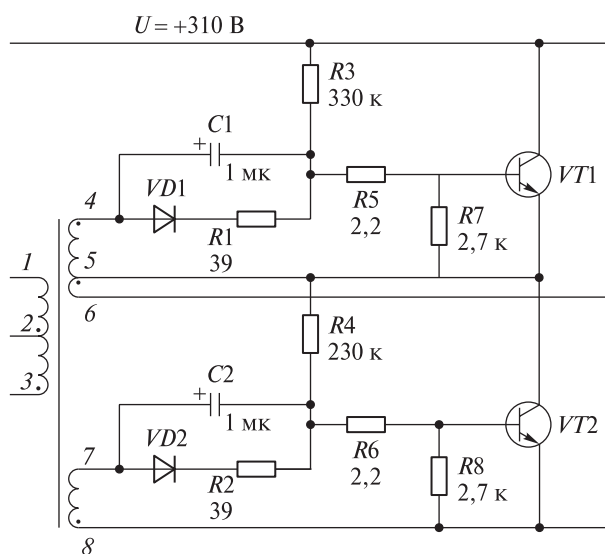


Рис. 1.153. Схема базовых цепей силовых транзисторов с самовозбуждением типа GT-200W

При использовании схемы запуска с принудительным возбуждением связи базовых цепей с шиной $+310$ В отсутствуют, поэтому развязывающих диодов не требуется.

1.21.3. ВЫХОДНЫЕ ЦЕПИ

Для получения напряжений +5 и +12 В сильноточных каналов в различных ПК применяются одинаковые схемные решения, в которых осуществляются выпрямление и сглаживание импульсных напряжений вторичных обмоток трансформатора. Для выпрямления используется двухполупериодная схема со средней точкой, обеспечивающая симметричный режим перемагничивания магнитопровода. Схема с четырьмя выходными каналами приведена на рис. 1.154. Рассмотрим работу одного из них (с выходным напряжением +12 В).

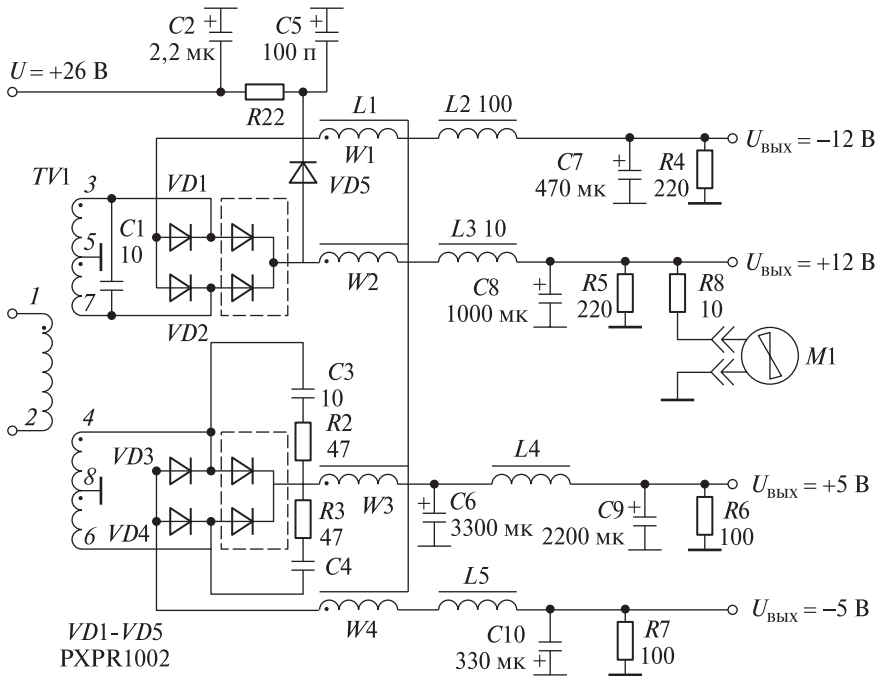


Рис. 1.154. Схема выходных цепей ИЭП типа КУР-150W

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 VD1; обмотка W2; дроссель L3; нагрузка; конденсатор C8; корпус; вывод 5 трансформатора. На этом интервале работы источника нижний диод сборки VD1 закрыт отрицательным напряжением на аноде. Одновременно с зарядом конденсатора C8 в магнитопроводах дросселей L1 и L3 запасается магнитная энергия.

После запираания силового транзистора ток в первичной обмотке трансформатора и напряжение вторичных обмоток спадают до нуля и наступает пауза, в течение которой энергия, запасенная в дросселях $L1$ и $L3$, передается в нагрузку и конденсатор $C8$. Ток подзаряда конденсатора $C8$ во время паузы протекает по цепи: дроссель $L3$; конденсатор $C8$; корпус; выводы 5, 3 и 5, 7 трансформатора $TV1$; диоды сборки $VD1$; обмотка $W2$ дросселя $L1$.

В следующий интервал времени открывается второй силовой транзистор и от вывода 2 к выводу 1 первичной обмотки трансформатора начинает протекать линейно нарастающий ток. Направление этого тока противоположно направлению тока при отпирании первого силового транзистора. Полярность напряжения на выводе 7 вторичной обмотки трансформатора положительная, а на выводе 3 — отрицательная относительно корпуса. На этом интервале времени в проводящем состоянии находится нижний диод сборки $VD1$, а верхний находится в закрытом состоянии. Линейно нарастающий ток через обмотку $W2$ дросселя $L1$ и дроссель $L3$ проходит через нагрузку и одновременно подзаряжает конденсатор $C8$. В течение последующей паузы накопленная в магнитопроводах дросселей $L1$ и $L3$ энергия передается в нагрузку и конденсатор $C8$. Далее процессы повторяются. Следует отметить, что конденсатор $C8$ разряжается на нагрузку в течение всего времени работы ИЭП.

Параллельно выходным конденсаторам $C7$ — $C10$ включены резисторы $R4$ — $R7$, которые служат для ускорения разрядки конденсаторов схемы после отключения ИЭП от сети. Этим обеспечивается приведение схемы в исходное состояние перед последующим включением.

Выходные напряжения отрицательной полярности могут быть получены различными способами. В представленном на рис. 1.154 ИЭП 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 LM7905).

1.21.4. 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 в несколько раз превысить 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-02-150XT приведен на рис. 1.155. На базе микросхемы управления типа

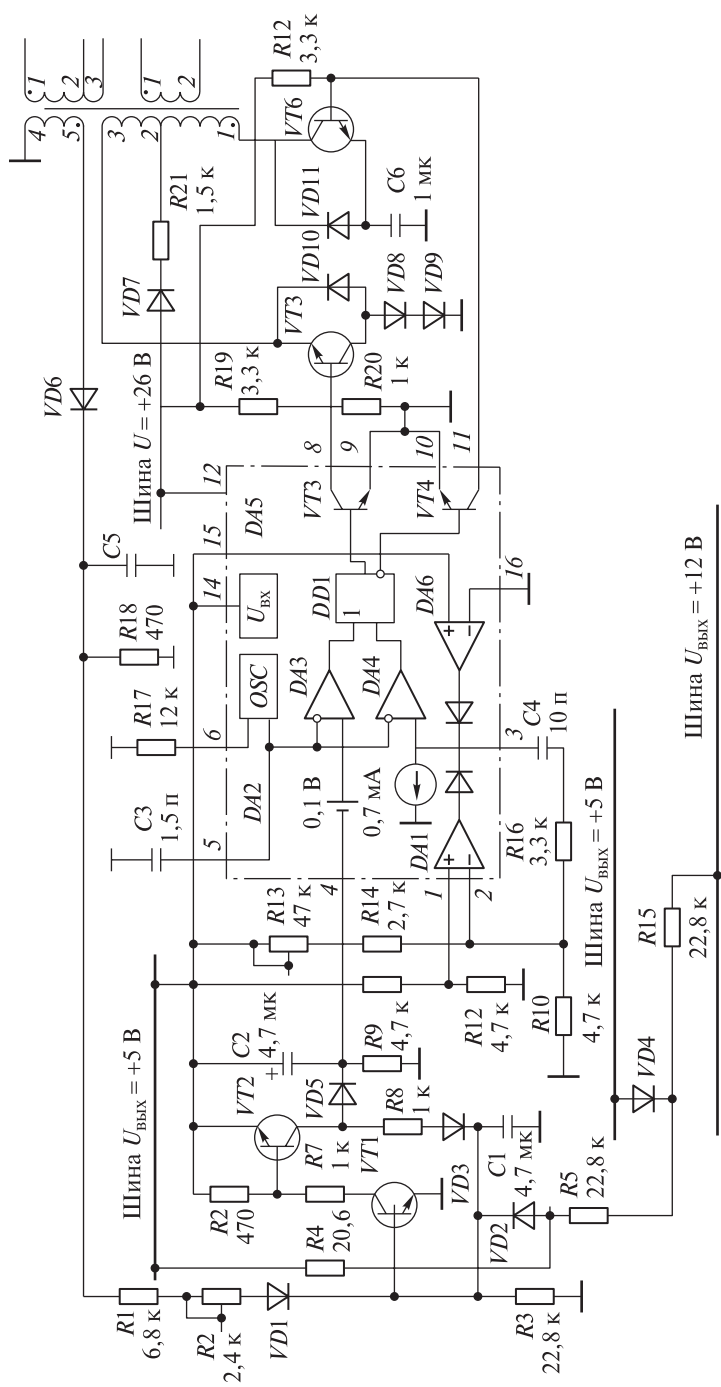


Рис. 1.155. Схема управления с плавным пуском ИЭП типа LPS-02-150ХТ (VD1–VD9 — 1N4148; VD10, VD11 — PXPRI002)

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 подается напряжение электропитания микросхемы управления, затем появляется выходное напряжение внутреннего стабилизирующего источника опорного напряжения и после этого — выходные напряжения каналов.

Ширина выходных импульсов схемы управления определяется шириной импульсов на выходе логического элемента $DD1$ микросхемы. Диаграммы процесса плавного пуска приведены на рис. 1.156. Пусть в начальный момент τ_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. 1.156, *a* и *б*).

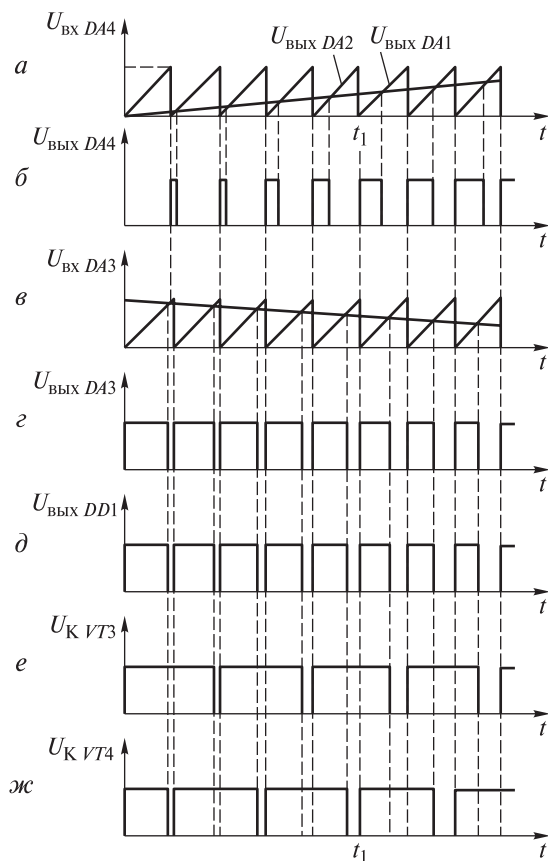


Рис. 1.156. Диаграммы процесса плавного пуска схемы управления, приведенной на рис. 1.155

На неинвертирующий вход ШИМ-компаратора $DA4$ подается напряжение $U_{\text{вых } DA1}$ от усилителя ошибки $DA1$ (см. рис. 1.156, *а*). Поскольку выходные напряжения ИЭП в этот момент еще отсутствуют, сигнал обратной связи с делителя $R11$, $R12$ на неинвертирующий вход усилителя ошибки равен нулю. На инвертирующий вход этого усилителя подается положительное напряжение с делителя $R13$, $R14$ $R10$, к которому уже подключено опорное напряжение $U_{\text{оп}}$. Выходное напряжение усилителя ошибки $DA1$ в первоначальный момент равно нулю, а в процессе заряда выходных конденсаторов фильтра будет нарастать. Поэтому выходное напряжение $U_{\text{вых } DA4}$ ШИМ-компаратора $DA4$ будет иметь вид последовательности нарастающих по ширине импульсов (см. рис. 1.156, *б*).

Неинвертирующий вход компаратора $DA3$, обеспечивающего паузу, соединен с выводом 4 ИМС управления. На этот вывод подается напряжение U_{R9} внешней RC -цепи $C2$, $R9$, соединенной с шиной опорного напряжения $U_{\text{оп}}$. При появлении напряжения $U_{\text{оп}}$ оно прикладывается к резистору $R9$, так как конденсатор $C2$ полностью разряжен. По мере заряда конденсатора $C2$ ток через него и резистор $R9$ уменьшается и падение напряжения на резисторе $R9$ имеет форму спадающей экспоненты (рис. 1.156, *в*). В соответствии с этим выходное напряжение компаратора $DA3$ представляет собой последовательность импульсов, уменьшающихся по ширине (рис. 1.156, *г*). 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. 1.156, *д*, из которого следует, что вплоть до момента t_1 ширина выходных импульсов компаратора $DA3$ превышает ширину выходных импульсов ШИМ-компаратора $DA4$. По этой причине 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. 1.156, *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 $C2$ формирующей RC -цепи должен быть разряжен полностью. В связи с этим в схеме предусматривается контур для быстрого разряда этого конденсатора при выключении ИЭП из сети или при срабатывании токовой защиты.

Тесты к лекции 1.21

1. Какой дополнительный сигнал управления вырабатывается источником питания ПК при достижении номинальных значений напряжения на всех линиях?

- а) PG;
- б) ReseT;
- в) INIT;
- г) ОК.

2. Что происходит с напряжениями на выходах ИЭП ПК, если в одном из каналов обнаруживается превышение потребления тока?

- а) напряжения на выходах становятся равными нулю;
- б) напряжения на выходах принимают минимально допустимые значения;
- в) не изменяются;
- г) снижается напряжение только в перегруженном канале.

3. Какие способы возбуждения используются в устройствах запуска ИЭП ПК?

- а) самовозбуждение и принудительное возбуждение;
- б) только самовозбуждение;
- в) принудительное возбуждение;
- г) стартовый импульс подается при нажатии клавиши Вкл.

4. Для чего нужен плавный пуск ИЭП?

- а) при плавном пуске нагрузка на силовые ключи возрастает постепенно и не выходит за пределы номинальной;
- б) нагрузка на сеть питания плавно возрастает;
- в) плавный пуск не имеет осмысленного функционала;
- г) позволяет не намагнитить магнитопровод преобразователя в момент включения ИЭП.

5. Почему напряжение -5 В получают из канала -12 В , а напряжение $+5\text{ В}$ не получают из канала $+12\text{ В}$?

- а) мощность канала $+5\text{ В}$ намного выше, чем канала -5 В ;
- б) схемотехнически легче получать отрицательные значения напряжения;
- в) получают;
- г) для канала -5 В требуются меньшие пульсации.

1.22. ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПЕРСОНАЛЬНЫХ КОМПЬЮТЕРОВ

Цель лекции — сформировать у читателя представление об источниках электропитания персональных компьютеров, их схемотехнике, конструктивных особенностях и предъявляемых к ним требованиях.

Источники электропитания ПК отечественного и зарубежного производства обычно конструируют с учетом взаимозаменяемости, поэтому разработчики стремятся унифицировать их габаритно-установочные размеры и параметры. Однако удельные показатели выходной мощности на единицу объема у ИЭП могут различаться почти в 2 раза. Это 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 превышения 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 частотой 50 Гц фильтр имеет больший объем, чем в случае сети трехфазного тока частотой 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 ИЭП.

При выборе ИЭП оценивается 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 стоимости на единицу выходной мощности для ИЭП специального назначения ориентировочно составляет 15...25 долл./Вт вследствие мелкосерийности производства, высокой стоимости компонентов, необходимости тщательной всеобщей проверки и проведения испытаний.

Плотная компоновка ИЭП приводит к повышению рабочей температуры, снижению допустимых воздействий, надежности и ремонтпригодности. В связи с этим чрезмерно завышенный удельный показатель выходной мощности на единицу объема может служить признаком излишней плотности компоновки.

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:

$$U_{\text{вых}1} = 5^{+0,25}_{-0,125} \text{ В} - I_{\text{вых}1} = 40 \text{ А};$$

$$U_{\text{вых}2} = 12^{+0,6}_{-0,36} \text{ В} - I_{\text{вых}2} = 5 \text{ А};$$

$$U_{\text{вых}3} = -12^{+0,6}_{-0,36} \text{ А} - I_{\text{вых}3} = 1,5 \text{ А}.$$

Пулсации (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 с помощью накопителя — аккумуляторной батареи, работающей в буферном режиме с источником электроэнергии постоянного тока. Учитывая, что в составе подвижных носителей наиболее распространенными 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, изоляцию входных и выходных цепей рассчитывают 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. 1.157). Снижение напряжения сети $U_{\text{сети}}$ ниже допустимого уровня $U_{\text{сети доп}}$ должно вызвать появление сигнала «Авария сети» и, следовательно, 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 $U_{\text{вых.доп}}$.

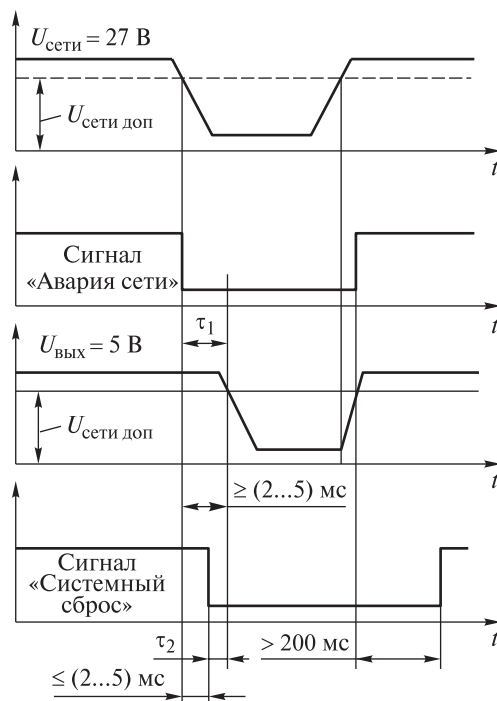


Рис. 1.157. Временные диаграммы формирования сигналов «Авария сети» и «Системный сброс» при функционировании шины VME

Поддержание выходного напряжения в течение длительного времени наиболее надежно обеспечивается при электроснабжении от двух генераторов трехфазного тока частотой 400 Гц. На рис. 1.158 приведена функциональная схема обеспечения электроэнергией источника электропитания от двух систем автономного электроснабжения САЭС1 и САЭС2, выходы выпрямителей В2 и В3 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.

Для компенсации кратковременных провалов в сети постоянного тока и поддержания напряжения в течение заданного времени при отказе обоих САЭС используется накопитель электроэнергии — аккумуляторная батарея АКБ, работающая с выпрямителями В2 и В3 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. 1.159. 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 БЗБ-1-2,2 мкФ $_{-10}^{+100}$ %-50В-25А (по одному в положительной и отрицательной цепях).

В усилителях мощности УМ в качестве ключевых компонентов применены транзисторы типа 2Т866, закрепленные на радиаторе. Устройства управления УУ построены на базе интегральной микросхемы типа 1114ЕУ3, двухтактные сигналы которой управляют транзисторами через диодные оптопары (рис. 1.160).

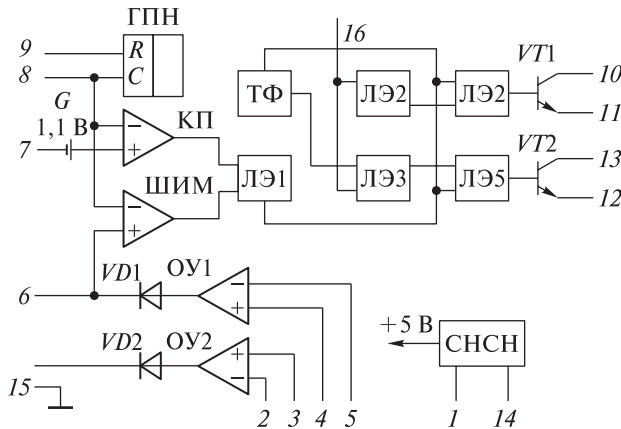


Рис. 1.160. Структурная схема интегральной микросхемы 1114ЕУ4:

ГПН — генератор пилообразного напряжения; КП — компаратор паузы; ЛЭ — логический элемент; ОУ — операционный усилитель; СНСН — стабилизатор напряжения непрерывного действия; ТФ — триггер-фазорасщепитель

Рабочую частоту переключения ИМС задают с помощью внешних резисторов и конденсатора. Сопротивление резисторов выбирают в диапазоне 3...100 кОм, емкость конденсатора — в диапазоне от 510 пФ до 0,22 мкФ.

Частоту генератора пилообразного напряжения определяют по выражению

$$f_{г.п.н} = \frac{1}{(0,6...0,8)(R_{13} + R_{14})C_9}.$$

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 компонентов и монтажных линий, подключенных к выходным транзисторам ИМС, не должна превышать 510 пФ. Тепловое сопротивление переход—корпус микросхемы составляет 50 °С/Вт.

Схема устройства электропитания, обеспечивающего работу ИЭП, приведенного на рис. 1.158, представлена на рис. 1.161. Устройство электропитания обеспечивает: напряжением 5 В устройства управления с предварительными усилителями всех каналов, напряжением 12 В устройство I

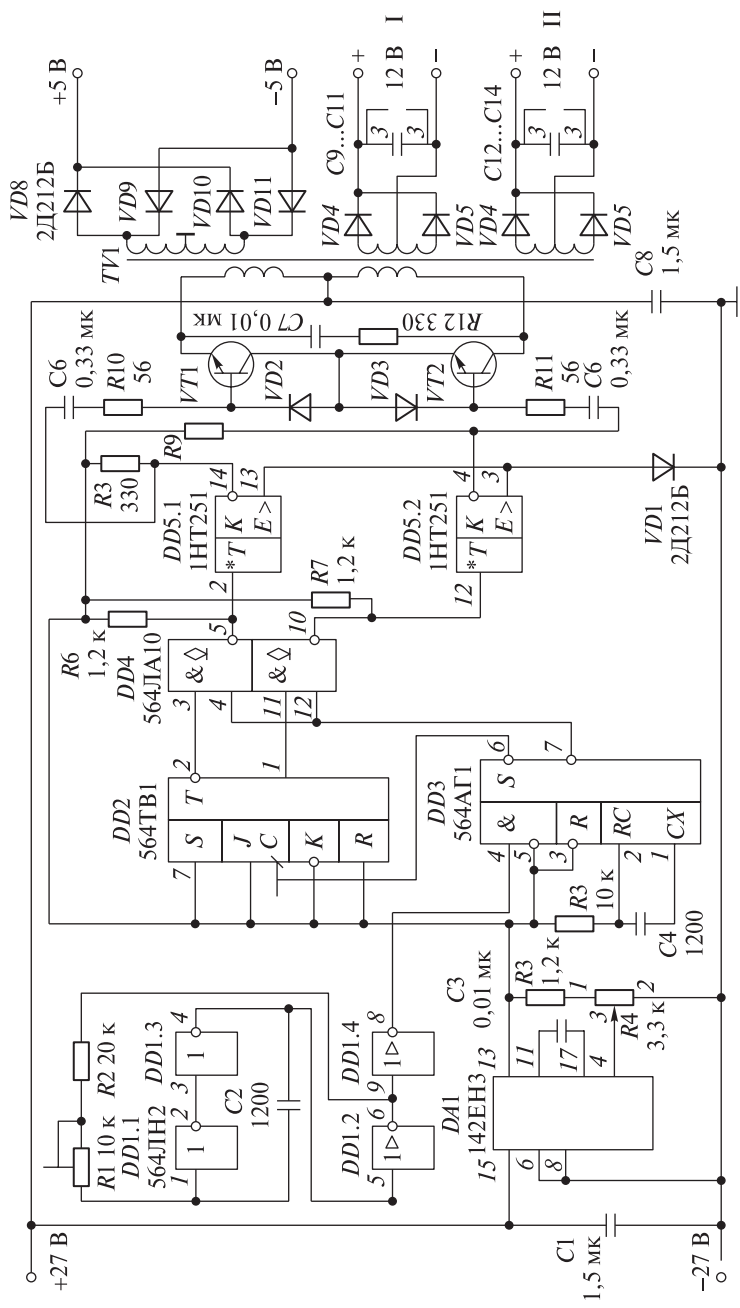


Рис. 1.161. Схема устройства электропитания

управления каналов 5 В, напряжением 12 В устройство II управления каналов +12 и –12 В. Подаваемое на вход напряжение 27 В системы электроснабжения фильтруется конденсаторами $C1$ и $C8$.

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. 1.162 изображена схема силовых цепей двух каналов с выходными напряжениями +5 В, управляемых устройством, схема которого приведена на рис. 1.161. 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 $U_{д.т}$ 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.

В состав ИЭП ПК входит вентилятор для принудительного охлаждения самого источника и системного блока. Вентилятор выполняется на базе бесколлекторного вентильного двигателя постоянного тока с внешним ротором. Коллекторный двигатель постоянного тока в составе ПК не применяется, так как его щеточный узел является источником электромагнитных помех и требует проведения регламентных работ в связи с изнашиванием щеток.

В большинстве схем ИЭП входное напряжение двигателя составляет +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, на статоре располагаются обмотки. Для обеспечения угла сдвига 90° между потоком возбуждения магнитов и направлением намагничивающей силы обмоток переключение обмоток статора осуществляется в определенные моменты и с заданной последовательностью. Положение ротора контролируется с помощью датчика Холла, который управляет работой электронных ключей.

На рис. 1.163 приведена схема управления вентиляторным двигателем типа SU8025-М. 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 поступает управляющий сигнал низкого или высокого уровня. При сигнале высокого уровня транзистор $VT1$ открыт, а $VT2$ закрыт и через обмотки фазы А протекает ток возбуждения. При повороте ротора вектор магнитной индукции поля ротора также поворачивается, изменяя свое направление, и с вывода 3 датчика Холла подается сигнал низкого уровня, который закрывает транзистор $VT1$ и открывает $VT2$. В результате ток возбуждения будет проходить через обмотки фазы Б.

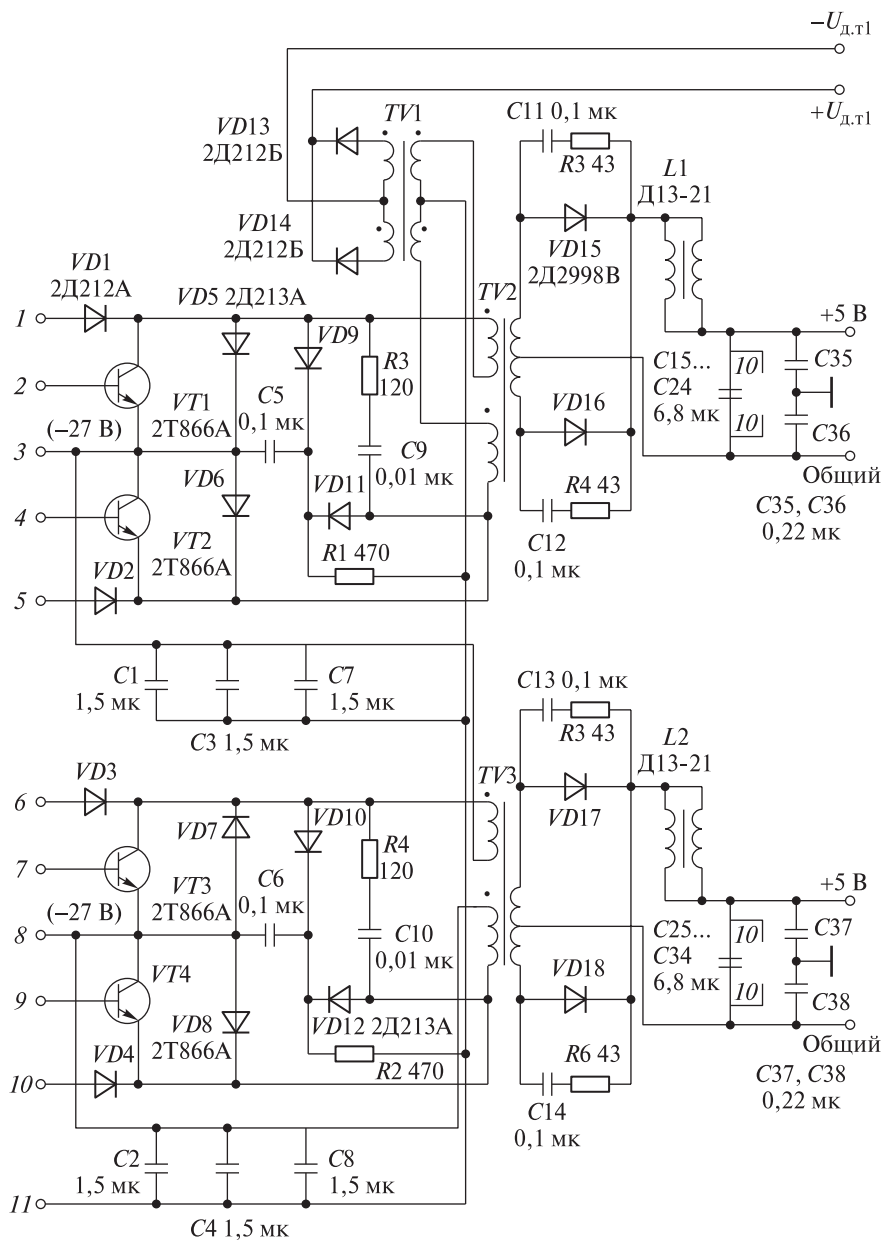


Рис. 1.162. Схема силовых цепей двух каналов с выходными напряжениями +5 В

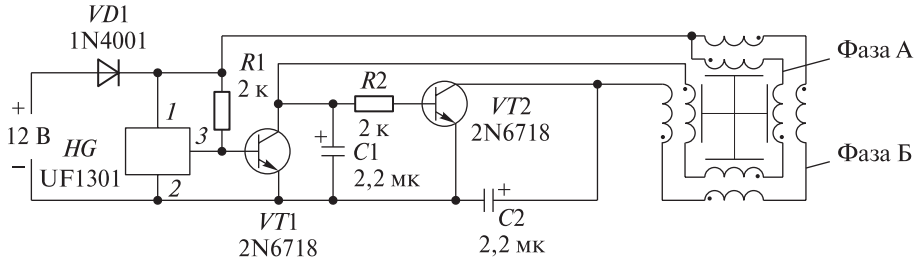


Рис. 1.163. Схема управления вентиляторным двигателем типа SU8025-M

После переключения транзисторов вращение ротора продолжается в том же направлении.

Прохождение импульсных токов через обмотки вызывает превышение напряжения, определяемое значениями индуктивности этих обмоток, при запираии транзисторов. Для снижения уровня этого превышения параллельно переходам коллектор—эмиттер транзисторов включают конденсаторы $C1$ и $C2$. Проникновению в сеть электропитания двигателя выбросов напряжения +12 В препятствует диод $VD1$.

На рис. 1.164 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 $VT3$.

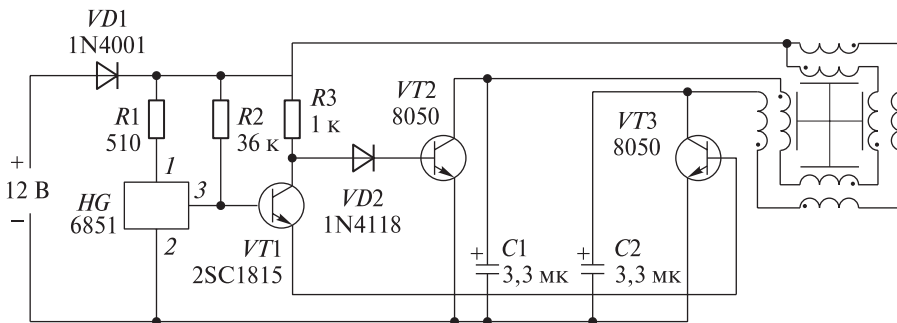


Рис. 1.164. Схема управления вентиляторным двигателем типа MD1208PTS1

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 выбирают равным 10...11 Ом.

Примеры полных схем блоков питания персональных компьютеров, построенных на базе универсальных контроллеров TL494, приведены на рис. 1.165 и 1.166.

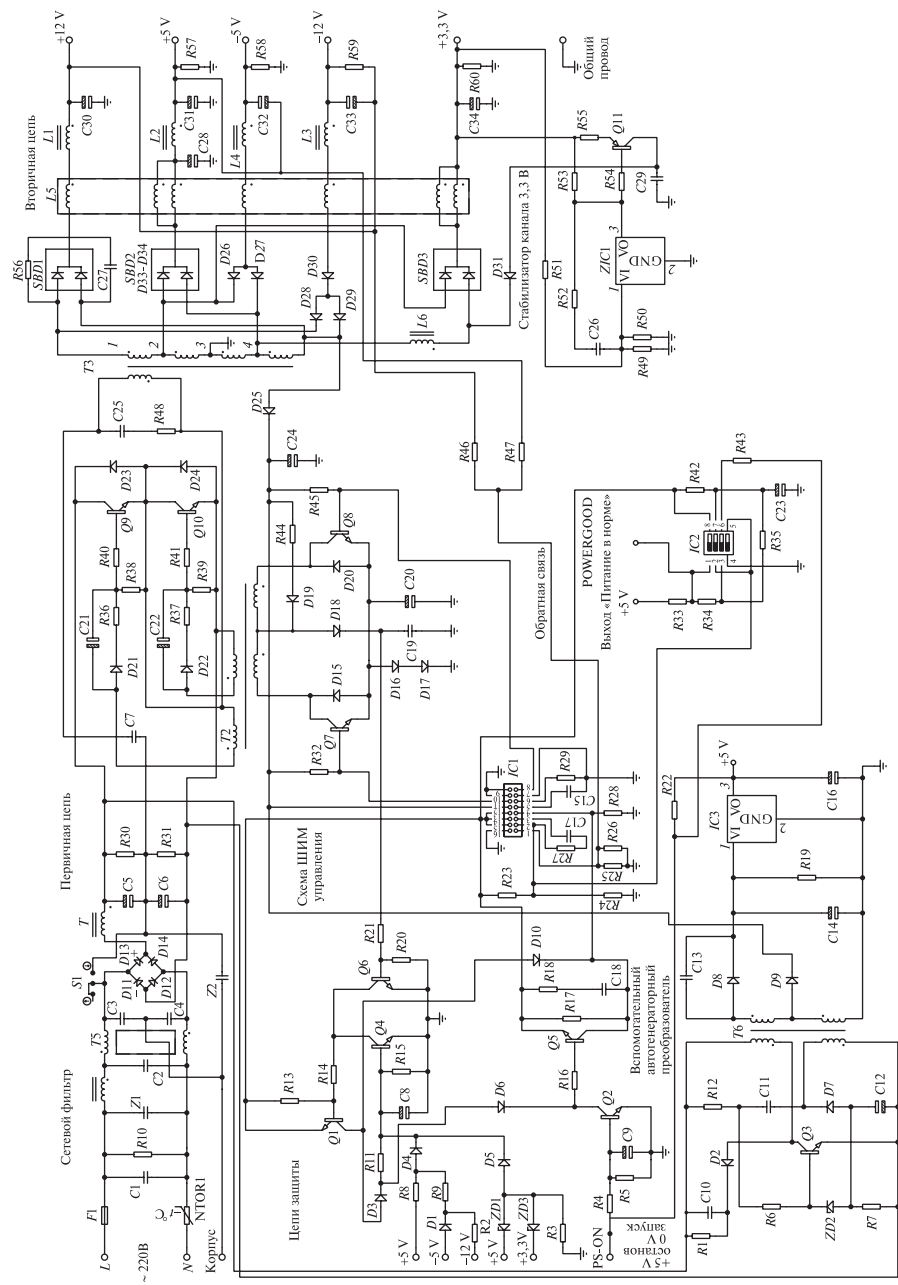


Рис. 1.165. Схема ИЭП ПК на базе контроллера TL494 с формированием сигнала «Питание в норме» (PWG) с помощью микросхемы LM393

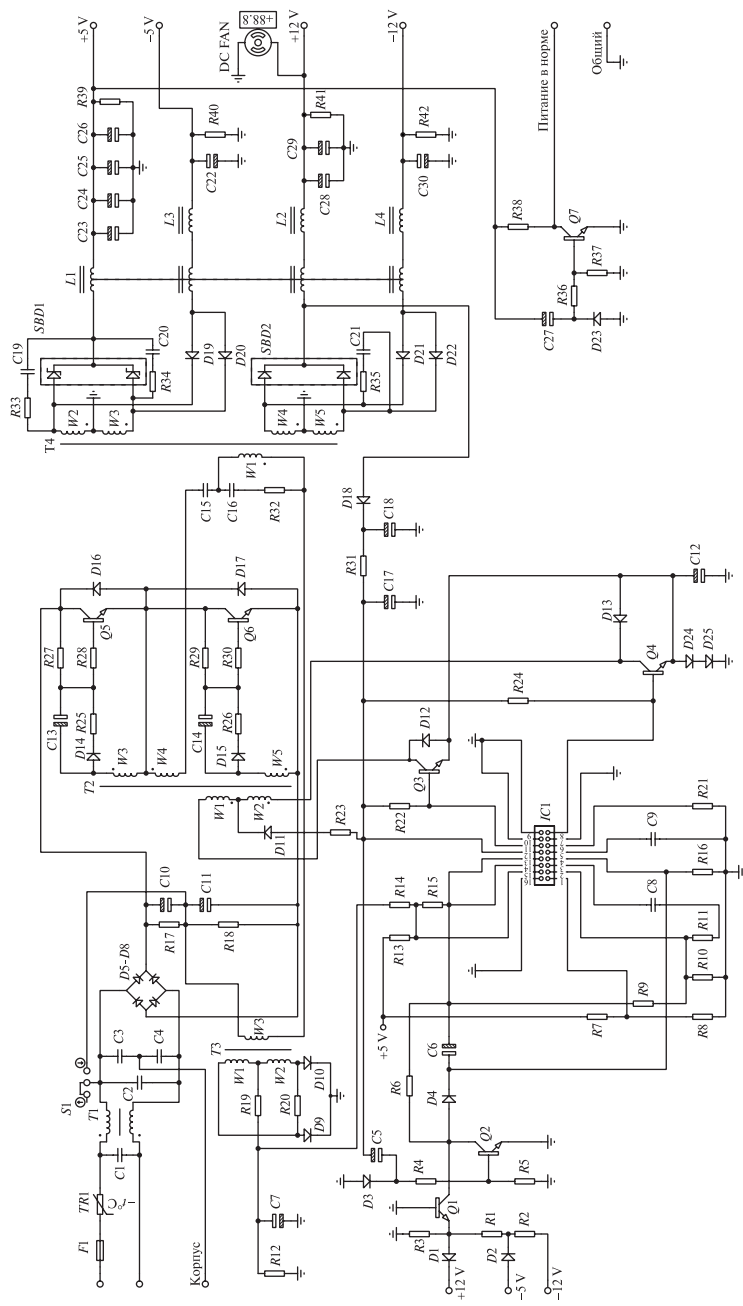


Рис. 1.166. Схема ИЭП ПК на базе контроллера TL494 без выходного напряжения 3,3 В

Важную роль в повышении надежности и времени безаварийной работы ИЭП ПК при их эксплуатации в сетях с нестабильным напряжением играют входные фильтры. Пример входной цепи блока питания приведен на рис. 1.167.

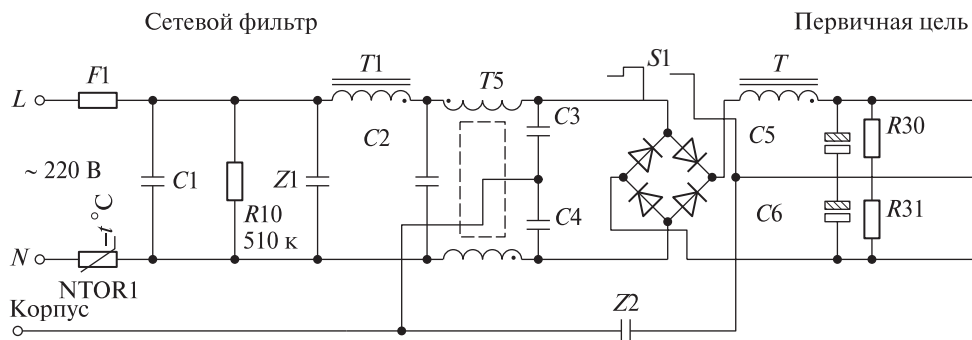


Рис. 1.167. Входной фильтр электромагнитных помех блока питания ПК

Фильтр на входе блока питания служит для подавления двух типов электромагнитных помех: дифференциальных — когда ток помехи в линиях питания течет в разные стороны, и синфазных — когда ток течет в одном направлении. Дифференциальные помехи подавляются конденсатором $C1$ (пленочный конденсатор), включенным параллельно нагрузке, дросселем $T1$ и конденсатором $C2$. Иногда на каждую линию питания устанавливают дроссель, выполняющий ту же функцию (на схеме не показан).

Фильтр синфазных помех образован конденсаторами $C3$ и $C4$, в общей точке соединяющими линии питания с землей, и так называемым синфазным дросселем $TV5$, в двух обмотках которого ток течет в одном направлении, что создает сопротивление для синфазных помех. Для эффективной работы фильтра необходимо подключение линии корпуса к заземлению.

Для защиты от короткого замыкания всегда устанавливают плавкий предохранитель (на схеме — $F1$). В случае превышения номинального тока предохранитель перегорает и разрывает цепь питания. Во второй линии питания устанавливают терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Такие терморезисторы изготавливают из оксидов различных металлов, керамики и даже из кристаллов алмаза. В момент включения сопротивление терморезистора составляет порядка нескольких ом и ток, поступающий на выпрямитель, ограничен. В момент заряда конденсаторов происходит скачок тока, но терморезистор не дает ему подняться выше предела, зависящего от сопротивления терморезистора. При протекании тока через термистор $NTOR1$ он начнет нагреваться, его сопротивление уменьшается почти до 1 Ом, и в дальнейшем он не влияет на работу устройства.

Несмотря на то что в момент включения конденсаторы $C5$ и $C6$ полностью разряжены, ток через диодный мост в момент включения не превышает допустимого предела.

Защита от *кратковременных* скачков (резкого нарастания) напряжения выполнена с помощью варистора $Z1$. Его сопротивление при подаче номинального сетевого напряжения велико, и он не влияет на работу входных цепей. При превышении напряжения сопротивление варистора лавинообразно уменьшается, что приводит к выгоранию предохранителя $F1$. Тем самым предотвращается попадание высокого напряжения на выпрямитель блока питания. Варистор $Z2$ выполняет аналогичные функции при переходе на питание от сети с напряжением 115 В, что осуществляется с помощью переключателя $S1$. Резистор $R10$ служит для быстрого разряда конденсаторов фильтра при его выключении, предотвращая поражение электрическим током неосторожного пользователя, который может начать разбирать блок питания сразу после выключения. Диодный мост $D11-D14$ служит для выпрямления переменного тока. Конденсаторы $C5$ и $C6$ сохраняют значительный заряд после отключения от питания. Чтобы человека не ударило током, параллельно конденсаторам устанавливают разряжающие резисторы $R30$ и $R31$ с сопротивлением порядка сотен килоом, иногда с управляющей схемой, которая блокирует утечку заряда при штатной работе устройства.

При отсутствии фильтра будут возникать проблемы не только со стабильной работой ПК, но и техникой, включенной в бытовую сеть, поскольку импульсные блоки питания являются источником высокочастотных помех. У импульсного блока питания коэффициент мощности довольно низкий — около 0,7. Для частного потребителя реактивная мощность не учитывается электросчетчиками, если только потребитель не использует источник бесперебойного питания, на который ложится полная мощность нагрузки. В масштабе офиса или городской сети избыточная реактивная мощность, создаваемая импульсными блоками питания, значительно снижает качество электроснабжения и приводит к финансовым расходам, поэтому реактивную мощность стремятся минимизировать.

В последние годы компьютерные блоки питания оснащают схемами активной коррекции фактора мощности. Такой блок легко распознать по единственному крупному конденсатору и дросселю, установленным после выпрямителя. Активный корректор фактора мощности является импульсным преобразователем, который поддерживает на конденсаторе постоянный заряд напряжением около 400 В. При этом ток из питающей сети потребляется короткими импульсами, ширина которых подобрана таким образом, чтобы сигнал аппроксимировался синусоидой, что и требуется для имитации линейной нагрузки.

Тесты к лекции 1.22

1. Почему для принудительного охлаждения ЭА не используют коллекторные двигатели постоянного тока?

- а) щеточный узел является источником электромагнитных помех и требует проведения регламентных работ в связи с износом щеток;
- б) напряжение питания двигателей данного типа не согласуется со стандартом питания ПК;
- в) двигатели этого типа имеют низкий КПД;
- г) двигатели данного типа используются для принудительного охлаждения в блоках питания ПК.

2. Какое напряжение используется для питания вентиляторов в ПК?

- а) +12 В;
- б) –12 В;
- в) +5 В;
- г) –5 В.

3. Какую цель преследуют, подключая питание к ЭА по четырехпроводной схеме?

- а) устранение влияния линий подключения питания на стабильность выходного напряжения;
- б) обеспечение большего тока на выходе;
- в) увеличение индуктивности цепи питания и, как следствие, уменьшение высокочастотных шумов;
- г) обеспечение электромагнитной совместимости ЭА.

4. Двигатели какого типа используют для принудительного охлаждения ЭА?

- а) бесколлекторные двигатели постоянного тока;
- б) бесколлекторные двигатели переменного тока;
- в) коллекторные двигатели постоянного тока;
- г) коллекторные двигатели переменного тока.

5. Для чего используют датчики Холла в блоках питания ПК?

- а) для определения положения ротора;
- б) для мониторинга тока выходных линий питания;
- в) для обнаружения факта открытия крышки блока питания;
- г) не используют.

1.23. ФОРМ-ФАКТОРЫ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПЕРСОНАЛЬНЫХ КОМПЬЮТЕРОВ

Цель лекции — сформировать представление о многообразии конструктивных исполнений источников электропитания персональных компьютеров форм-фактора ATX12V, их конструктивных особенностях и предъявляемых к ним требованиях.

Форм-фактор источников электропитания ПК — стандарт, гарантирующий, что устройство поместится в корпусе ПК физически и не потребуются дополнительная «доводка напильником». Под форм-фактором понимаются форма, размеры и физическая компоновка того или иного устройства ИЭП ПК. Все параметры стандартизованы, поэтому устройства одного форм-фактора в большинстве случаев являются взаимозаменяемыми.

Одним из распространенных форм-факторов ИЭП ПК является форм-фактор ATX12V¹. Первая версия форм-фактора ATX12V (версия 1.0) была представлена в феврале 2000 г., после чего стандарт несколько раз перерабатывался, в него вносились дополнения и удалялись становившиеся неактуальными требования. История развития форм-фактора ATX12V насчитывает семь модификаций первоначальной версии (версии 1.1, 1.2, 1.3, 2.0, 2.01, 2.1, 2.2), в результате принятия которых ИЭП из классического блока питания ATX превратился в современный ИЭП, у которого отсутствует канал питания $-5V$, добавлены разъемы для питания устройств с интерфейсом SATA и дополнительные разъемы для питания ядра процессора, ужесточены требования к акустическим и электрическим шумам, введен новый канал питания $+12V_2$ и т. д.

В последней версии 2.2 (март 2005 г.) в спецификацию форм-фактора внесены следующие дополнения:

- увеличена выходная мощность канала $+12V$. Поскольку число компонентов ПК, потребляющих напряжение $+12 В$, постоянно возрастает, возникает необходимость введения еще одного канала $+12V$, позволяющего обеспечить суммарное значение тока напряжением $+12 В$ более 18 А. Все форм-факторы ATX12V должны обеспечивать эти повышенные значения тока ИЭП;

- определены новые минимальные значения КПД. Вместо 70, 72 и 65 % (для полной, типовой и минимальной нагрузки соответственно) разработчикам рекомендуется придерживаться новых, более высоких значений КПД: 77, 80 и 75 % соответственно;

¹ Подробнее см.: ATX/ATX12V Power Supply Design Guide v.2.4. <https://xdevs.com> (дата обращения 30.10.2023 г.).

– предлагается заменить основной выходной 20-контактный (2×10) разъем блока питания на 24-контактный (2×12). Это сделано для обеспечения дополнительной мощности 75 Вт, необходимой для поддержания шины PCI Express;

– для канала +12V2 (контактный разъем 2×2) разработчики ИЭП должны предусмотреть отдельный токовый датчик, обеспечивающий контроль значения потребляемого тока и защиту от перегрузок.

Источники электропитания форм-фактора ATX12V должны иметь возможность работы в двух диапазонах питающего напряжения: 100...127 В и 200...240 В. Диапазон входных напряжений можно выбирать либо с помощью переключателя на ИЭП, либо используя схемы автоматического определения и переключения номинала сети. Источник электропитания должен автоматически перезапускаться при восстановлении входного напряжения после его пропадания.

На входе ИЭП в обязательном порядке должны быть предусмотрены следующие виды защиты:

- защита от превышения входного тока;
- ограничение пускового тока;
- защита от понижения входного напряжения;
- защита при возникновении аварийных ситуаций.

Входные цепи ИЭП должны быть защищены от *превышения входного тока* предохранителем, предотвращающим протекание чрезмерно большого тока, при этом должны применяться предохранители с задержкой срабатывания, что предотвращает их срабатывание в случае возникновения помех.

В составе ИЭП должна быть предусмотрена цепь, обеспечивающая *ограничение пускового тока* на уровне, безопасном для работы предохранителя, диодного моста, фильтра, сетевого кабеля и выключателя. В этой цепи может допускаться протекание пускового тока и без ограничения, но только в течение трех циклов переменного входного тока. Повторяющееся включение/выключение ИЭП не должно приводить к повреждению его входных цепей, и в первую очередь предохранителя.

Источник электропитания должен содержать встроенную цепь защиты, позволяющую отключать ИЭП в том случае, если его *входное напряжение* становится *ниже* минимально допустимого входного напряжения (табл. 1.28). Такое отключение не должно приводить к отказу каких бы то ни было компонентов ИЭП.

В спецификации форм-фактора ATX12V, помимо прочего, описывается поведение ИЭП в случае *возникновении аварийных ситуаций*. Так, при отказе компонентов ИЭП не должны возникать следующие ситуации и явления:

- открытый огонь;
- сильный дым;
- обугливание печатной платы;
- выгорание дорожек печатного монтажа платы;
- сильные помехи;

- расплавление материалов;
- появление короткого замыкания между корпусом ИЭП и схемной «землей».

Таблица 1.28

Уровни срабатывания встроенных цепей защиты ИЭП форм-фактора ATX12V

Параметр	Значение		
	минимальное	номинальное	максимальное
Входное напряжение, В: для сети 115 В для сети 230 В	90 180	115 230	135 265
Частота входного тока, Гц	47	50/60	63

При разработке и проектировании современных ИЭП приходится учитывать рекомендации различных *энергосберегающих стандартов* и программ по энергосбережению, например, таких как Energy Star, EPA, Blue Angel, RAL-UZ 78, US Presidential 13221 и др.

В частности, в спецификациях Energy Star имеется раздел, в котором регламентируется максимальный уровень мощности, потребляемой ИЭП в то время, когда ПК находится в режиме малого потребления энергии (режим Sleep):

Мощность ИЭП Действующее значение входной мощности при работе ПК в режиме Sleep

Менее 200 Вт < 15 Вт

От 200 до 300 Вт < 20 Вт

От 300 до 350 Вт < 25 Вт

От 350 до 400 Вт < 30 Вт

От 400 до 450 Вт 10 % от полной мощности

Более 450 Вт То же

При работе в режиме Sleep КПД источника электропитания должен быть более 50 %.

Указанные энергосберегающие стандарты и программы по энергосбережению рекомендуют повышать КПД дежурного ИЭП, формирующего напряжение канала +5V_{SB}, до максимально возможного уровня; КПД дежурного ИЭП измеряется при условии, что основной преобразователь не работает (т. е. сигнал PS_{ON} установлен в высокий уровень). Для дежурного ИЭП КПД не должен быть ниже 50 % даже при минимальной нагрузке (ток 100 мА).

Начиная с версии 1.2 (январь 2002 г.) в описаниях форм-фактора ATX12V не упоминается напряжение –5 В, а в версии 2.01 (июнь 2004 г.) и последующих канал –5V исключен, так как в современных ПК нет потребителей выходного напряжения –5 В (табл. 1.29).

Таблица 1.29

Значения выходных напряжений в каналах ИЭП

Канал	Допуск, %	Значение, В		
		минимальное	номинальное	максимальное
+12V1	±5	+11,40	+12,00	+12,60
+12V2	±5	+11,40	+12,00	+12,60
+5V	±5	+4,75	+5,00	+5,25
+3.3V	±5	+3,14	+3,30	+3,47
−12V	±10	−10,80	−12,00	−13,20
+5V_SB	±5	+4,75	+5,00	+5,25

На выходе ИЭП различают два канала питания +12V:

- +12V1 (напряжение, подаваемое на основной коннектор и коннекторы дисковых устройств и видеокарт);
- +12V2 (напряжение питания ядра процессора — выводится на дополнительный четырехконтактный коннектор).

Почти для всех значений напряжения допустимым считается отклонение 5 %, однако по каналу +12V1 допускается отклонение напряжения 10 % в момент пиковой нагрузки. Но к каналу +12V2 предъявляются более жесткие требования стабильности, и поэтому даже в момент пиковой нагрузки напряжение в этом канале не должно быть ниже 11 В.

Канал +3.3V должен быть оснащен датчиком тока, который позволяет оценить падение напряжения в проводах канала. Этот датчик соединен с определенным контактом основного коннектора посредством дополнительного провода. Канал с датчиком чаще всего обозначают +3.3VS. Для того чтобы обеспечить минимальное падение напряжения в канале +3.3V, ток через возвратный провод датчика не должен превышать 10 мА.

Выходная мощность ИЭП форм-фактора ATX12V находится в диапазоне 250...450 Вт. В последней спецификации описаны ИЭП с выходной мощностью 250, 300, 350, 400 и 450 Вт (табл. 1.30).

Таблица 1.30

Распределение мощности по каналам ИЭП форм-фактора ATX12V

Мощность ИЭП, Вт	Суммарная мощность каналов +5V и +3.3V, Вт	Канал	Значение тока, А		
			минимальное	максимальное	пиковое
250	≤ 115	+12V1	1,0	8,0	9,0
		+12V2	1,0	13,0	16,5
		+5V	0,3	12,0	—
		+3.3V	0,5	14,0	—
		−12V	0,0	0,3	—
		+5V_SB	0,0	2,5	3,5

Окончание табл. 1.30

Мощность ИЭП, Вт	Суммарная мощность каналов +5V и +3.3V, Вт	Канал	Значение тока, А		
			минимальное	максимальное	пиковое
300	≤ 120	+12V1	1,0	8,0	9,0
		+12V2	1,0	13,0	16,5
		+5V	0,3	12,0	—
		+3.3V	0,5	18,0	—
		–12V	0,0	0,3	—
		+5V_SB	0,0	2,5	3,5
350	≤ 130	+12V1	1,0	10,0	11,0
		+12V2	1,0	13,0	16,5
		+5V	0,3	12,0	—
		+3.3V	0,5	20,0	—
		–12V	0,0	0,3	—
		+5V_SB	0,0	2,5	3,5
400	≤ 130	+12V1	1,0	14,0	15,0
		+12V2	1,0	13,0	16,5
		+5V	0,3	14,0	—
		+3.3V	0,5	20,0	—
		–12V	0,0	0,3	—
		+5V_SB	0,0	2,5	3,5
450	≤ 130	+12V1	1,0	14,0	15,0
		+12V2	1,0	16,0	19,0
		+5V	0,3	15,0	—
		+3.3V	0,5	22,0	—
		–12V	0,0	0,3	—
		+5V_SB	0,0	2,5	3,5

На рис. 1.168–1.172 приведено распределение выходной мощности по каналам напряжения при различных вариантах подключаемой нагрузки¹.

Источник электропитания должен выдерживать без отказа компонентов пиковый ток, возникающий в каналах +12V и +5V_SB, в течение 17 с при соблюдении условия, что этот пик не будет повторно возникать в течение 1 мин. Значения этого пикового тока указаны в табл. 1.30. Пиковое значение тока в канале +12V2 (питание ядра процессора) ИЭП должен выдерживать

¹ Подробнее см.: ATX/ATX12V Power Supply Design Guide v.2.4. <https://xdevs.com> (дата обращения 30.10.2023 г.).

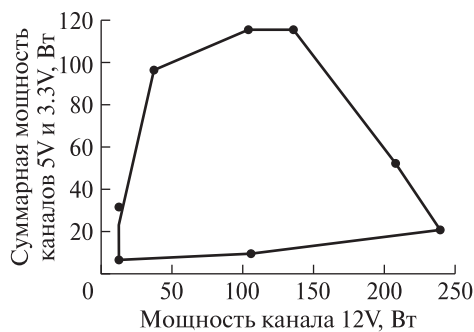


Рис. 1.168. Суммарная мощность каналов питания +5V и +3.3V при общей мощности ИЭП 250 Вт



Рис. 1.169. Суммарная мощность каналов питания +5V и +3.3V при общей мощности ИЭП 300 Вт

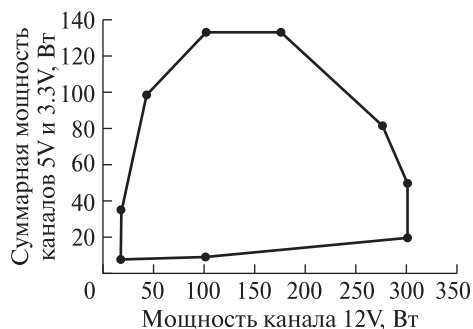


Рис. 1.170. Суммарная мощность каналов питания +5V и +3.3V при общей мощности ИЭП 350 Вт

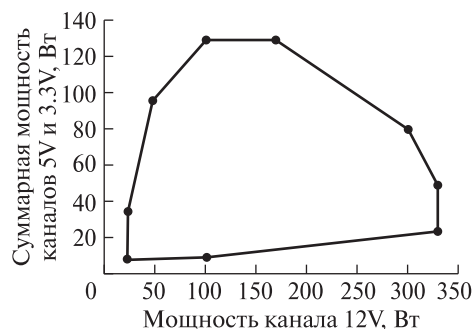


Рис. 1.171. Суммарная мощность каналов питания +5V и +3.3V при общей мощности ИЭП 400 Вт

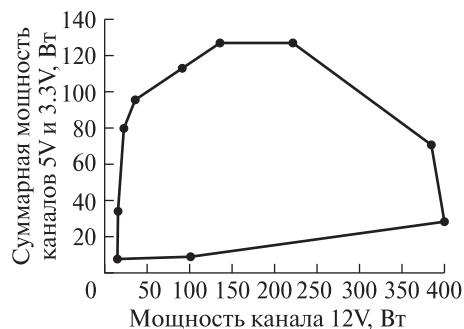


Рис. 1.172. Суммарная мощность каналов питания +5V и +3.3V при общей мощности ИЭП 450 Вт

в течение 10 мс, и при этом напряжение канала не должно становиться ниже +11,0 В.

Минимальные требуемые и рекомендуемые значения КПД для ИЭП питания форм-фактора ATX12V указаны в табл. 1.31.

Таблица 1.31

Значения КПД для ИЭП форм-фактора ATX12V

Тип нагрузки	Значение КПД, %	
	минимальное требуемое	рекомендуемое
Полная	70	77
Типовая	72	80
Легкая	65	75

Поскольку КПД зависит от величины нагрузки, при его измерении и расчете принимают следующие градации величины нагрузки:

- полная нагрузка — 100 %;
- типовая нагрузка — составляет 50 % от полной нагрузки;
- легкая нагрузка — составляет 20 % от полной нагрузки.

Коэффициент полезного действия ИЭП измеряется при номинальном входном напряжении, номинальных условиях работы и при нагрузке, для которой значения тока указаны в табл. 1.32¹.

Нестабильностью выходных напряжений во многом определяется качество ИЭП, поэтому в описании форм-фактора специфицируются уровень *нестабильности* выходных напряжений и уровень допустимых *помех*. Эти показатели должны измеряться при номинальных значениях входного переменного напряжения и соответствующей нагрузке (см. табл. 1.32).

Таблица 1.32

Распределение токов нагрузки по каналам питания ИЭП различной мощности

Тип нагрузки	Значение тока, А, в каналах					
	+12V1	+12V2	+5V	+3.3V	–12V	+5V_SB
<i>250 Вт</i>						
Полная	5,3	9,1	12,0	14,0	0,3	1,0
Типовая	2,6	4,5	7,8	1,8	0,1	1,0
Легкая	1,0	1,8	1,6	1,8	0,0	1,0
<i>300 Вт</i>						
Полная	6,0	10,5	9,0	13,5	0,3	1,0
Типовая	3,0	5,3	4,5	6,8	0,1	1,0
Легкая	1,2	2,1	1,8	2,7	0,0	1,0

¹ С методиками и принципами вычисления нагрузки и КПД ИЭП можно ознакомиться на сайте www.efficientpowersupplies.org (дата обращения 30.10.2023 г.).

Окончание табл. 1.32

Тип нагрузки	Значение тока, А, в каналах					
	+12V1	+12V2	+5V	+3.3V	–12V	+5V_SB
<i>350 Вm</i>						
Полная	7,9	11,9	9,5	15,9	0,3	1,0
Типовая	4,0	6,0	4,8	7,9	0,1	1,0
Легкая	1,6	2,4	1,9	3,2	0,0	1,0
<i>400 Вm</i>						
Полная	11,2	12,0	11,2	16,0	0,3	1,0
Типовая	5,6	6,0	5,6	8,0	0,1	1,0
Легкая	2,2	2,4	2,2	3,2	0,0	1,0
<i>450 Вm</i>						
Полная	12,6	14,2	11,8	17,4	0,3	1,0
Типовая	6,3	7,1	5,9	8,7	0,1	1,0
Легкая	2,5	2,8	2,4	3,5	0,0	1,0

Помехи выходных напряжений могут носить как случайный, так и периодический характер, находясь в диапазоне частот от 10 Гц до 20 МГц. Для измерения уровня выходных пульсаций и шумов необходимо использовать осциллограф с полосой пропускания не более 20 МГц. В тестируемом канале напряжения необходимо устанавливать «конденсаторный шунт» между ИЭП и нагрузкой, что позволяет эмулировать системную нагрузку. Шунт должен состоять из двух конденсаторов: керамического емкостью 0,1 мкФ и электролитического емкостью 10 мкФ, подключаемых параллельно нагрузке. Измерения необходимо проводить дважды: для минимальной и максимальной нагрузки. Допустимые пульсации выходных напряжений не должны превышать следующих значений:

Канал.....	Значение допустимых пульсаций выходных напряжений, мВ
+12V1.....	120
+12V2.....	120
+5V	50
+3.3V.....	50
–12V.....	120
+5V_SB.....	50

Реакция на *импульсные* изменения нагрузки является еще одной характеристикой ИЭП, описанной в спецификации форм-фактора ATX12V. Выходные напряжения ИЭП должны находиться в допустимых пределах (см. табл. 1.29) даже в том случае, когда ток нагрузки скачкообразно изменяется (в определенных пределах и с определенной скоростью).

При измерениях входного напряжения в каналах ИЭП допустимой скоростью изменения выходного тока считается 1 А/мкс. Допустимые скачкообразные отклонения нагрузки, при которых выходные напряжения в каналах питания должны оставаться в рабочем диапазоне, приведены ниже:

Канал.....	Допустимые изменения нагрузки
+12V1.....	40 %
+12V2.....	60 %
+5V	30 %
+3.3V.....	30 %
–12V.....	0,1 А
+5V_SB.....	0,5 А

Так, если в ИЭП мощностью 300 Вт максимальное значение тока для канала +5V составляет 12 А, то в соответствии с приведенными данными получим для него допустимое отклонение тока $\Delta I_n = 12 \text{ А} \cdot 30 \% = 3,6 \text{ А}$.

Приведенные значения корректны лишь при следующих условиях:

- параметры входного сетевого напряжения соответствуют значениям, указанным в табл. 1.28;
- ток нагрузки изменяется одновременно в трех основных каналах питания (+12V, +5V, +3.3V), причем в одном направлении (например, ток во всех каналах возрастает);
- частотный диапазон изменений нагрузки находится в пределах от 50 Гц до 10 кГц;
- емкость нагрузки каждого канала соответствует значению, указанному ниже:

Канал.....	Допустимая емкость нагрузки, мкФ
+12V1.....	5000
+12V2.....	3000
+5V	6000
+3.3V.....	6000
–12V.....	350
+5V_SB.....	350

Блок питания должен запускаться и формировать номинальные выходные напряжения при подключении к нему нагрузки с указанной емкостью.

В требованиях к стабилизации выходных напряжений указывается, что стабилизация должна осуществляться схемой управления с обратной связью. Для этой схемы рекомендуемый запас регулирования по фазе составляет 45°, запас по усилению — 10 дБ. Эти значения рекомендуются как для максимального, так и для минимального значений нагрузки.

Временная зависимость формирования выходных напряжений ИЭП показывает, что во время запуска и ИЭП уровни напряжения в каналах +5V

и +12V должны быть больше уровня напряжения в канале +3.3V или хотя бы равны ему. Напряжения в каналах +5V и +12V должны достигать минимального уровня, при котором могут осуществляться их регулирование и стабилизация, на 20 мс раньше, чем напряжение в канале +3.3V (рис. 1.173). Поскольку в каналах +5V и +12V обычно устанавливают конденсаторы большой емкости и к этим каналам подключают значительную емкостную нагрузку, напряжение в этих каналах в момент запуска будет нарастать значительно медленнее, чем в канале +3.3V. Однако разработчикам ИЭП все-таки следует использовать такие схемотехнические решения, которые позволят получить зависимости, изображенные на рис. 1.173.

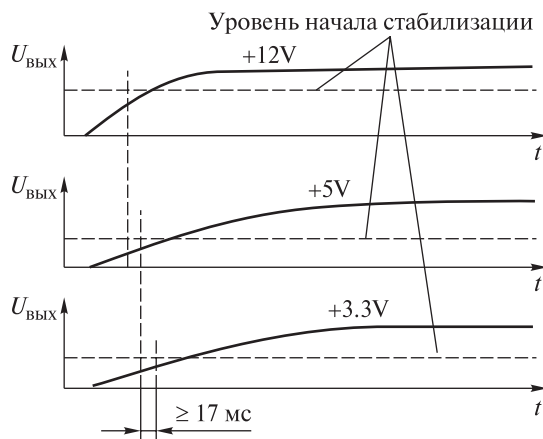


Рис. 1.173. Формирование выходных напряжений в каналах ИЭП ПК

Реакция на пропадание входного напряжения должна быть следующей: при пропадании входного питающего напряжения ИЭП должен обеспечивать формирование выходных напряжений, находящихся в допустимых пределах (см. табл. 1.29), в течение как минимум 17 мс (при работе ИЭП на максимальную нагрузку), для сетей с частотой 50 Гц интервал возрастает до 20 мс. Такая временная задержка позволит компьютеру не реагировать на пропадание сетевого напряжения в течение одного периода.

Требования к запуску основного преобразователя, формирующего напряжения в каналах +5V, +12V и +3.3V, заключаются в том, что время, в течение которого выходные напряжения должны достигнуть номинальных значений на выходе ИЭП после активизации сигнала PS_ON (низкий уровень), не должно превышать 500 мс (период времени T_1 на рис. 1.174).

Скорость нарастания выходных напряжений имеет большое значение для обеспечения корректного запуска ПК. В связи с этим в спецификации форм-фактора ATX12V определяют основные параметры кривой нарастания выходных напряжений. В частности, в спецификации определено, что время нарастания выходных напряжений от 10 до 90 % их номинального

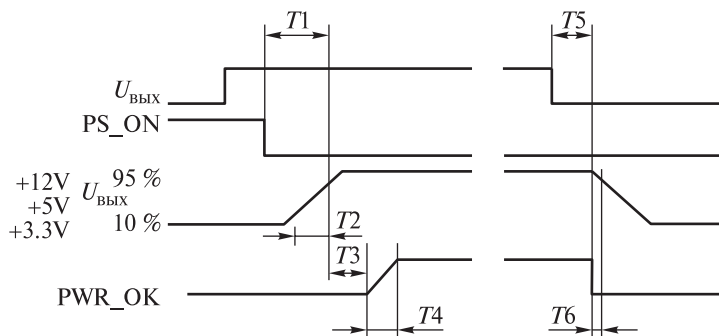


Рис. 1.174. Временные зависимости сигналов при включении ИЭП ПК

уровня должно составлять от 0,2 до 20 мс (период времени $T2$ на рис. 1.174). При этом угол наклона кривой нарастания должен находиться в диапазоне от нуля до $(U_{\text{ВЫХ}}/0,1)$ В/мс. Кроме того, в спецификации указывается и другая характеристика кривой нарастания напряжений: если взять любой пяти-миллисекундный сегмент этой кривой и провести прямую линию, соединяющую две крайние точки этого сегмента, то угол наклона этой линии должен превышать значение $(U_{\text{ВЫХ}}/20)$ В/мс (рис. 1.175).



Рис. 1.175. Максимальная скорость нарастания выходных напряжений в канале +5V на пятимиллисекундном интервале

Выбросы выходных напряжений в моменты включения/выключения ИЭП не должны превышать 10 % от номинальных значений, а отрицательные выбросы на выходах не допускаются ни при каких условиях.

Высокий уровень сигнала PWR_OK (Power Good) показывает, что выходные напряжения в каналах +5V, +12V и +3.3V находятся в допустимых пределах (см. табл. 1.29), а также то, что в ИЭП запасена достаточная энергия, которая позволит ему поддерживать эти выходные напряжения в течение

не менее 17 мс даже при пропадании входного питающего напряжения. В низкий уровень сигнал PWR_OK должен устанавливаться в том случае, если:

- напряжение в любом из каналов +5V, +12V и +3.3V становится ниже минимально допустимого значения;

- входное питающее напряжение пропадает на значительный промежуток времени.

Временные диаграммы формирования сигнала PWR_OK и выходных напряжений представлены на рис. 1.174, параметры этого сигнала представлены ниже:

Параметр	Значение
Сигнал PWR_OK	+5 В
Низкий уровень сигнала PWR_OK	< 0,4 В (4 мА)
Высокий уровень сигнала PWR_OK	2,4–5,0 В (200 мкА)
Выходное сопротивление при высоком уровне сигнала PWR_OK	1 кОм между выходом и «землей»
Временная задержка формирования сигнала PWR_OK (см. рис. 1.174, период T3)	100–500 мс
Время нарастания сигнала PWR_OK (T4)	< 10 мс
Временная задержка при пропадании входного напряжения (T5)	> 16 мс
Время упреждения при уменьшении выходных напряжений (T6)	> 10 мс

Сигнал PWR_OK должен активизироваться высоким уровнем при достижении выходными напряжениями величины 95 % от номинального значения.

Управление, а точнее запуск/отключение ИЭП, осуществляется сигналом *удаленного управления* PS_ON. Сигнал активен при низком уровне и формируется системной платой, позволяя осуществлять программное включение и отключение ИЭП. При установке сигнала PS_ON в низкий уровень (напряжение 0...0,8 В) ИЭП начинает формировать четыре выходных напряжения в каналах +12V, +5V, +3.3V, –12V, а при установке сигнала в высокий уровень (2,00...5,25 В) эти напряжения перестают формироваться и на выходах ИЭП устанавливаются нулевые напряжения. Сигнал PS_ON не оказывает влияния на выходное напряжение в канале +5V_SB. Источником электропитания должно обеспечиваться внутреннее начальное смещение сигнала PS_ON в высокий уровень. Кроме того, ИЭП должен быть оснащен цепью, предотвращающей «дрожание» сигнала PS_ON, так как нестабильность уровня этого сигнала может приводить к периодическим несанкционированным переключениям ИЭП, особенно в случае формирования сигнала PS_ON механическими переключателями.

В спецификации форм-фактора ATX12V также предусмотрена ситуация, когда сигнал PS_ON активизируется в момент «просадки» силовой шины.

Если сигнал PS_ON длительностью 10...100 мс будет сформирован в момент такой «просадки», то это не должно приводить к блокировке ИЭП.

Если ИЭП отключается и переходит в состояние блокировки прежде, чем в его выходных цепях возникает неисправность, то нормальное функционирование ИЭП может продолжаться только после восстановления сигнала PS_ON. Для вывода ИЭП из состояния блокировки сигнал PS_ON должен установиться в высокий уровень (неактивное состояние) на время не менее 1 с, после чего должен вернуться в состояние низкого уровня (активное состояние).

Габаритные размеры ИЭП должны составлять 150×140×86 мм (рис. 1.176). В стандарте ATX12V отмечено, что выходной поток воздуха системного блока создается вентилятором ИЭП, проходит через него и выдувается через заднюю стенку корпуса.

К напряжению питания *дежурного* ИЭП (канал +5V_SB) предъявляется значительно меньше требований — для него указывается лишь то, что оно должно устанавливаться на заданном уровне не позднее чем через 2 с после включения ИЭП в сеть.

Выходное напряжение в канале +5V_SB дежурного ИЭП должно формироваться в течение всего времени, пока на входе ИЭП имеется переменное напряжение. К стабильности напряжения в канале +5V_SB предъявляются жесткие требования — допустимое отклонение не должно превышать 5 %. Дежурный ИЭП должен обеспечивать значение тока до 2,5 А при условии стабильности напряжения. В момент активизации какого-либо устройства, особенно устройства USB, ток потребления может достигать 3,5 А. Дежурный ИЭП должен выдерживать этот пиковый ток без повреждения в течение более 3 с. Токовая защита дежурного ИЭП не предусматривает контроля за значением выходного тока в канале +5V_SB, так как дежурный источник питает еще и внутренние цепи ИЭП. Однако отсутствие непосредственного контроля тока не должно приводить к повреждениям дежурного источника электропитания в случае коротких замыканий и больших токов в нагрузке канала +5V_SB.

Спецификация форм-фактора ATX12V требует наличия на выходе ИЭП различных *защитных функций*. Хотя конкретных рекомендаций и схемотехнических решений по проектированию защиты не приводится, общие принципы ее организации описаны. Приведем некоторые из них.

Датчики напряжения должны быть отделены от микросхемы управления и расположены на некотором удалении от нее. Случайные ошибки, зафиксированные датчиками напряжения, не должны становиться причиной

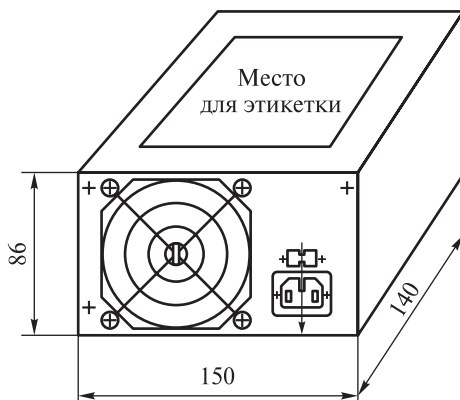


Рис. 1.176. Габаритные размеры ИЭП

длительного повышения напряжения в одном или во всех выходных каналах. В случае превышения выходных напряжений сверх установленных значений блок питания должен выключаться, причем защита должна быть триггерного типа, т. е. после ее активизации блок питания не должен самопроизвольно перезапускаться (табл. 1.33).

Таблица 1.33

Напряжения срабатывания защиты от превышения напряжения на выходе ИЭП

Канал	Пороговое значение срабатывания защиты от превышения напряжения, В		
	минимальное	номинальное	максимальное
+12V1	+13,40	+15,00	+15,60
+12V2	+13,40	+15,00	+15,60
+5V	+5,74	+6,30	+7,00
+3.3V	+3,76	+4,20	+4,30

Короткое замыкание в нагрузке определяется в том случае, если в любом из каналов сопротивление между выходом и «землей» становится менее 0,1 Ом. Защита от коротких замыканий также должна быть триггерного типа. Каналы +12V1 и +12V2 должны иметь собственные (независимые) токовые датчики. Замыкание между каналом +5V_SB и основными каналами выходного напряжения не должно приводить к отказу ИЭП.

Короткое замыкание в канале +5V_SB не должно приводить в блокировку ИЭП, т. е. защита этого канала не должна быть триггерного типа. После устранения короткого замыкания в этом канале дежурный ИЭП должен автоматически перезапуститься.

Возникновение длительного короткого замыкания не должно приводить к повреждению компонентов ИЭП (выгоранию дорожек печатного монтажа, выгоранию компонентов, разрушению коннекторов и т. д.). Максимальная энергия короткого замыкания не должна превышать 240 В·А в любом выходном канале.

Запуск ИЭП без подключения какой-либо нагрузки не должен приводить к его отказу. В спецификации форм-фактора ATX12V указано, что ИЭП вообще не должен запускаться без нагрузки, переходя в состояние блокировки.

Защита от превышения тока должна быть спроектирована таким образом, чтобы исключить протекание в нагрузке тока, значение которого превышает лимитированное. При превышении нагрузки блокировка выходов ИЭП должна происходить раньше, чем потребление энергии в любом из тестируемых каналов достигнет значения 240 В·А. При тестировании данного вида защиты необходимо обеспечить скорость нарастания тока, равную минимум 10 А/с при полной нагрузке.

Защита от превышения температуры внутри блока питания является опциональной, т. е. не обязательной для реализации. Повышение температуры чаще всего является следствием плохой работы вентилятора или слишком больших токов нагрузки. Защита от перегрева может быть как триггерной,

так и автоматически перезапускаемой. В последнем случае разработчики обязаны предусмотреть значительный температурный гистерезис, чтобы избежать частого и периодического срабатывания этой защиты.

Линия «земля» выходных каналов должна быть соединена с корпусом ИЭП, а корпус ИЭП, в свою очередь, — соединен с шасси ПК.

Вентилятор ИЭП должен представлять собой осевой 80-миллиметровый вентилятор и создавать поток воздуха объемом 2,5...3,5 м³/мин. Желательно, чтобы скорость вращения вентилятора регулировалась схемой термического контроля. Это позволяет оптимизировать температуру внутри ИЭП, а также снизить уровень акустического шума, генерируемого ИЭП. Желательно, чтобы датчик температуры располагался на радиаторе вторичных выпрямителей и обдувался входящим воздушным потоком. Это позволит схеме термического контроля регулировать скорость вращения вентилятора при изменении не только температуры ИЭП, но и температуры внутри корпуса ПК. Вентилятор должен включаться и выключаться по сигналу PS_ON (при высоком уровне сигнала PS_ON вентилятор выключается). Желательно, чтобы рассекающий воздушного потока вентилятор был изготовлен из штампованного металла, поскольку это уменьшает уровень акустических вибраций. Вентиляционные отверстия в корпусе ИЭП должны как можно меньше препятствовать воздушному потоку из системного блока, т. е. быть настолько большими, насколько это возможно, и при этом создавать минимум шума. Наличие любых объектов на расстоянии менее 1,5 см от входных и выходных вентиляционных отверстий недопустимо.

На корпусе ИЭП должна размещаться этикетка (см. рис. 1.176), в которой обязательно должно быть отражено следующее:

- информация о продукции и производителе (наименование компании-производителя, модель, серийный номер, дата изготовления и т. д.), указанная как в виде штрихкода, так и в виде текста;
- диапазон входных напряжений и номинал потребляемого тока;
- выходные напряжения и допустимые токи для каждого из них;
- предупреждающий текст: «Не снимать эту крышку. Доступ только для квалифицированных специалистов. Пользователям работы внутри блока запрещены».

Основные условия, при которых должен храниться и функционировать ИЭП, представлены в табл. 1.34.

Таблица 1.34

Условия хранения и функционирования ИЭП

Атмосферные условия и механические воздействия	Допустимые значения
Рабочая температура	От +10 до +50 °С. Скорость изменения температуры при работе на полную нагрузку может достигать в отдельные моменты времени значения 5 °С за 10 мин, но в целом скорость изменения температуры не должна превышать 10 °С/ч

Окончание табл. 1.34

Температура при хранении	От –40 до +70 °С. Максимальная скорость изменения температуры не должна быть более 20 °С/ч
Термические удары (при транспортировании)	От –40 до +70 °С при скорости изменения температуры от 15 до 30 °С/мин. Устойчивость к термическим ударам должна тестироваться в течение 50 циклов. Временной период полуцикла (от одного температурного предела до другого) составляет 30 мин
Относительная влажность	При работе — 85 % (без образования конденсата), при хранении — 95 % (без конденсата)
Механические удары	Ускорение 50g, или 500 м/с ²

Важной энергетической характеристикой ИЭП являются значения тока *нечетных* гармоник. Эта характеристика дает представление о форме входного тока и коэффициенте мощности. Спецификация форм-фактора ATX12V регламентирует максимально допустимое значение тока гармоник (табл. 1.35). Приведенные в этой таблице значения полностью соответствуют европейским стандартам на оборудование класса D.

Таблица 1.35

Значения тока нечетных гармоник

Номер гармоники	Сеть 230 В, 50 Гц	Сеть 100 В, 50 Гц
3	2,30	5,290
5	1,14	2,622
7	0,77	1,771
9	0,40	0,920
11	0,33	0,759
13	0,21	0,483
$15 < N < 39$	$0,15 \times (15/N)$	$0,345 \times (15/N)$

Уровень акустического шума, формируемого ИЭП, не должен превышать 4,0 дБА при температуре 43 °С, при 50%-ной нагрузке и на высоте, соответствующей уровню моря.

Набор выходных разъемов ИЭП форм-фактора ATX12V достаточно обычен:

- основной разъем;
- разъем для питания ядра процессора;
- разъем для подключения периферийных устройств (HDD/CD/DVD и т. п.);
- разъем для питания устройств SATA.

Для всех выходных напряжений должны использоваться провода, рассчитанные на напряжение постоянного тока 300 В и способные выдерживать

температуру как минимум 85 °С. Длина проводов основного разъема должна быть не менее 280 мм, длина проводов остальных разъемов — не менее 250 мм.

Распределение сигналов по контактам разъемов ИЭП ПК показано на рис. 1.177.

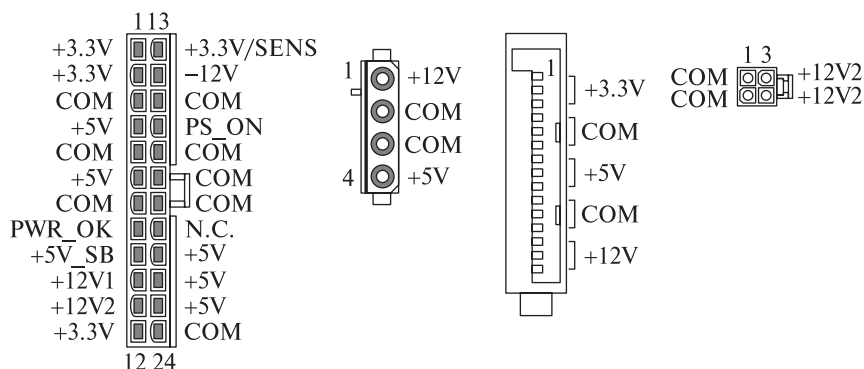


Рис. 1.177. Внешний вид разъемов и распределение сигналов по контактам разъемов питания ИЭП ПК

Описание цвета проводов для каналов питания и сигналов приведено ниже:

Канал, сигнал	Цвет провода
+12V1	Желтый
+12V2	Желтый
+5V	Красный
+3.3V	Оранжевый
−12V	Синий
+5V_SB.....	Фиолетовый
COM	Черный
PWR_OK (питание в норме — сигнал устанавливается в высокий уровень, когда все выходные напряжения достигают номинальных значений)	Серый
PS_ON (удаленное управление — при установке сигнала в низкий уровень запускается основной преобразователь)	Зеленый
+3.3VSEN (канал +3.3V — сигнал контроля падения напряжения на проводах)	Коричневый

В табл. 1.36 дано распределение сигналов по контактам разъема питания устройств SATA.

Таблица 1.36

Распределение сигналов по контактам разъема питания SATA

Контакт	Сигнал	Описание
P1	+3,3 В	+3,3 В (питание)
P2	+3,3 В	+3,3 В (питание)
P3	+3,3 В	+3,3 В (питание)
P4	Общий	Первая пара
P5	Общий	Первая пара
P6	Общий	Первая пара
P7	+5 В	+5 В (питание)
P8	+5 В	+5 В (питание)
P9	+5 В	+5 В (питание)
P10	Общий	Первая пара
P11	Общий	Первая пара
P12	Общий	Первая пара
P13	+12 В	+12 В (питание)
P14	+12 В	+12 В (питание)
P15	+12 В	+12 В (питание)

В 2021 г. были приняты новые стандарты питания ATX 3.0, в которых оговаривается возможность работы ИЭП при кратковременных пиковых нагрузках, в 2 раза превышающих заявленную мощность ИЭП. В стандарте на интерфейс PCIe 5.0, в свою очередь, указано, что ИЭП оснащаются новым (12+4)-контактным разъемом питания PCIe 5.0 для видеокарт, по которому на графический ускоритель можно передавать до 600 Вт мощности.

Тесты к лекции 1.23

1. С какой целью канал +3.3V должен быть оснащен датчиком тока?

- а) для контроля и коррекции напряжения питания, падение которого возможно вследствие конечного сопротивления проводов кабеля питания;
- б) для защиты от короткого замыкания;
- в) для защиты от превышения напряжения в канале 3.3V;
- г) для балансировки работы дросселя групповой стабилизации.

2. Как изменится работа ИЭП при включении ПК в двухпроводной сети без выделенной шины «земли»?

- а) в штатном режиме не будет работать входной фильтр;
- б) ИЭП не включится;
- в) перегорит предохранитель вследствие броска тока;
- г) ИЭП не сформирует сигнал PG.

3. Возможно ли использовать жидкостное охлаждение в ИЭП ПК?

- а) да;
- б) нельзя из-за высоких напряжений и возможности короткого замыкания;
- в) производительность систем жидкостного охлаждения слишком низка для этого;
- г) производительность систем жидкостного охлаждения слишком высокая для этого.

4. Каким сигналом включается вентилятор в ИЭП ПК?

- а) вентилятор должен включаться и выключаться сигналом PS_ON (при высоком уровне сигнала PS_ON вентилятор выключается);
- б) вентилятор должен включаться и выключаться сигналом PG (при низком уровне сигнала PG вентилятор выключается);
- в) вентилятор должен включаться и выключаться сигналом PS_ON (при низком уровне сигнала PS_ON вентилятор выключается);
- г) вентилятор должен включаться и выключаться сигналом PG (при высоком уровне сигнала PG вентилятор включается).

5. Каково максимальное значение тока, передаваемого по одному каналу от ИЭП в ПК?

- а) обычно в самом нагруженном канале +12V ток ограничивают значением 20А;
- б) в канале +5V ток ограничивают значением 25 А;
- в) ток ограничивают только в канале 3.3V;
- г) ток ограничен только мощностью ИЭП.

1.24. ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ВЫСОКОГО НАПЯЖЕНИЯ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Цель лекции — сформировать представление об источниках электропитания высокого напряжения малой мощности, их схемотехнике, конструктивных и схемотехнических особенностях и предъявляемых к ним требованиях.

Схемотехническое исполнение ИЭП высокого напряжения малой мощности имеет свои особенности, которые определяются прежде всего параметрами аппаратуры, для электропитания которой они предназначены. Так, исполнение ИЭП индикаторных устройств обусловлено особенностями жидкокристаллических индикаторов, плазменных панелей или электронно-лучевых трубок, 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.

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 стабилизирующих высоковольтных ИЭП входит также делитель напряжения обратной связи. Высоковольтные ТВМ различаются между собой по принципу действия, уровню напряжения и мощности, рабочей частоте и материалу используемой изоляции.

По способу получения высокого напряжения ТВМ можно классифицировать следующим образом:

- с трансформацией напряжения до уровня выходного напряжения и последующим выпрямлением, при этом трансформация может быть осуществлена с помощью электромагнитного либо пьезоэлектрического трансформатора;
- с умножением напряжения каскадными умножителями, имеющими емкостную связь;
- с суммированием выходных напряжений, полученных на выходе гальванически развязанных выпрямительных узлов.

Высоковольтные ТВМ в значительной степени определяют основные параметры высоковольтного ИЭП (КПД, выходное сопротивление, пульсации

выходного напряжения). При разработке высоковольтных ИЭП средней и высокой выходной мощности 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 масса меди трансформатора существенно сокращаются, 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_{02} выходной обмотки высоковольтного трансформатора составляет 20...250 пФ и зависит от числа витков, диаметра провода и размеров катушки. Среднее значение тока, необходимое для заряда собственной емкости вторичной обмотки до требуемого напряжения за определенное время, вычисляют по формуле

$$I_{cp} = 4U_1 C_{02} f \left(\frac{W_2}{W_1} \right)^2,$$

где U_1 — входное напряжение на первичной обмотке; f — частота входного тока; $k_T = W_2 / W_1$ — коэффициент трансформации (отношение числа витков вторичной обмотки к числу витков первичной обмотки).

В табл. 1.37 приведены средние значения тока заряда I_{cp} собственной емкости C_{02} при различных значениях частоты входного тока и коэффициента трансформации k_T . Из данных таблицы следует, что при больших значениях коэффициента трансформации и повышенных частотах этот ток заряда достигает недопустимо больших значений.

Таблица 1.37

Средние значения тока I_{cp} заряда собственной емкости при $C_{02} = 100$ пФ и $U_1 = 100$ В

Частота входного тока, кГц	Значение I_{cp} , А, для различных значений коэффициента трансформации k_T				
	10	20	40	50	100
0,4	0,0016	0,0064	0,0256	0,1024	0,16
1,0	0,0040	0,0160	0,0640	0,2560	0,40
5,0	0,0020	0,0800	0,3200	1,2800	2,00
10,0	0,0400	0,1600	0,6400	2,5600	4,00
20,0	0,0800	0,3200	1,2800	3,1200	8,00
50,0	0,2000	0,8000	3,2000	18,8000	20,00

Высоковольтные ТВМ с трансформацией входного напряжения до уровня выходного и последующим выпрямлением можно рекомендовать для применения в высоковольтных ИЭП различной мощности при различных выходных напряжениях и частоте входного тока до 400 Гц.

При частотах до 5 кГц высоковольтные ТВМ можно использовать в высоковольтных ИЭП средней и большой мощности с коэффициентом трансформации не более 40, при частотах 5...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 (табл. 1.38). Дальнейшее повышение уровня напряжения осуществляется диодно-конденсаторными умножителями напряжения. Различают следующие схемы с умножением напряжения: асимметричные и симметричные, однополупериодные и двухполупериодные, однофазные и трехфазные.

Таблица 1.38

Параметры схем ИЭП высокого напряжения с умножением напряжения

$U_{\text{вых}}$ (холостой ход)	Число диодов	Число конденсаторов	$B = R_{\text{вых}} f_{\text{вх}} C$	$\Gamma = U \approx \frac{fC}{I_{\text{вых}}}$
$2nU_{\text{вх}}$	$2n$	$2n$	$(8n^2 + 9n^2 + n)/12$	$(n^2 + n)/2$
$2nU_{\text{вх}}$	$2n$	$2n$	$2n - 0,5$	1
$nU_{\text{вх}}$	$4n$	$3n - 2$	$(2n^2 + 3n^2 + 4n + 3\lambda - a)/12$; $a = \left[2n - \sqrt{2(\lambda + n)^2} \right]$ при $\lambda < 0,5n^2$; $a = \frac{n^4}{2\lambda}$ при $\lambda > 0,5n^2$	$n/2$
$nU_{\text{вх}}$	$2n + 2$	$2n - 2$	$(2n^2 + 3n^2 + 4n)$	$\lambda/2$
$2nU_{\text{вх.ф}}$	$6n$	$4n$	$(8n^2 + 6n^2 + 4n)/36$	$(n^2 + n)/6$
$nU_{\text{вх.л}}$	$6n$	$4n - 3$	$(2,4n^2 + 3,25n^2 + 15,5n)/36$	$(n^2 + 3n)/24$
$nU_{\text{вх.л}}$	$3n + 1$	$3n - 3$	$(4n^3 - 12n^2 + 8n + b)/36$; $b = 6\lambda + 3n$ при $\lambda < n^2$; $b = 3(\lambda + n^2 - n)$ при $\lambda > n^2$	$\frac{\lambda(2n - 2 + \lambda)}{6(n - 1 + \lambda)}$

Примечание. Здесь 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 — 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.

Высоковольтная часть схемы должна содержать следующие функциональные узлы: высоковольтный трансформатор; высоковольтный выпрямитель, обычно выполняемый по диодно-конденсаторной схеме умножения напряжения, и высоковольтный делитель напряжения обратной связи в стабилизирующих высоковольтных ИЭП. Объединение делителя напряжения обратной связи с узлом высоковольтной части схемы нецелесообразно, так как подключение такого делителя 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.

Низковольтная часть в маломощных высоковольтных ИЭП выполняет следующие функции: инвертирование напряжения с помощью ключевых силовых компонентов; управление силовыми компонентами инвертора; защита 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 (частота 400 Гц) и до 15 Вт (частота 50 Гц).

В некоторых случаях в маломощных стабилизирующих высоковольтных ИЭП на входе инвертора устанавливают стабилизатор непрерывного действия. Основными его достоинствами являются низкий уровень радиопомех и отсутствие фильтра радиопомех на входе и выходе, а высокие динамические свойства обеспечивают качественный переходный процесс 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. 1.178, *a* приведена схема двухтактного инвертора с источником постоянного тока на входе. Выходной трансформатор выполнен с отводом от средней точки первичной обмотки и с немагнитным зазором в магнитопроводе. Ширина этого зазора не превышает 1 % от средней длины магнитной линии магнитопровода. В этом случае значение индуктивности трансформатора может быть рассчитано по выражению

$$L_{1TV} = 1,44 \cdot 10^{-6} S_m \frac{W_1^2}{\Delta}, \quad (1.15)$$

где S_m — площадь сечения магнитопровода, м^2 ; W_1 — число витков полуобмотки; Δ — ширина зазора, м.

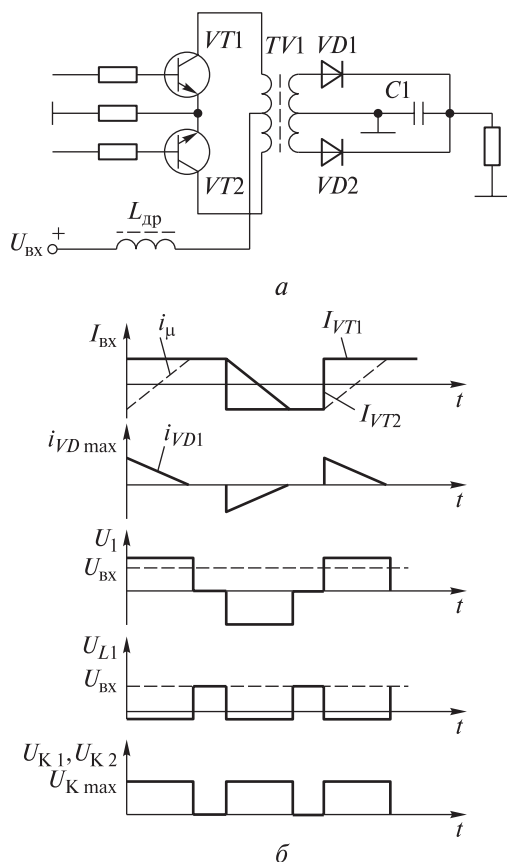


Рис. 1.178. Двухтактный инвертор с источником постоянного тока на входе:

a — схема; *б* — диаграммы его токов и напряжений

Это выражение справедливо, если предельная индукция не превышает индукцию насыщения.

Режим работы с источником постоянного тока на входе инвертора обеспечивается включением в его входную цепь линейного дросселя, индуктивность которого $L_{др}$ выбирают много большей индуктивности первичной полуобмотки трансформатора.

На рис. 1.178, 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.

$$I_{вх} = |I_{к}| = \text{const.}$$

При емкостном характере нагрузки, когда постоянная времени $\tau_{н}$ цепи нагрузки значительно превышает длительность полупериода ($\tau_{н} \gg T/2$), емкость нагрузки $C_{н} \gg 1/(2fR_{н})$ и напряжение на нагрузке постоянны в течение полупериода. Предположим также, что в установившемся режиме средние значения напряжения на катушке индуктивности i_C и токов в конденсаторе C_1 равны нулю, т. е.

$$\int_0^{T/2} U_{др} dt = 0, \quad \int_0^{T/2} i_C dt = 0.$$

Примем, что потери в элементах схемы отсутствуют. В этом идеализированном случае имеем баланс входной и выходной мощностей:

$$I_{вх} U_{вх} = I_{н} U_{н}. \quad (1.16)$$

Скважность q импульсов тока, поступающих на вход емкостного фильтра, примем больше единицы:

$$q = \frac{T/2}{\tau_1} > 1.$$

При открытом диоде выпрямителя напряжение на вторичной обмотке постоянно и равно напряжению на нагрузке:

$$U_2 = U_{н} = \text{const.}$$

Напряжение на первичной полуобмотке также постоянно, поскольку оно связано с напряжением U_2 постоянным коэффициентом трансформации k_T :

$$U_1 = \frac{1}{k_T} U_2 = \frac{U_{н}}{k_T}.$$

Пока открыт диод, напряжение на первичной полуобмотке отлично от нуля, что приводит к изменению тока намагничивания трансформатора со скоростью

$$\frac{di_{\mu}}{dt} = \frac{U_1}{L_{1T}} = \frac{U_{н}}{k_T L_{1T}}.$$

Как только ток намагничивания в момент $t = \tau_1$ достигнет значения $i_{\mu \max} = I_{\text{вх}}$, дальнейший его рост прекратится и скорость его нарастания станет равной нулю:

$$\frac{di_{\mu}}{dt} = 0.$$

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

$$\Delta i_{\mu} = \int_0^{\tau_1} \frac{U_1}{L_{1T}} \tau_1.$$

Следовательно,

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_1}{L_{1T}} \tau_1.$$

С учетом зависимости L_{1T} (1.15) из уравнения для $I_{\text{вх}}$ (1.16) получим

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_1}{4f_{\text{H}}qL_{1T}}. \quad (1.17)$$

Ток диода, приведенный к первичной полуобмотке, равен разности между током $I_{\text{вх}}$ и током намагничивания i_{μ} . Отсюда следует, что ток диодов в интервале времени от $t = 0$ до $t = \tau_1$ спадает линейно от его максимального значения $i_{\text{д}} = 2I_{\text{вх}}/k_{\text{T}}$ до нуля. В течение интервала времени τ_2 (от $t = 0$ до $t = T/2$) напряжение на обмотках трансформатора равно нулю.

При отпирании транзистора $V T 2$ в другом плече инвертора происходят процессы, идентичные рассмотренным.

Можно констатировать, что среднее за полупериод напряжение на первичной полуобмотке трансформатора

$$U_{\text{вх}} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} U_1 dt = \frac{U_1 \tau_1}{T/2}.$$

Отсюда следует:

$$U_1 = qU_{\text{вх}}. \quad (1.18)$$

Подставив уравнение (1.18) в выражение (1.17), получаем

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{4f_{\text{H}}L_{1T}}. \quad (1.19)$$

Уравнение представляет собой входную ВАХ инвертора, которая не зависит от сопротивления нагрузки R_{H} и коэффициента трансформации k_{T} . При этом средний за период ток через нагрузку с емкостью C_{H} равен нулю.

Ток нагрузки равен разности между током диода и током емкости. Следовательно,

$$i_C = i_d - i_H.$$

При $I_H = \text{const}$

$$\frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} (i_d - i_H) dt = \frac{1}{T/2} \left[\int_0^{\tau} (i_d - i_H) dt + \int_0^{T/2} (i_d - i_H) dt \right] = \frac{1}{T/2} \left(\int_0^{\tau} i_d dt - \frac{T}{2} I_H \right) = 0;$$

$$I_H = \frac{1}{T/2} \int_0^{\tau} i_d dt = \frac{1}{T/2} \int_0^{\tau_1} i_{d\max} \left(1 - \frac{t}{\tau_1} \right) dt = \frac{i_{d\max}}{2q} = \frac{I_{\text{вх}}}{k_T}.$$

Напряжение на нагрузке

$$U_H = \frac{U_{\text{вх}} R_H}{4f_H L_{1T} k_T q}.$$

Из баланса мощностей при отсутствии потерь с учетом приведенных выражений получаем

$$\frac{U_{\text{вх}}^2}{4f_H} = \frac{U_{\text{вх}}^2 R_H}{4f_H L_{1T} k_T q}.$$

Отсюда

$$q = \frac{1}{k_T} \sqrt{\frac{R_H}{4f_H L_{1T} k_T}}.$$

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 — треугольную форму.

Напряжения на коллекторах закрытых транзисторов

$$U_{\text{Кmax}} = 2U_1 = 2qU_{\text{вх}}.$$

Входная мощность равна выходной:

$$P_{\text{вх}} = I_{\text{вх}} U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}^2}{4f_H L_{1T}} = P_H = I_H U_H$$

и не зависит от параметров нагрузки, т. е. инвертор является стабилизатором мощности нагрузки с внутренней ШИМ и его выходная характеристика описывается гиперболой.

Режим $q > 1$ можно задать выбором соответствующей частоты преобразования и значения индуктивности первичной обмотки трансформатора при заданной номинальной выходной мощности. Индуктивность, в свою очередь, обратно пропорциональна ширине немагнитного зазора в сердечнике, а частота преобразования задается узлом управления.

При выполнении условия $q > 1$ выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ пропорционально входному напряжению $U_{\text{вх}}$, скважности импульсов $q = 4$ и сопротивлению нагрузки $R_{\text{н}}$.

При изменении входного напряжения в $(1 \pm \gamma_u)$ раз, где $\gamma_u = \Delta U_{\text{вх}}/U_{\text{вх}}$ — 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 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. Следовательно,

$$U_1 = I_{\text{н}} k_T q^2 4 f L_{1T},$$

т. е. для поддержания среднего значения U_1 постоянным при изменении тока нагрузки в $1/(1 - \gamma_i)$ раз, где $\gamma_i = \Delta I_{\text{н}}/I_{\text{н}}$ — 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:

$$I_{\text{к}} = \beta I_{\text{б}}.$$

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.

Тесты к лекции 1.24

1. Какие преимущества по массе и объему имеет высоковольтный ИЭП с бестрансформаторным входом по сравнению с содержащим входной трансформатор высоковольтным ИЭП при мощности до 40 Вт (частота 400 Гц)?

а) высоковольтный ИЭП с бестрансформаторным входом не имеет преимуществ;

б) масса и объем высоковольтного ИЭП с бестрансформаторным входом уменьшаются в несколько раз;

в) масса и объем высоковольтного ИЭП с бестрансформаторным входом больше в несколько раз;

г) при равенстве мощностей масса и объем высоковольтного ИЭП с бестрансформаторным входом будут меньше на 75 %.

2. Какие преимущества по массе и объему имеет высоковольтный ИЭП с бестрансформаторным входом по сравнению с содержащим входной трансформатор высоковольтным ИЭП при мощности до 15 Вт (при частоте 50 Гц)?

а) высоковольтный ИЭП с бестрансформаторным входом не имеет преимуществ;

б) масса и объем высоковольтного ИЭП с бестрансформаторным входом уменьшаются в несколько раз;

в) масса и объем высоковольтного ИЭП с бестрансформаторным входом больше в несколько раз;

г) при равенстве мощностей масса и объем высоковольтного ИЭП с бестрансформаторным входом будут меньше на 125 %.

3. Чему пропорциональны напряжения на вторичных обмотках трансформатора?

а) скорости изменения тока намагничивания;

б) току намагничивания;

в) току активной нагрузки;

г) зависят только от площади сечения магнитопровода.

4. Начиная с какой выходной мощности схемы умножения напряжения применять не рекомендуется?

а) свыше 100 Вт;

б) свыше 10 Вт;

в) свыше 1000 Вт;

г) свыше 1 Вт.

5. Какого типа трансформаторы могут использоваться в высоковольтных ТВМ?

а) электромагнитные либо пьезоэлектрические;

б) магнитные;

в) электромагнитные;

г) сегнетоэлектрические.

1.25. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ В СОСТАВЕ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Цель лекции — сформировать представление о принципах обеспечения электромагнитной совместимости электронного оборудования и их особенностях применительно к источникам электропитания.

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 [20–22].

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. Это 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.

Основными методами повышения устойчивости электронных схем к воздействию электромагнитного излучения (ЭМИ) являются:

- выбор наиболее стойких к воздействию ЭМИ комплектующих элементов системы;
- рациональное пространственное размещение узлов и схем системы;
- создание стойких к воздействию ЭМИ электронных схем (схемные решения);
- внесение предложений о порядке функционирования системы с подачей сигнала включения;
- принятие мер специальной защиты.

Не обязательно и экономически не оправдано увеличивать устойчивость системы доведением параметров, определяющих устойчивость ее элементов, до их максимальных значений. Самым рациональным методом повышения устойчивости электронной системы к воздействию ЭМИ является повышение устойчивости к ЭМИ наиболее слабых элементов системы. В тех случаях, когда выбором наиболее устойчивых к воздействию ЭМИ элементов или схемным решением не удастся повысить устойчивость системы до желаемого

уровня, следует прибегнуть к специальным средствам защиты от воздействия ЭМИ [23, 24]. К таким средствам следует отнести применение в схемах:

- фильтров, трансформаторов, дросселей;
- разрядников, ограничителей, разъединителей;
- заземлений и экранов.

Фильтры широко использовали для защиты от радиопомех, созданных сторонним электромагнитным излучением передатчиков. Трудность при использовании фильтров в системах защиты от ЭМИ обусловлена очень широкой полосой частот, которые соответствуют сигналам различной формы, наведенным ЭМИ. Необходимо учитывать, что при использовании фильтра энергия снижается незначительно и только на порядок уменьшается амплитуда пика, поэтому фильтры следует применять в сочетании с другими защитными средствами, например, диодными ограничителями или разрядниками. Другая трудность заключается в том, что у большинства готовых фильтров типичные рабочие напряжения составляют 400...600 В. Напряжения наводки, созданные ЭМИ, значительно превышают указанные значения.

Бифилярные дроссели и изолирующие трансформаторы могут быть использованы для подавления наводки ЭМИ от изменения индукции магнитного поля во времени. В этом случае включенная последовательно катушка индуктивности в цепи наводки подавляет ее сигнал, но в то же время пропускает постоянные и высокочастотные сигналы. Как бифилярный дроссель, так и изолирующий трансформатор могут быть подвергнуты воздействию очень высоких импульсных напряжений наводки. Пороги повреждений этих устройств в переходных процессах, обусловленных ЭМИ, сравнимы с амплитудами переходных воздействий при испытаниях, проведенных для защиты от грозовых разрядов.

Искровые разрядники (или, как их называют, жесткие ограничители) могут быть использованы для защиты электронных схем при перегрузке по напряжению и току. Однако ни искровые разрядники, ни электромеханические приборы (реле) не пригодны для защиты чувствительных полупроводниковых приборов, поскольку для них недопустимы начальные выбросы от передних фронтов наводок, пропускаемые указанными защитными приборами. Это объясняется тем, что напряжение перегрузки, возникающее от действия поля ЭМИ, может повредить систему в течение нескольких наносекунд, что меньше времени срабатывания большинства защитных приборов.

Другой класс защитных приборов — *варисторы*, сопротивление которых зависит от напряжения. Иначе их называют мягкими ограничителями. Они имеют меньшее по сравнению с жесткими ограничителями время срабатывания, однако менее устойчивы к амплитуде наводки. Для того чтобы использовать достоинства фильтров и различных типов разрядников и в то же время избежать их недостатков, часто создают гибридные схемы защиты, т. е. сочетания тех и других.

Плавкие предохранители, реле, прерыватели или схемы скоростной защиты относят к *стойким* устройствам защиты. Они предназначены для

отключения менее стойких схем от источников мощности в начале переходного процесса, до того, как произойдут катастрофические повреждения.

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) иллюстрирует график изменения в течение времени t выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ ИЭП (рис. 1.179).

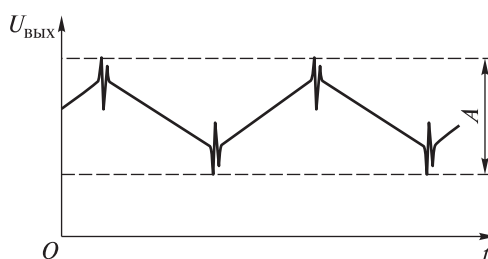


Рис. 1.179. Характер размаха A пульсирующего напряжения (от пика до пика)

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, как правило, являются 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 [1, 25].

Основными схемными устройствами, применяемыми для снижения уровня помех, являются стабилизаторы напряжения непрерывного действия и фильтры. Рассмотрим работу *выпрямителей, преобразователей, фильтров*.

Электромагнитные помехи, создаваемые выпрямителями, обусловлены двумя основными причинами: нелинейностью характеристик диодов

и временем прохождения в них коммутационных процессов. 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 систем электропитания не обеспечивает их электромагнитную совместимость.

Коммутационные помехи выпрямителей, как правило, находятся в области высоких частот. В приведенной на рис. 1.180 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.

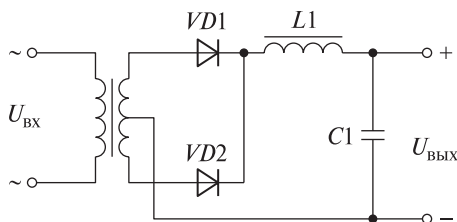


Рис. 1.180. Схема выпрямителя для преобразователей напряжения

Высокочастотные помехи передаются из вторичной обмотки трансформатора в первичную и, следовательно, в систему электроснабжения. Если напряжение ударных колебаний, приведенное к первичной обмотке трансформатора, достигает значения $U_{у.к.}$, то уровень помехи в системе электроснабжения $U_{и}$ можно представить следующей зависимостью:

$$U_{\text{и}} = \frac{U_{\text{у.к}} Z_{\text{СЭС}}}{Z_{\text{т}} + Z_{\text{ЭА}}},$$

где $Z_{\text{СЭС}}$ — сопротивление системы электроснабжения (включая подводящие к источникам электропитания проводники); $Z_{\text{т}}$ — сопротивление трансформатора со стороны системы электроснабжения; $Z_{\text{ЭА}}$ — сопротивление ЭА.

Значения сопротивлений $Z_{\text{СЭС}}$ и $Z_{\text{т}}$ соответствуют частоте ударных колебаний.

Уровень помехи $U_{\text{и}}$, возникающей при закрывании диодов выпрямителя, может быть снижен включением RC -цепей параллельно диодам или вторичным обмоткам трансформатора. Включение шунтирующей RC -цепи на выходе выпрямителя (элементы $R5$ и $C5$ в схеме, приведенной на рис. 1.181) рекомендуется при наличии LC -фильтра или индуктивной нагрузки и при отсутствии C -фильтра. При этом параметры RC -цепей выбирают из условия обеспечения апериодических переходных процессов в колебательных контурах (рекомендуемые значения емкости для выпрямителей средней мощности находятся в пределах 0,3...3,0 мкФ). Применение RC -цепей уменьшает частоту ударных колебаний настолько, что становится эффективным использование сглаживающих фильтров с рабочей частотой 10...40 кГц.

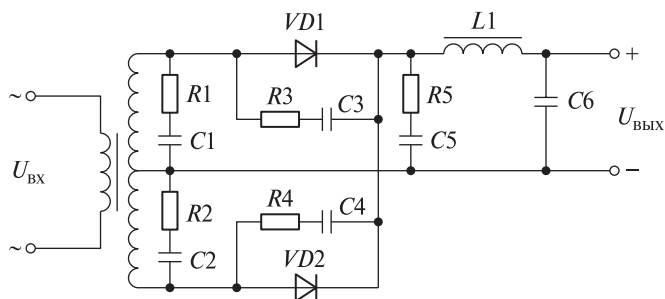


Рис. 1.181. Выпрямитель с шунтирующими RC -цепями

Одним из эффективных способов снижения помех при работе выпрямителя на индуктивную нагрузку является включение обмоток дросселя фильтра $L1$ в цепь каждого диода (рис. 1.182). В этом случае происходит ограничение коммутлируемого тока благодаря индуктивности рассеяния дросселя [26, 27].

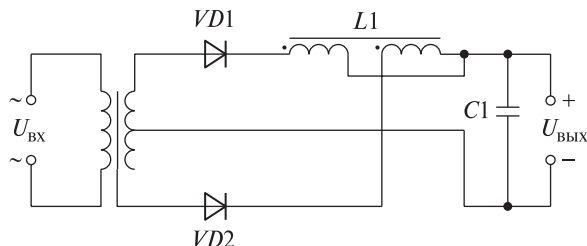


Рис. 1.182. Выпрямитель с дросселями в цепях диодов

В однофазных выпрямителях, собранных по мостовой схеме, снижение амплитуды ударных колебаний достигается включением резисторов последовательно с каждым диодом (рис. 1.183, *а*). Недостатком этого способа является потеря мощности на резисторах, сопротивление которых выбирают в диапазоне 0,5...1,0 Ом. В однофазных мостовых выпрямителях можно применить также включение конденсаторов в диагонали моста (рис. 1.183, *б*), благодаря чему уменьшаются частота и максимальное значение ударных колебаний. Однако введение в схему четырех конденсаторов усложняет ее исполнение.

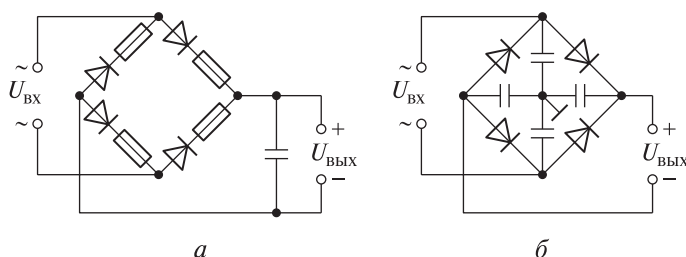


Рис. 1.183. Схемы мостовых выпрямителей:

а — с включением резисторов в цепи диодов; *б* — с включением конденсаторов в диагонали моста

Влияние частотных свойств диодов в диапазоне частот 0,02...100,00 МГц выражается в том, что максимальное значение ударных колебаний снижается с уменьшением времени восстановления обратного напряжения на диоде.

Для ИЭП импульсного действия характерно наличие широкого спектра частот. При рабочей частоте преобразования 20...100 кГц спектр помех, генерируемый транзисторами преобразователя напряжения, может составлять 1,5 ГГц и более. При этом 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 электрической и магнитной составляющих поля соответственно. Значения модулей указанных

сопротивлений ближней и дальней зон излучения определяют из следующих выражений:

$$Z_E = \frac{Z_0 \sqrt{1 + (\beta r)^2}}{[1 + (\beta r)^2] \beta r}; \quad (1.20)$$

$$Z_H = \frac{[1 + (\beta r)^2] \beta r}{\sqrt{1 + (\beta r)^2}}, \quad (1.21)$$

где $Z_0 = 120\pi$ Ом; $\beta = 2\pi/\lambda$ (λ — длина волны); r — расстояние до точки возникновения поля.

На рис. 1.184 приведены зависимости функций Z_E и Z_H от расстояния до точки возникновения поля, построенные по выражениям (1.20) и (1.21).

В предельном случае $\beta r \ll 1$, характерном для ближней зоны, получим

$$Z_E = \frac{Z_0}{\beta r}; \quad Z_H = \frac{Z_0}{\beta r}; \quad Z_E \gg Z_H.$$

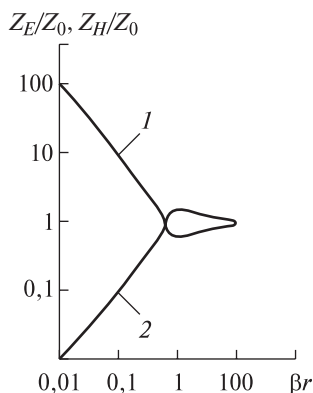


Рис. 1.184. Зависимости волновых сопротивлений составляющих поля от расстояния до точки возникновения поля:

1 — Z_E/Z_0 ; 2 — Z_H/Z_0

В другом предельном случае при $\beta r \gg 1$, характерном для дальней зоны, имеем $Z_E \approx Z_H = Z_0$. Это случай образования в дальней зоне волны с одинаковыми значениями электрической и магнитной составляющих. При $\beta r \approx 0,71$ имеет место равенство $Z_E = Z_H$, что соответствует явлениям, характерным для дальней зоны. При $\beta r > 0,71$ справедливо неравенство $Z_E > Z_H$, которое с возрастанием 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 компонентов ИЭП обычно значительно меньше длины волны, т. е. $l \ll \lambda$. Лишь длина соединительных проводов и размеры преобразователя 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.

При разложении напряжения в ряд Фурье амплитуда k -й гармоники определяется следующими зависимостями:

$$U_k = U_{\max} \frac{\sin kx}{k} \quad \text{при } k_3 = 1; \quad (1.22)$$

$$U_k = U_{\max} \frac{\sin kx}{k^2} \quad \text{при } k_3 = 0,5, \quad (1.23)$$

где $U_{\max}$ — максимальное значение переменной составляющей напряжения.

В соответствии с выражениями (1.22) и (1.23) при рабочей частоте преобразования 100 кГц и максимальном значении переменной составляющей $U_m = 1$ мВ частота гармоник, 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 некоторой 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 паразитные емкости между обмотками и сердечником, которые могут влиять на формирование амплитуд высших гармоник низкочастотной части спектра. Трансформаторы и дроссели могут иметь резонансные частоты, расположенные 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 обусловлены 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_s , приведенного к одной из обмоток трансформатора. Частоты собственных резонансов трансформатора могут быть определены по выражениям

$$f_1 = \left(2\pi\sqrt{L_1 C_s}\right)^{-1}; \quad f_2 = \left(2\pi\sqrt{L_s C_s}\right)^{-1}.$$

Для трансформаторов, выполненных на ферритовых сердечниках, обычно $L_1 \gg L_s$ и, следовательно, $f_1 < f_2$. Однако необходимо учитывать нелинейность емкости C_s и снижение магнитной проницаемости с повышением частоты, что ведет к возрастанию 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 индуктивностью рассеяния обмоток последних.

Уменьшить амплитуды ударных колебаний можно, увеличив длительность фронта и спада импульса переключения, однако при этом возрастают потери в транзисторах преобразователя. В связи с этим для ИЭП, от которых требуется высокий КПД, такой способ применять 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 вследствие уменьшения диэлектрической проницаемости ϵ с возрастанием частоты и появлением собственного резонанса. При частоте, большей резонансной, конденсатор превращается в индуктивный элемент. Уменьшение диэлектрической проницаемости с повышением частоты, по аналогии с магнитным сердечником, приводит к выходу электрического поля в окружающее пространство, т. е. к его излучению. Уменьшение емкости с повышением частоты ведет к увеличению переменной составляющей напряжения, что вызывает разогрев конденсатора и дальнейшее изменение диэлектрической проницаемости.

Субгармоническая часть спектра определяется некоторыми режимами работы преобразователя напряжения. Так, 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 [28].

Рассматриваемую модель принципа формирования спектра высокочастотного преобразователя напряжения иллюстрирует график на рис. 1.185, где приведены уровни помех различных преобразователей при подаче на инвертор напряжения постоянного тока [29]. Если за 0 дБ принять уровень помех 1 мкВ/м, то уровень помех при различных напряжениях на инверторе примет значения, представленные ниже:

Напряжение на инверторе	Уровень помех, дБ
Входное напряжение 27 В постоянного тока	60–70
Входное напряжение 60 В постоянного тока	70–80
Выпрямленное напряжение 310 В (соответствует напряжению сети 220 В переменного тока)	80–100
Выпрямленное напряжение 540 В (соответствует напряжению сети 380 В переменного тока)	100–120

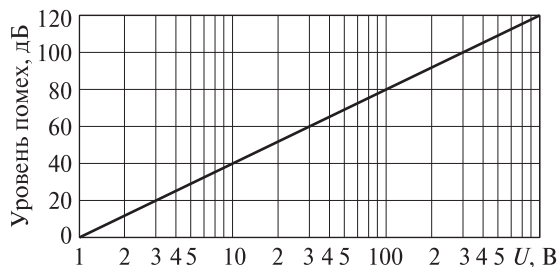


Рис. 1.185. Зависимость уровня помех от напряжения системы электроснабжения

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 для сокращения спектра или выбор гладкой формы функции переключения в высокочастотных преобразователях неприемлемо вследствие снижения КПД.

В сравнительно мощных передающих устройствах основным видом помех является радиоизлучение как в рабочей полосе частот, так и за ее пределами. Помехи могут влиять на внешнюю и внутреннюю электромагнитную обстановку и привести к сбою в функционировании устройств, участвующих в обработке маломощных сигналов, в том числе схем управления ИЭП. Нежелательное радиоизлучение распространяется 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 вследствие генерирования высших гармоник; нарушением симметрии напряжений в системе электроснабжения.

При наличии системы электроснабжения переменного тока для ИЭП характерно искажение формы синусоиды входного напряжения и входного тока. Это объясняется тем, что нагрузкой входного выпрямителя в составе ИЭП обычно является емкостный или *LC*-фильтр.

Поскольку искажение формы синусоиды определяется углом $\alpha_{отс}$ отсечки тока, протекающего через выпрямитель, уменьшение этого угла приводит к импульсному потреблению тока источником электропитания (при значении $\alpha_{отс} \approx 25^\circ$, характерном для многих практических случаев, коэффициент несинусоидальности формы кривой тока не превышает 0,5). При использовании систем автономного электроснабжения ограниченной мощности импульсное потребление тока может приводить к ложным срабатываниям устройств защиты, к перегрузкам по мощности систем электроснабжения вследствие наличия высших гармоник в кривой тока и к искажению формы кривой напряжения.

Характер потребления мощности ИЭП определяется коэффициентом мощности

$$\cos \varphi = \frac{P_a}{P_n},$$

где φ — смещение фазы между кривыми напряжения и тока; P_a — активная составляющая мощности; P_n — полная мощность.

Искажение формы синусоиды входного тока может привести к снижению коэффициента мощности до значений 0,6 (при значениях $\alpha < 30^\circ$).

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, использование их в ИЭП позволяет решить задачу изменения уровня и спектрального состава помех. Для этого в состав ИЭП вводят генератор хаотических сигналов, которые подмешиваются к импульсам управления. Поскольку генератор представляет собой динамическую систему с хаотическим поведением, хаос называют *динамическим*.

Для того чтобы изучить влияние генератора динамического хаоса на работоспособность ИЭП, рассмотрим ИЭП импульсного действия с последовательным включением регулирующего транзистора (рис. 1.186). Устройство коммутации УК обеспечивает стабилизацию выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ при работе с тактовой частотой около 25 кГц. Входное напряжение $U_{\text{ВХ}}$ фильтруется с помощью дросселя $L1$ и конденсатора $C1$. Делитель напряжения ДН, триггер Т, устройство сравнения УС и транзистор VT3 осуществляют управление устройством коммутации. Для сглаживания пульсаций выходного напряжения служит фильтр, содержащий диод VD1, дроссель $L2$ и конденсатор $C4$.

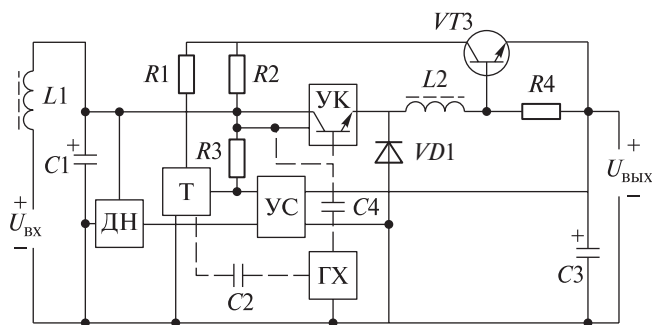


Рис. 1.186. Структурная схема импульсного ИЭП с последовательным включением регулирующего транзистора

Источники электропитания подобного типа имеют повышенное значение переменной составляющей выходного напряжения. Кроме того, при изменении входного напряжения и тока нагрузки существенно меняется частота коммутации. Введение в схему отрицательной обратной связи позволяет несколько снизить пульсации выходного напряжения, но не устранить 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. 1.186, 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 устройства коммуникации УК от устройства сравнения (штриховые линии).

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 хаоса 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. 1.187, а) вырабатывает развитые хаотические колебания, однако сложен в управлении вследствие необходимости одновременного варьирования несколькими параметрами для перестройки как режима колебаний, так и 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. 1.187, 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 выделяется несколько максимумов, соответствующих собственным частотам осцилляторов.

Наличие в спектре двух максимумов, которые соответствуют двум основным частотам, затрудняет эффективное подавление гармоник, совпадающих по частоте с этими максимумами.

Основным недостатком генератора *на туннельном диоде* (рис. 1.187, в) является высокая чувствительность режимов его работы к изменению параметров схемы, что может привести к выходу из хаотического режима.

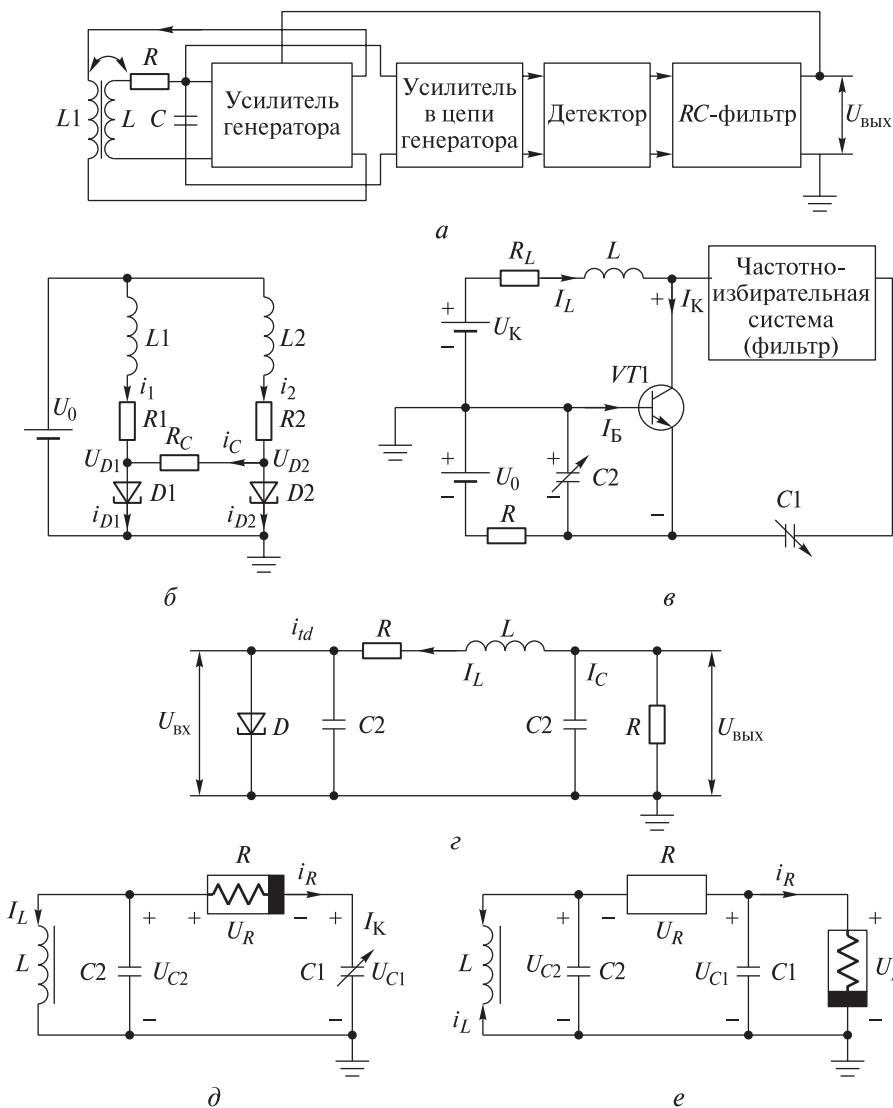


Рис. 1.187. Структурные схемы автономных генераторов динамического хаоса: *а* — с инерционной нелинейностью; *б* — с двумя связанными простыми осцилляторами четвертого порядка; *в* — Колпитца; *г* — на туннельном диоде; *д* — типа свернутого тора; *е* — Чуа

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 $C1$ и активного внешнего конденсатора $C2$), представлена на рис. 1.187, *д*.

Как U_{C1} , U_{C2} и i_L обозначены соответственно напряжение на конденсаторе $C1$, напряжение на конденсаторе $C2$ и ток через катушку индуктивности L .

Генератор *Колпитца*, построенный на основе емкостного трехточечного транзисторного автогенератора (рис. 1.187, *в*), способен формировать хаотический режим работы в широком диапазоне частот при определенном сочетании параметров. Генератор содержит один нелинейный активный элемент — биполярный транзистор $VT1$. Обратная связь образована катушкой индуктивности L , резистором R_L и делителем напряжения из конденсаторов $C1$ и $C2$, рабочая точка транзистора устанавливается с помощью напряжений $U_Э$ и $U_К$ и сопротивления резистора R . Спектр выходного сигнала широкополосный (приближающийся к шумовому), поэтому на выходе генератора включают частотно-избирательный фильтр, сужающий спектр.

Динамические процессы в генераторе *Чуа* (рис. 1.187, *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 $G = 1/R$; $g(U_R)$ — пятизигмоидная ВАХ нелинейного элемента.

В генераторе *Чуа* в качестве управляющего параметра может выступать величина R , L или C_2 . Варьируя значение одной из этих величин, получают как регулярные, так и стохастические режимы работы. Возможна также перестройка энергетического спектра хаотических колебаний в частотной области.

Сравнение приведенных на рис. 1.187 схем генераторов показывает, что наиболее перспективными для применения в ИЭП являются схемы генераторов *Колпитца* и *Чуа*. В них реализуются развитые и разнообразные устойчивые хаотические режимы, они просты в управлении. Схема генератора *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 довольно широком диапазоне значений параметров схемы и наиболее устойчив. Максимум энергии контурных колебаний сосредоточен на частоте f_0 . Эти колебания монотонно нарастают после каждого переключения. Переключающие колебания являются хаотическими и определяют вид низкочастотной части сплошного широкополосного спектра (рис. 1.188). Частоту f_0 , на которой сосредоточен максимум энергетического спектра хаотических колебаний в генераторе *Чуа*, можно изменять и таким способом перестраивать спектр на оси частот [30].

На рис. 1.188 представлены формы хаотических колебаний, возникающих со стороны нелинейного элемента и колебательного контура. В первом случае значительная часть энергии колебаний сосредоточена 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).

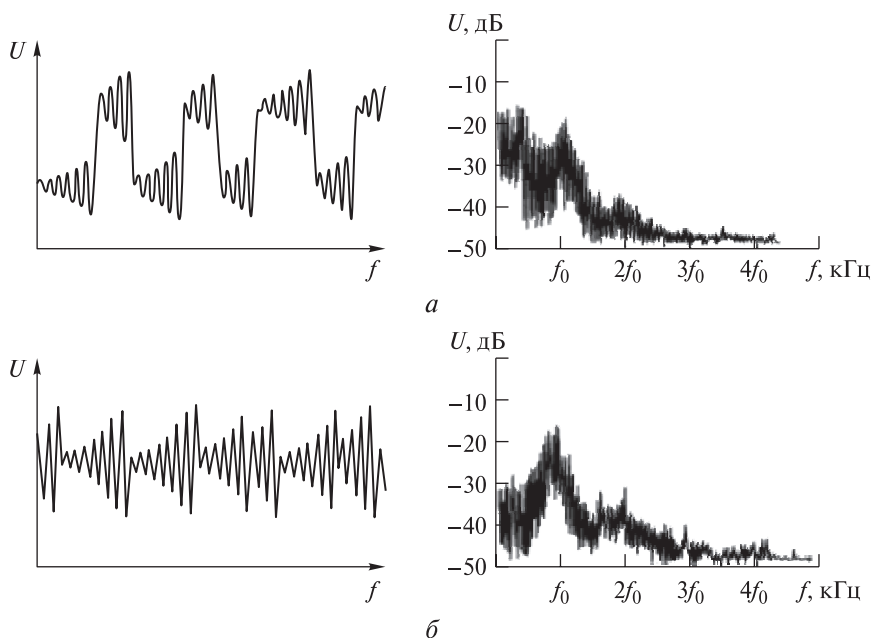


Рис. 1.188. Хаотические колебания в схеме генератора Чуа (*слева*) и соответствующие им энергетические спектры (*справа*):

a — на конденсаторе $C1$ (со стороны нелинейного элемента); *б* — на конденсаторе $C2$ (со стороны колебательного контура)

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 частоты 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 низкочастотным фильтром. В связи с этим актуальной задачей становится повышение частоты f_0 генератора хаоса.

При подмешивании хаоса ИЭП работает в *слабохаотическом* режиме. Этот режим характеризуется наличием флуктуаций частоты переключения, амплитуды и длительности управляющих импульсов, при этом сохраняется общая устойчивость в работе ИЭП и практически неизменным остается КПД.

Наиболее существенное ослабление воздействия ЭМИ на электронные системы и их элементы можно получить, применяя электромагнитные экраны.

Электромагнитными экранами называют конструкции, предназначенные для ослабления электромагнитных полей, создаваемых какими-либо источниками в некоторой области пространства, не содержащей этих источников, и широко используемые в современной электротехнике. В подавляющем большинстве случаев электромагнитные экраны выполняются из металла: меди, алюминия, стали.

Принцип действия электромагнитного экрана заключается в следующем. Под действием первичного поля на поверхности экрана индуцируются заряды, а в его толще — токи и магнитная поляризация. Эти заряды, токи и поляризация создают вторичное поле. От сложения вторичного поля с первичным образуется результирующее поле, которое оказывается слабее первичного в защищаемой области пространства. Таким образом, можно считать, что электромагнитный экран отражает и направляет поток электромагнитной энергии и отводит его от защищаемой области.

Электромагнитный экран — система линейная, откуда следует, что для него справедлив принцип взаимности перемещений. Указанное, в частности, означает, что эффективность экрана сохраняется неизменной и той же независимо от того, расположен внутри него источник поля или защищенная область пространства. Это положение имеет большое практическое значение, так как при определении эффективности экранирования позволяет ограничиться случаем расположения источника поля внутри экрана.

Количественно *эффективность* электромагнитного экрана (эффективность экранирования) можно охарактеризовать отношением напряженности поля в защищенной области пространства при отсутствии экрана (E_0 , H_0) и при его наличии (E , H):

$$\Theta_E = \frac{E_0}{E}; \quad \Theta_H = \frac{H_0}{H}.$$

Эффективность экрана (Θ_E , Θ_H) может быть выражена в виде простого отношения или измерена в децибелах. Она существенно зависит от характера источника поля. Разнообразие возможных источников поля бесконечно, однако любой реальный источник может быть с необходимой точностью представлен более или менее сложной совокупностью электрических диполей

и витков (рамок) с током (магнитных диполей). В основе различия эффективности экранирования по отношению к разным реальным источникам поля лежит различие в поведении экрана по отношению к электрическому и магнитному диполям. Последнее различие обусловлено разной структурой полей этих двух источников. В свободном пространстве при

$$r \gg \frac{\lambda}{2\pi},$$

где r — расстояние от источника, а λ — длина волны, различие в структурах полей обоих источников стирается: в любой точке пространства поля E и H практически синфазны, а их отношение E/H (в омах) оказывается почти таким же, как и в плоской волне, т. е.

$$\frac{E}{H} = 120\pi.$$

При $r \ll \lambda/2\pi$ отношение E/H зависит от положения точки наблюдения. В экваториальной плоскости (плоскости, проходящей через центр диполя перпендикулярно его оси) оно приближенно и определяется следующими формулами:

— для электрического диполя

$$\frac{E}{H} = 120\pi \frac{\lambda}{2\pi r};$$

— для магнитного диполя

$$\frac{E}{H} = 120\pi \frac{2\pi r}{\lambda}.$$

Таким образом, с уменьшением расстояния r или с увеличением длины волны λ (с уменьшением частоты f) отношение E/H в случае электротехнического поля возрастает, роль магнитной составляющей убывает и оказывается возможным рассматривать поле как квазиэлектростатическое. В общем случае экран не только ослабляет, но и искажает поле источника в защитной области пространства, поэтому его эффективность различна для электрической и магнитной составляющих поля. Это обстоятельство существенно затрудняет количественную оценку эффективности экранирования.

Только в простейших случаях эффективность экранирования определяется однозначно (например, экранирование полупространства от плоской электромагнитной волны бесконечным однородным экраном).

Для простейшего случая можно получить формулу, удобную для практических расчетов:

$$\mathfrak{A} = 60\pi\sigma d \begin{cases} 1 & \text{при } d/\delta < 0,1; \\ \frac{\delta}{2\sqrt{2}d} e^{d/\delta} & \text{при } d/\delta > 1, \end{cases}$$

где σ — удельная электрическая проводимость материала экрана, См/м; d — толщина экрана, мм; δ — эквивалентная глубина проникновения, мм, т. е.

расстояние, на котором электромагнитная волна ослабевает в e раз и отстает от первоначального сигнала на $\pi/2$,

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_a \sigma}} = \frac{A}{\sqrt{f}}$$

(f — частота электромагнитного излучения, Гц; μ_a — абсолютная магнитная проницаемость; A — коэффициент материала экрана).

Электрофизические параметры, а также данные об эквивалентной глубине проникновения для материалов экранов, представляющих наибольший практический интерес, приведены в табл. 1.39 и 1.40.

Таблица 1.39

Электрические параметры некоторых металлов

Металл	Удельное сопротивление, Ом·мм ² /м	Относительная магнитная проницаемость μ_r	Частота излучения, Гц	Эквивалентная глубина проникновения δ , мм	Коэффициент материала экрана A , (м·Гц) ^{0,5}
Медь	0,0175	1	10 ⁵	0,2100	6,7 · 10 ⁻²
			10 ⁶	0,0670	
			10 ⁷	0,0210	
			10 ⁸	0,0067	
Латунь	0,0600	1	10 ⁵	0,3900	12,4 · 10 ⁻²
			10 ⁶	0,1240	
			10 ⁷	0,0390	
			10 ⁸	0,0124	
Алюминий	0,0300	1	10 ⁵	0,2750	8,8 · 10 ⁻²
			10 ⁶	0,0880	
			10 ⁷	0,0275	
			10 ⁸	0,0088	
Сталь конструкционная	0,1000	50	10 ⁵	0,0230	2,3 · 10 ⁻²
			10 ⁶	0,0070	
			10 ⁷	0,0023	
Сталь электротехническая	0,1000	200	10 ²	1,1000	1,54 · 10 ⁻²
			10 ³	0,3500	
			10 ⁴	0,1100	
			10 ⁵	0,0360	
Пермаллой	0,6500	12 000	10 ²	0,3800	0,36 · 10 ⁻²
			10 ³	0,1200	
			10 ⁴	0,0380	
			10 ⁵	0,0120	

Таблица 1.40

Эквивалентная глубина проникновения δ для различных экранирующих материалов, мм

Частота излучения f , Гц	Медь	Латунь	Алюминий	Сталь		Пермаллой $\mu_r = 1200$
				$\mu_r = 50$	$\mu_r = 100$	
10^2	6,70	12,40	8,800	2,30	1,540	0,380
10^3	2,10	3,90	2,750	0,70	0,490	0,120
10^4	0,67	1,24	0,880	0,23	0,154	0,038
10^5	0,21	0,39	0,275	0,07	0,049	0,012

На высоких частотах при относительно большой толщине материала экрана $d > \delta$ эффективность экранирования можно определить по приближенному уравнению

$$\Theta \approx e^{\frac{d}{\delta}} \left(\frac{1}{2} + \frac{D}{2,8m\mu_r\delta} \right),$$

где D — ширина прямоугольного экрана, диаметр цилиндрического или сферического экрана, мм; m — коэффициент формы экрана, для прямоугольного $m = 1$, для цилиндрического $m = 2$, для сферического $m = 3$; μ_r — относительная магнитная проницаемость.

Величину Θ можно рассматривать как произведение двух сомножителей:

$$\Theta = \Theta_{\text{отр}} \Theta_{\text{осл}}. \quad (1.24)$$

Первый сомножитель характеризует эффективность отражения первичной падающей волны электрического поля от поверхности экрана. Можно получить следующие приближенные зависимости для оценки первого сомножителя в произведении (1.24):

$$\Theta_{\text{отр}} \approx 60\pi\delta \begin{cases} d & \text{при } d/\delta < 0,1; \\ \delta & \text{при } d/\delta > 1. \end{cases} \quad (1.25)$$

Из формулы (1.25) ясно, что с увеличением толщины экрана значение $\Theta_{\text{отр}}$ сначала возрастает, а потом почти не меняется, поскольку при $d > \delta$ явления на поверхности экрана практически перестают зависеть от его толщины d . С повышением частоты эффективность экранирования сначала сохраняется неизменной, а потом начинает уменьшаться и при $d > \delta$ оказывается практически обратно пропорциональной значению $\sqrt{f}$. Причина в том, что вследствие поверхностного эффекта возрастает поверхностное сопротивление экрана.

Второй сомножитель в произведении (1.24) характеризует степень ослабления электрической составляющей при проникновении поля сквозь толщу экрана. Приближенно его можно оценить так:

$$\Theta_{\text{осл}} \approx \begin{cases} 1 & \text{при } d/\delta < 0,1; \\ 0,5e^{d/\delta} & \text{при } d/\delta > 1. \end{cases} \quad (1.26)$$

Формулы (1.25) и (1.26) позволяют сравнивать различные металлы как материалы для экрана. Действительно, при $d\delta < 0,1$ эффективность экранирования пропорциональна удельной электрической проводимости σ материала экрана и не зависит от его магнитной проницаемости. Следовательно, при равных толщинах медный экран лучше алюминиевого и намного лучше стального.

Однако с увеличением толщины d экрана или частоты f излучения картина изменяется, так как существенную роль при определении значения $\mathcal{E}$ начинает играть член $e^{d/\delta}$. А поскольку толщина поверхностного слоя стали намного меньше, чем у меди и алюминия, стальной экран оказывается более эффективным. Граничная частота $f_{\text{гр}}$, при которой эффективность стального и медного экранов одинаково, зависит от толщины d и определяется формулой

$$f_{\text{гр}} = \frac{0,48}{\mu_r d^2},$$

где μ_r — относительная магнитная проницаемость стали.

При произвольной форме экрана и конечных размерах диполя (источника поля) количественная оценка эффективности экранирования сильно затруднена. В связи с этим для получения количественной оценки обратимся к простейшему случаю — *шаровому экрану*.

Эффективность шарового экрана с внутренним радиусом R и толщиной стенок d по отношению к элементарному диполю, расположенному в его центре, при $d \ll R \ll \lambda/2\pi$ определяется формулой

$$\mathcal{E}_{\text{ш}} = 4,2 \frac{R}{\lambda} \mathcal{E}, \quad (1.27)$$

где $\mathcal{E}$ находят по формулам (1.25) и (1.26).

Электромагнитная волна элементарного диполя не плоская, а сферическая; однако при $d \ll R$ поле в толще стенок шарового экрана можно считать плоским и воспользоваться для оценки ослабления формулой (1.27), а для оценки ослабления отраженного от экрана поля — приближенной зависимостью

$$\mathcal{E}_{\text{отр}} = 4,2 \frac{R}{\lambda} \pi \sigma \begin{cases} d & \text{при } d/\delta < 0,1; \\ \delta & \text{при } d/\delta > 1. \end{cases} \quad (1.28)$$

Нетрудно понять, что с повышением частоты эффективность ослабления уменьшается.

Расчеты и испытания показывают, что на частотах ниже 100 кГц плоский стальной экран менее эффективен, чем медный и даже алюминиевый, но на частотах свыше 1 МГц его эффективность на пять порядков выше эффективности плоского медного экрана. Эти соотношения сохраняются и для шаровых экранов при экранировании диполей обоих типов. Напомним, что большая часть энергии ЭМИ излучается в диапазоне частот 15...30 кГц [31].

Эффективность экранирования *замкнутыми экранами* источников типа электрического диполя очень велика. Даже при толщине стенок 0,1 мм она на всех частотах при практически всех возможных размерах и для всех трех рассмотренных материалов (медь, алюминий, сталь) превышает 120 дБ.

При экранировании источников типа магнитного диполя на частотах около 10 кГц и ниже для получения большой эффективности экранирования экран должен быть толстостенным (табл. 1.41). В случае замкнутого экрана поле может проникнуть только через толщу стенок.

Таблица 1.41

Эффективность экранов из различных материалов

d , мм	Медь	Алюминий	Сталь ($\mu_r = 100$)
0,1	15	9	—
1,0	160	87	940
2,0	730	290	$5,1 \cdot 10^3$
4,0	$1,5 \cdot 10^4$	$3,2 \cdot 10^3$	$1,5 \cdot 10^{11}$

Таким образом, соответствующим выбором материала экрана и толщины его стенок принципиально можно получить сколь угодно большую эффективность экранирования. Если стенки очень тонкие, а отверстия и щели незначительны, то поле внутри экрана создается в основном вследствие проникновения через стенки. Смена материала и утолщение стенок могут в этом случае повысить эффективность экранирования. Напротив, если стенки относительно толстые, а отверстия и щели значительны, то поле внутри экрана создается в основном в результате проникновения через эти отверстия и щели, так что утолщение стенок малоэффективно. В большинстве реальных ситуаций свойства экрана часто определяются не толщиной и типом материала, а *дефектами* — отклонениями от идеальной конструкции. Этими дефектами являются различные отверстия и щели (нарушения однородности экрана).

Анализ проникновения электромагнитного поля через малое отверстие в бесконечно тонком идеально проводящем экране позволяет сделать следующие выводы. Круглое и квадратное отверстия с одной и той же площадью пропускают электромагнитное поле практически одинаково. Через узкую щель поле проникает слабее, чем через квадратное отверстие с той же площадью. Особый интерес представляет то обстоятельство, что при данной форме отверстия момент эквивалентности диполя пропорционален площади этого отверстия в степени три вторых. Из этого следует, что замена одного большого отверстия несколькими малыми, общая площадь которых равна площади этого большого отверстия, будет способствовать улучшению эффективности экранирования. Расчеты показывают, что замена одного большого отверстия N малыми с той же общей площадью ведет

к ослаблению поля, проникающего в защищаемую область пространства, в N раз.

Ориентировочно ослабление поля, проникающего через отверстие, вследствие конечности толщины d стенок можно учесть, рассматривая отверстие как запердельный волновод — *волноводный фильтр*. Обозначив коэффициент ослабления такого поля как Θ_α , можно принять

$$\Theta_\alpha = e^{\alpha d},$$

где значение коэффициента α зависит от характера поля, формы и площади отверстия (табл. 1.42). Проникающее через отверстие поле можно существенно ослабить путем насадки патрубка на это отверстие. Тогда значение Θ_α может быть найдено по формуле (1.28) с заменой в ней толщины экрана d на длину патрубка l .

Таблица 1.42

Зависимость коэффициента α от формы и площади отверстия в экране

Форма отверстия	Квазиэлектростатическое поле	Квазимагнитостатическое поле
Круг с радиусом R	$\frac{2,4}{R}$	$\frac{1,84}{R}$
Прямоугольник с шириной b и длиной a	$\pi\sqrt{\frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2}}$	$\frac{\pi}{b}$

Проникновение поля через отверстие можно значительно ослабить, применяя разделение одного большого отверстия на несколько малых и одновременно используя патрубки [32, 33].

Тесты к лекции 1.25

1. Какие материалы эффективны для экранирования квазиэлектростатических полей?

- а) медь;
- б) алюминий;
- в) сталь;
- г) свинец.

2. Какие материалы эффективны для экранирования квазимагнитостатических полей?

- а) сталь;
- б) алюминий;
- в) медь;
- г) свинец.

3. Какой должна быть минимальная толщина экрана при экранировании ИЭП типа магнитного диполя на частотах около 10 кГц и ниже для получения эффективности экранирования более 60 дБ?

- а) 4 мм, сталь;
- б) 1 мм, медь;
- в) 0,1 мм, алюминий;
- г) 1 мм, картон.

4. Какой должна быть минимальная толщина экрана при экранировании замкнутыми экранами ИЭП типа электрического диполя на всех частотах для получения эффективности экранирования более 120 дБ?

- а) 0,1 мм, медь;
- б) 1 мм, сталь;
- в) 5 мм, сталь;
- г) 2 мм, свинец.

5. Как изменяется глубина скин-эффекта при увеличении частоты излучения?

- а) уменьшается;
- б) возрастает;
- в) не изменяется;
- г) в зависимости от материала.

2. МЕТОДИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ

2.1. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ ПРАКТИЧЕСКИХ РАБОТ

ПРАКТИЧЕСКАЯ РАБОТА (СЕМИНАР) № 1. РАСЧЕТ НИЗКОВОЛЬТНОГО ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАНСФОРМАТОРА НА БАЗЕ СТАНДАРТНОГО МАГНИТОПРОВОДА

Цель работы: изучение принципов расчета низковольтного высокочастотного трансформатора на базе стандартного магнитопровода; изучение конструкции и принципов их работы; получение заданных входных и выходных параметров трансформатора; приобретение навыков расчета силового трансформатора по заданным параметрам выходных напряжения и тока.

Задание по работе

1. Получить задание.
2. Рассчитать параметры трансформатора по заданным характеристикам.
3. Проанализировать результаты работы, сформулировать краткие выводы по работе.

Теоретическая часть

Требуется выполнить расчет трансформатора, электрическая схема которого приведена на рис. 2.1.

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. 2.1). 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 U_1 , которое с учетом допустимого отклонения в меньшую сторону принимаем равным 132 В.

Напряжения на обмотках II и III заданы с учетом падения напряжения на диодах выходных выпрямителей: $U_2 = 4$ В; $U_3 = 10$ В. Токи обмоток II и III,

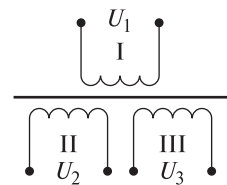


Рис. 2.1. Электрическая схема низковольтного высокочастотного трансформатора:
I—III — обмотки

определяемые нагрузками, принимаем 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.

Приведем последовательность расчета.

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

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

3. Входной ток трансформатора

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

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. 2.1 типоразмер магнитопровода Ш12×15 марки М2000НМ1-14 (в технической документации записывается: «...сердечник замкнутый М2000НМ1-14. Ш12×15...ТУ».)

5. Эквивалентная площадь поперечного сечения выбранного магнитопровода $A_e = 1,8 \text{ см}^2$ (см. табл. 2.1).

6. Площадь поперечного сечения провода обмотки определяется допустимой плотностью тока j : $q = I/j$. Для выбранного магнитопровода по табл. 2.1 определяем допустимую плотность тока $j \leq 4,4 \text{ А/мм}^2$.

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 площадь сечения 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. 2.1.

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

Для обмотки II принимаем $j_2 = 2,4 \text{ А/мм}^2$. Тогда площадь сечения провода обмотки II $q_2 = 60/2,4 = 25 \text{ мм}^2$. Для обмотки II выбираем ленту медную по ГОСТ 1173–2006 «Фольга, ленты, листы и плиты медные. Технические условия» с поперечными размерами $25 \times 1 \text{ мм}$.

Для обмотки III принимаем $j_3 = 2,55 \text{ А/мм}^2$. Тогда площадь сечения провода обмотки III $q_3 = 0,5/2,55 = 0,196 \text{ мм}^2$. Этой площади сечения соответствует провод с диаметром по меди $d_{\text{м3}} = 0,5 \text{ мм}$ и диаметром по изоляции $d_{\text{из3}} = 0,56 \text{ мм}$.

Таблица 2.1

Значения параметров трансформаторов для различных значений мощности и частоты при напряжении до 300 В (часть 1)

$A_e S_0, \text{см}^4$	$P, \text{Вт, при } f, \text{кГц}$			Типоразмер магнито-провода	Параметры конструкции трансформатора, мм (рис. 2.2)				
	10	20	50		a	b	L_n	h_0	h_s
0,008	0,4	0,6	1	Ш2,5×2,5	—	—	—	—	—
0,015	0,8	1,2	2	Ш3×3	—	—	—	—	—
0,053	2,0	3,0	5	Ш4×4	—	—	—	—	—
0,130	4,0	6,0	8	Ш5×5	—	—	—	—	—
0,290	8,0	12,0	20	Ш6×6	6,6	6,8	13	5,0	4,0
0,560	15,0	20,0	35	Ш7×7	7,7	7,9	16	6,0	4,9
1,060	30,0	45,0	80	Ш8×8	8,8	9,0	20	7,5	6,3
2,080	60,0	90,0	120	Ш10×10	10,8	11,0	23	8,0	6,8
4,900	140,0	210,0	400	Ш12×15	12,8	16,0	27	9,0	7,8
13,400	380,0	570,0	900	Ш16×20	16,8	21,0	35	11,0	9,6
30,000	840,0	1000,0	1500	Ш20×28	20,8	29,0	41	12,0	10,5

Значения параметров трансформаторов для различных значений мощности и частоты при напряжении до 300 В (часть 2)

$A_e, \text{см}^2$	$l_{cp}, \text{см}$	$M_c, \text{г}$	μ_0	$\xi, ^\circ\text{C/Вт}$	Рекомендуемые параметры трансформатора				
					$j, \text{А/мм}^2$	$B, \text{Тл, при } f, \text{кГц}$			$\Delta U, \%$
						10	20	50	
0,075	2,15	0,47×2	1027	—	8,0	0,2	0,20	0,20	9,0
0,105	2,64	0,79×2	1130	—	7,0	0,2	0,20	0,20	8,5
0,193	3,45	1,91×2	1260	—	6,5	0,2	0,20	0,20	8,0
0,300	4,31	3,70×2	1345	—	6,0	0,2	0,20	0,20	7,5
0,424	5,28	6,22×2	1445	25,40	6,0	0,2	0,20	0,20	7,0
0,620	6,29	11,75×2	1520	19,10	5,5	0,2	0,20	0,19	6,0
0,692	7,51	13,6×2	1575	16,00	5,0	0,2	0,20	0,18	5,0
1,000	8,38	22,2×2	1615	11,60	4,7	0,2	0,2	0,17	4,0
1,800	9,67	46,0×2	1655	9,17	4,4	0,2	0,19	0,16	3,0
3,200	12,30	104,0×2	1720	5,72	4,0	0,2	0,18	0,15	2,0
5,770	14,40	223,0×2	1755	3,63	3,2	0,2	0,17	0,14	1,0

Примечание. В табл. 2.1 обозначено:

$A_e S_o$ — произведение эквивалентной площади сечения и площади окна магнитопровода, см⁴;

A_e — эквивалентная площадь сечения магнитопровода, см²;

S_o — площадь окна, см²;

P — мощность трансформатора, Вт, при частоте тока f , кГц;

l_{cp} — длина средней линии магнитопровода, см;

M_c — масса магнитопровода, г;

μ_o — эквивалентная магнитная проницаемость;

ξ — температурный коэффициент мощности, °C/Вт.

7. Число витков первичной обмотки

$$W_1 = \frac{U_1 \cdot 10^4}{4k_\phi f B A_e},$$

где k_ϕ — коэффициент формы трансформируемого напряжения (для синусоиды $k_\phi = 1,11$, для меандра $k_\phi = 1$). По данным табл. 2.1, индукция в выбранном магнитопровode 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

$$W_1 = \frac{132 \cdot 10^4}{4 \cdot 1 \cdot 5 \cdot 10^4 \cdot 0,115 \cdot 1,8} = 31,99.$$

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

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

$$E = \frac{U_1}{W_1} = \frac{132}{32,5} = 4,06 \text{ В/виток.}$$

9. Число витков обмотки II определяем по формуле

$$W_2 = \frac{U_2 m_2}{E},$$

где m_2 — коэффициент, позволяющий учесть падение напряжения на обмотке II. По данным табл. 2.1, 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

$$W_2 = \frac{4 \cdot 1,005}{4,06} = 0,98.$$

Округляем полученное значение: $W_2 = 1$.

10. Число витков обмотки III:

$$W_3 = \frac{U_3 m_3}{E_1}.$$

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

$$W_3 = \frac{10 \cdot 1,004}{4,06} = 2,47.$$

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

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

В первичной обмотке

$$W_{1\text{сл}} = \frac{L_n k_{y1}}{d_{из1}},$$

где L_n — размер обмотки (см. рис. 2.1) выбираем по табл. 2.1; k_{y1} — коэффициент укладки провода первичной обмотки. Принимаем $k_{y1} = 0,95$ по табл. 2.2. Для выбранного магнитопровода $L_n = 27$ мм. Тогда

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

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

В обмотке II в соответствии с п. 9 имеем

$$W_{2\text{сл}} = 1.$$

В обмотке III

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

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

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

Принимаем $W_{1\text{сл}} = 44$ (округляем в сторону меньших значений).

12. Рассчитываем число слоев в обмотках.

В первичной обмотке число слоев

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

где $k_{\text{пар}}$ — коэффициент, позволяющий учесть число параллельных проводов, используемых при изготовлении обмотки.

Согласно п. 6, имеем $k_{\text{пар}} = 2$. Тогда

$$N_1 = \frac{32,5 \cdot 2}{29} = 2,24.$$

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

В обмотке II, согласно п. 9, число слоев

$$N_2 = 1.$$

В обмотке III

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

Обмотку III 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. 2.2):

$$h_i = [N_i d_{\text{изи}} + (N_i - 1) \delta_i] k_{pi}, \quad i = 1, 2, 3,$$

где δ — толщина межслоевой изоляции (см. табл. 2.2); k_p — коэффициент разбухания обмотки.

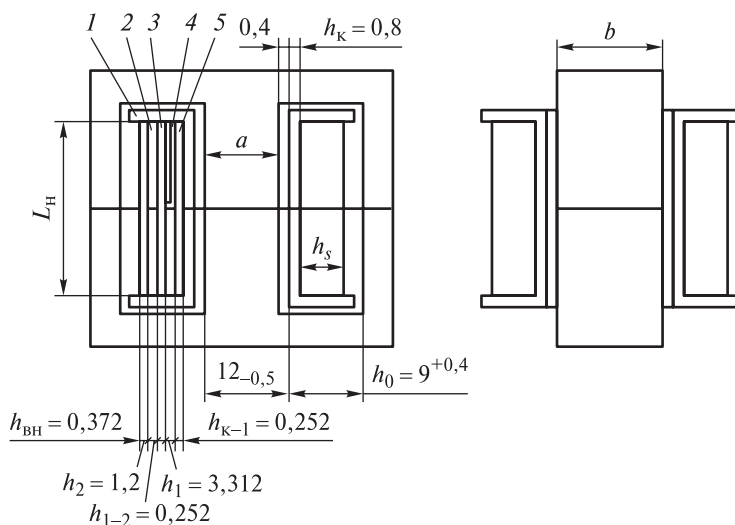


Рис. 2.2. Эскиз трансформатора с Ш-образным магнитопроводом:

1 — каркас; 2 — обмотка II; 3 — межобмоточная изоляция; 4 — обмотка III; 5 — первичная обмотка (обмотка I)

Высота обмотки I:

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

тогда $\delta_1 = 0,12$ мм — толщина слоя изолирующей бумаги марки К-120 (см. табл. 2.2).

Принимаем коэффициент разбухания $k_{p1} = 1,15$. Таким образом,

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

Высота обмотки II:

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

где $\delta_2 = 0,12$ мм.

Таблица 2.2

**Значения коэффициентов k_y и k_p и толщины межслоевой изоляции
для расчета размеров обмоток**

Диаметр провода по изоляции $d_{из}$, мм	Коэффициент укладки провода k_y	Коэффициент разбухания обмотки k_p	Межслоевая изоляция	Толщина межслоевой изоляции δ , 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 ЭН-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)	0,120
Более 0,99	0,97	1,15		0,120

Принимаем коэффициент разбухания $k_{p2} = 1,2$ мм. Таким образом,

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

Высота обмотки III:

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

где $\delta_3 = 0,12$ мм.

Принимаем коэффициент разбухания $k_{p3} = 1,1$ мм. 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 ширину воздушного зазора между магнитопроводом и каркасом не 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.

Межслоевую и межобмоточную изоляцию выбираем в соответствии с рекомендациями, приведенными в табл. 2.2. 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 обмотками I и II и внешняя изоляция. Кроме того, дополнительно снаружи помещается слой бумаги К-120 (толщина слоя 0,12 мм).

Таким образом, суммарная толщина изоляции между каркасом и первичной обмоткой $h_{к-1} = 0,252$ мм. Такова же толщина изоляции между первичной обмоткой и обмоткой II $h_{1-2} = 0,252$ мм. Толщина внешней изоляции $h_{вн} = 0,252 + 0,12 = 0,372$ мм.

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

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

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

16. Рассчитываем длину средних витков обмоток.

Длина среднего витка обмотки I:

$$L_{\text{ср1}} = 2a + 2b + 2\pi \left(r_{\text{к}} + h_{\text{к-1}} + \frac{h_1}{2} \right) = \\ = 2 \cdot 12,8 + 2 \cdot 16 + 2\pi \left(0,4 + 0,8 + 0,252 + \frac{3,312}{2} \right) = 77,1 \text{ мм,}$$

где $r_{\text{к}}$ — радиус изгиба провода на каркасе.

Значения a и b выбираем по табл. 2.1.

Длина среднего витка обмотки II:

$$L_{\text{ср2}} = 2a + 2b + 2\pi \left(r_{\text{к}} + h_{\text{к-1}} + h_1 + h_{1-2} + \frac{h_2}{2} \right) = \\ = 2 \cdot 12,8 + 2 \cdot 16 + 2\pi \left(1,2 + 0,252 + 3,312 + 0,252 + \frac{1,2}{2} \right) = 92,87 \text{ мм.}$$

Длина среднего витка обмотки III:

$$L_{\text{ср3}} \approx L_{\text{ср1}} = 77,1 \text{ мм.}$$

17. Определяем сопротивление обмоток постоянному току при температуре окружающей среды $t_{\text{окр}} = +20$ °С.

Сопротивление первичной обмотки:

$$R_1 = \rho L_{\text{ср1}} \frac{W_1}{q_1},$$

где ρ — удельное электрическое сопротивление медного провода, $\rho = 0,0175$ Ом·мм²/м; q_1 — площадь поперечного сечения провода первичной обмотки (см. п. 6, два провода с площадью поперечного сечения 0,5 мм² каждый);

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

Сопротивление обмотки II:

$$R_2 = \frac{\rho L_{\text{ср2}} W_2}{q_2} = 0,0175 \cdot 92,87 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{1}{25} = 6,49 \cdot 10^{-5} \text{ Ом.}$$

Сопротивление обмотки III:

$$R_3 = \frac{\rho L_{\text{ср3}} W_3}{q_3} = 0,0175 \cdot 77,1 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{2,5}{0,196} = 0,0171 \text{ Ом.}$$

18. Сопротивление обмоток переменному току рассчитываем по выражению

$$R_{-i} = k_{-i} R_i, \quad i = 1, 2, 3,$$

где k_{-i} — коэффициент увеличения активного сопротивления в зависимости от частоты f (определяем по графикам, приведенным на рис. 2.3).

Сопротивление обмотки I

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

где значение коэффициента k_{-1} определено по кривой 6 на рис. 2.3 для $d = 0,8$ мм при частоте $f = 50$ кГц.

Сопротивление обмотки II:

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

где значение коэффициента k_{-2} определено по кривой 6 на рис. 2.3 для $d = 1,0$ мм при частоте $f = 50$ кГц.

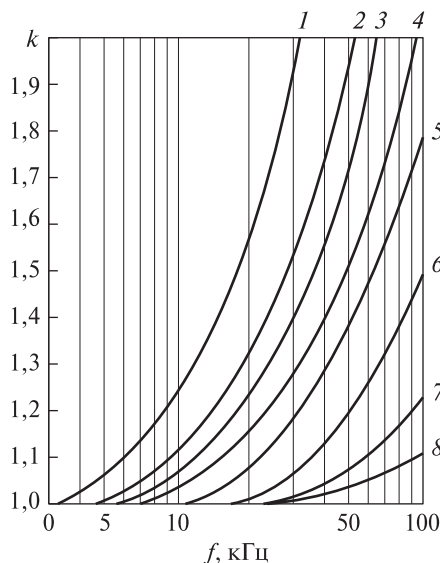


Рис. 2.3. Зависимость коэффициента увеличения активного сопротивления k от частоты f при различных значениях диаметра d медных проводов:

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

Сопротивление обмотки III:

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

19. Рассчитываем массу меди обмоток.

Масса меди обмотки I:

$$M_1 = L_{\text{ср1}} W_1 q_1 \gamma,$$

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

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

Масса меди обмотки II:

$$M_2 = L_{\text{ср2}} W_2 q_2 \gamma = 92,87 \cdot 10^{-1} \cdot 1 \cdot 25 \cdot 10^{-2} \cdot 8,9 = 20,66 \text{ г.}$$

Масса меди обмотки III:

$$M_3 = L_{\text{ср3}} W_3 q_3 \gamma = 77,1 \cdot 10^{-1} \cdot 1 \cdot 2,5 \cdot 0,196 \cdot 10^{-2} \cdot 8,9 = 0,336 \text{ г.}$$

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

$$P_{mi} = k_{\theta} I_i^2 R_{-i}, \quad i = 1, 2, 3,$$

где k_{θ} — температурный коэффициент сопротивления, позволяющий учесть температуру перегрева обмотки θ относительно температуры окружающей среды $t_{\text{окр}} = 65 \text{ }^{\circ}\text{C}$; $k_{\theta} = 1 + \nu \theta$ (для меди коэффициент $\nu = 0,004 \text{ 1/град}$).

Ограничим допустимую температуру перегрева обмоток $\theta_{\text{доп}}$ относительно температуры окружающей среды значением $70 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Тогда температурный коэффициент

$$k_{\theta} = 1 + 0,004 \cdot 70 = 1,28.$$

Потери в обмотках составят:

$$P_{m1} = k_{\theta} I_1^2 R_{-1} = 1,28 \cdot 2^2 \cdot 0,091 = 0,466 \text{ Вт;}$$

$$P_{m2} = k_{\theta} I_2^2 R_{-2} = 1,28 \cdot 60^2 \cdot 7,66 \cdot 10^{-5} = 0,353 \text{ Вт;}$$

$$P_{m3} = k_{\theta} I_3^2 R_{-3} = 1,28 \cdot 0,5^2 \cdot 0,018 = 0,006 \text{ Вт.}$$

Суммарные потери в меди обмоток:

$$P_{\text{м}} = P_{m1} + P_{m2} + P_{m3} = 0,466 + 0,353 + 0,006 = 0,825 \text{ Вт.}$$

21. Рассчитываем потери в феррите магнитопровода по выражению

$$P_{\text{с}} = P_{\text{уд}} M_{\text{с}},$$

где $P_{\text{уд}}$ — удельные потери в магнитопроводе, $P_{\text{уд}} = \rho_0 (f/f^*)^\alpha (B_m/B_m^*)^\beta$ (здесь $f^* = 1$ кГц — базовое значение частоты; $B_m^* = 1$ Тл — базовое значение индукции; ρ_0 , α , β — коэффициенты, полученные на основе экспериментальных данных, табл. 2.3); M_c — масса магнитопровода, равная суммарной массе двух Ш-образных деталей, $M_c = 0,046 \cdot 2 = 0,092$ кг.

Таблица 2.3

Значения коэффициентов, необходимые для расчета удельных потерь в магнитопроводах

Марка феррита	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

По табл. 2.3 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

$$P_{\text{уд}} = 68 \cdot \left(\frac{50}{1}\right)^{1,2} \cdot \left(\frac{0,115}{1}\right)^{2,8} = 17,427 \text{ Вт/кг};$$

$$P_c = 17,427 \cdot 0,092 = 1,603 \text{ Вт}.$$

22. Потери в трансформаторе:

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

23. Проверяем значение КПД на основании полученных расчетных значений мощностей:

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вых}} + P_T} = \frac{245}{245 + 2,43} = 0,9902.$$

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:

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

Реактивная составляющая тока холостого хода

$$I_{0p} = \frac{Hl_{\text{ср}}}{W_1},$$

где $H = B/\mu_0\mu_{\Sigma}$ ($B = 0,115$ Тл — см. п. 7; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; $\mu_{\Sigma} = 1655$ — эквивалентная магнитная проницаемость, которую определяем по табл. 2.1 для магнитопровода Ш12×15); $l_{\text{ср}} = 9,67$ см — длина средней линии магнитопровода Ш12×15 (см. табл. 2.1).

Вычисляем значения H и I_{0p} :

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

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

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 значение $\cos \varphi$ (где φ — смещение фазы между кривыми напряжения и тока) в цепи первичной обмотки при нагруженном трансформаторе примерно равно 0,9, окончательно получаем уточненное значение входного тока:

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

25. Определяем падение напряжения на обмотках трансформатора.

Падение напряжения на обмотке I:

$$\Delta U_1 = k_0 I_{1\text{ут.о}} R_{-1} = 1,28 \cdot 2,1 \cdot 0,091 = 0,245 \text{ В.}$$

Падение напряжения на обмотке II:

$$\Delta U_2 = k_0 I_2 R_{-2} = 1,28 \cdot 60 \cdot 7,66 \cdot 10^{-5} = 0,0059 \text{ В.}$$

Падение напряжения на обмотке III:

$$\Delta U_3 = k_0 I_3 R_{-3} = 1,28 \cdot 0,5 \cdot 0,018 = 0,0115 \text{ В.}$$

В процентном выражении:

$$\Delta U_1 = \frac{\Delta U_1}{U_1} \cdot 100 \% = 0,186 \%;$$

$$\Delta U_2 = \frac{\Delta U_2}{U_2} \cdot 100 \% = 0,148 \%;$$

$$\Delta U_3 = \frac{\Delta U_3}{U_3} \cdot 100 \% = 0,115 \%.$$

Проверяем принятые в п. 9 и 10 значения падения напряжения. Для этого определяем приведенные значения (в процентах) падения напряжения ΔU_{1-2} (на обмотках I и II) и ΔU_{1-3} (на обмотках I и III):

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

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

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

26. Определяем температуру перегрева обмоток трансформатора по выражению

$$\theta = P_t \xi,$$

где $\xi = 9,17 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$ — температурный коэффициент мощности (см. табл. 2.1, $\theta = 2,43 \cdot 9,17 = 22,3 \text{ }^\circ\text{C}$).

Таким образом, температура перегрева обмоток значительно ниже предполагаемого значения $70 \text{ }^\circ\text{C}$ (см. п. 20).

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

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каковы основные компоненты трансформатора?
2. Для чего используется трансформатор?
3. От чего зависит выбор типа магнитопровода?
4. Чем определяются тип и диаметр провода обмоток?

ПРАКТИЧЕСКАЯ РАБОТА (СЕМИНАР) № 2. РАСЧЕТ ВЫСОКОПОТЕНЦИАЛЬНОГО ДВУХОБМОТОЧНОГО ТРАНСФОРМАТОРА, РАБОТАЮЩЕГО НА ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЕ

Цель работы: изучение принципов расчета высокопотенциального двухобмоточного трансформатора, работающего на повышенной частоте; изучение конструкции и принципов его работы; получение заданных входных и выходных параметров трансформатора; приобретение навыков расчета трансформатора по заданным параметрам выходных напряжения и тока.

Задание по работе

1. Получить задание.
2. Рассчитать параметры трансформатора по заданным характеристикам.
3. Проанализировать результаты работы, сформулировать краткие выводы по работе.

Теоретическая часть

Требуется выполнить расчет трансформатора, электрическая схема которого приведена на рис. 2.4.

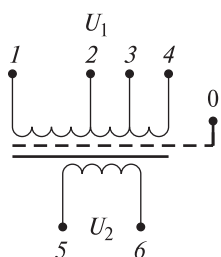


Рис. 2.4. Электрическая схема высокопотенциального двухобмоточного трансформатора повышенной частоты:
1–6 — выводы обмоток

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

Определим расчетную мощность вторичной обмотки трансформатора:

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 = 12,6 \cdot 6 = 75,6 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

Габаритная мощность трансформатора

$$P_T = 0,5(P_1 + P_2) \approx P_2 = 75,6 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

Максимальное рабочее напряжение, воздействующее на изоляцию:

$$U_p = U_2(1 + \xi \cdot 10^{-2}) + \frac{U}{\sqrt{2}} = 12,6 \cdot 1,03 + \frac{30\,000}{\sqrt{2}} = 21,3 \cdot 10^3 \text{ В} = 21,3 \text{ кВ}.$$

Допустимая температура перегрева обмоток для срока службы 5000 ч при $t_{\max} = 120\text{ }^{\circ}\text{C}$:

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

Коэффициент заполнения окна медью K_M определяем по графикам, приведенным на рис. 2.5. При рабочем напряжении $U_p = 21,3\text{ кВ}$ имеем $K_M = 0,07$ для магнитопровода ПЛВ12,5×12,5.

Коэффициент K_M определяют по наименьшему типоразмеру магнитопровода, соответствующему значению $U_p = 21,3\text{ кВ}$.

Типоразмер магнитопровода определяем по графикам, приведенным на рис. 2.6. С учетом табл. 2.4 при $\theta = 35\text{ }^{\circ}\text{C}$, $K_M = 0,07$, для магнитопровода ПЛВ12,5×2,5-62,5 допустимая мощность трансформатора $P_T \approx 76\text{ В}\cdot\text{А}$.

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

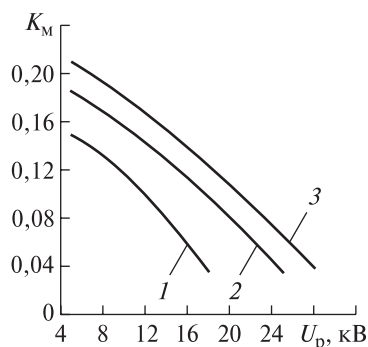


Рис. 2.5. Зависимость коэффициента заполнения окна медью K_M от рабочего напряжения U_p :

1 — ПЛВ10; 2 — ПЛВ12,5;
3 — ПЛВ16

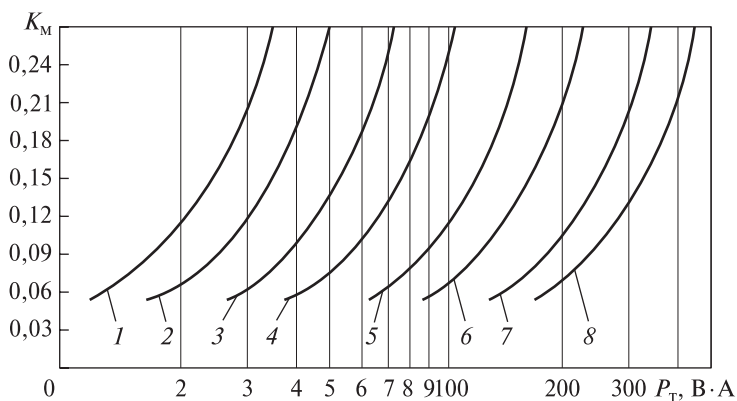


Рис. 2.6. Зависимости коэффициента заполнения окна медью K_M от мощности трансформатора P_T при $f = 400\text{ Гц}$, $\theta = 35\text{ }^{\circ}\text{C}$:

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

Плотность тока (предварительное значение) определяем по графикам, представленным на рис. 2.7. Для $K_M = 0,07$ при $\theta = 35\text{ }^{\circ}\text{C}$ магнитопроводу ПЛВ12,5×12,5 соответствует значение $j_0 = 4,5\text{ А/мм}^2$.

Значение рабочей индукции определяем по графикам, приведенным на рис. 2.8. Для $K_M = 0,07$ при $\theta = 35\text{ }^{\circ}\text{C}$ магнитопроводу ПЛВ12,5×12,5 соответствует значение $B = 1,4\text{ Тл}$.

Таблица 2.4

Значения основных параметров магнитопроводов типа ПЛВ и размеры гильз для них

Типоразмер магнитопровода	Размер окна магнитопровода, мм		$S_c, \text{мм}^2$	$l_{cp}, \text{см}$	Масса магнитопровода $M_c, \text{г}$, при толщине стали, мм	Расчетные коэффициенты				Размеры гильз, мм			
	l_{min}	h_{min}				K_1	K_2	K_3	a_r	b_r	l_r	S_r	
ПЛВ 8×8-40	20,0	40,0	64	14,5	0,08	0,35	10,00	31,70	58,10	11,1	10,6	38,5	0,8
ПЛВ 8×10-40			80		60		9,77	28,70	53,10		12,6		
ПЛВ 8×12,5-40			100		75		9,50	25,70	48,00		15,1		
ПЛВ 8×16-40			128		95		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	13,0	48,5	1,0
ПЛВ 10×12,5-50			125		140		6,51	18,55	35,80		15,5		
ПЛВ 10×16-50			160		180		6,35	16,60	32,50		19,0		
ПЛВ 12×20-50			200		225		6,20	14,65	29,00		23,0		
ПЛВ 12,5×12,5-62,5	31,5	52,5	156	22,6	260	285	4,50	13,30	26,50	16,0	15,5	61,0	1,0
ПЛВ 12,5×16-62,5			200		330	365	4,39	12,00	24,20		19,0		
ПЛВ 12,5×20-62,5			250		415	470	4,28	10,70	21,90		25,0		
ПЛВ 12,5×25-62,5			312		520	570	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	21,0	20,0	78,5	1,5
ПЛВ 16×20-80			320		580	640	2,84	7,50	15,81		24,0		
ПЛВ 16×25-80			400		730	800	2,77	6,60	14,14		29,0		
ПЛВ 16×32-80			512		940	1020	2,70	5,85	12,84		36,0		

Примечание. Здесь S_c — площадь сечения стержня магнитопровода, мм^2 ; l_{cp} — длина средней линии магнитопровода, см.

Рис. 2.7. Зависимость 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

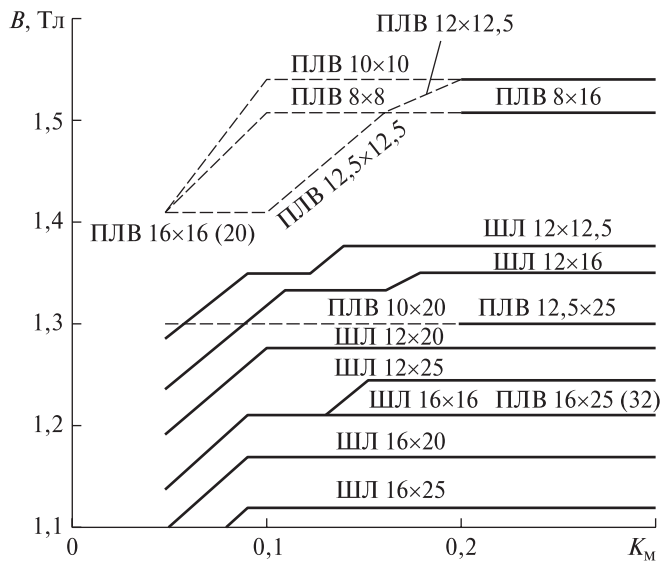
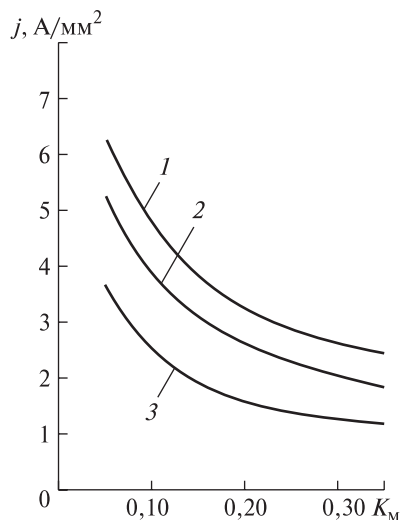


Рис. 2.8. Зависимость рабочей индукции B от коэффициента заполнения окна медью K_M при $f = 400$ Гц, $\theta = 35$ °С для магнитопроводов типа ШЛ и ПЛВ

Электродвижущая сила, индуцированная в одном витке:

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

где $f = 400$ Гц, $S_c = 156$ мм (см. табл. 2.4), $K_c = 0,85$.

Относительное падение напряжения (предварительное значение):

$$\Delta U_0 = \frac{2,1 \cdot 10^{-2} j_0 l_{к.ср}}{E} = \frac{2,1 \cdot 10^{-2} \cdot 4,5 \cdot 14,7}{0,33} = 4,21 \%,$$

где $l_{\text{к.ср}}$ — средняя длина витка катушки, определяемая по выражению

$$l_{\text{к.ср}} = 2a + 2b + \pi l_{\text{min}}.$$

Число витков обмоток (предварительное значение):

— первичной

$$W_{01} = \frac{U_1}{E(1 - 0,8\Delta U_0 \cdot 10^{-2})} = \frac{115}{0,33 \cdot (1 - 0,8 \cdot 4,21 \cdot 10^{-2})} = 337;$$

— вторичной

$$W_{02} = \frac{U_2}{E(1 + 1,2\Delta U_0 \cdot 10^{-2})} = \frac{12,6}{0,33 \cdot (1 + 1,2 \cdot 4,21 \cdot 10^{-2})} = 40.$$

Потери в магнитопроводе определяем по выражению

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

Значение $P_{\text{уд}}$ определяем по графикам, приведенным на рис. 2.9, значение M_c — по табл. 2.4.

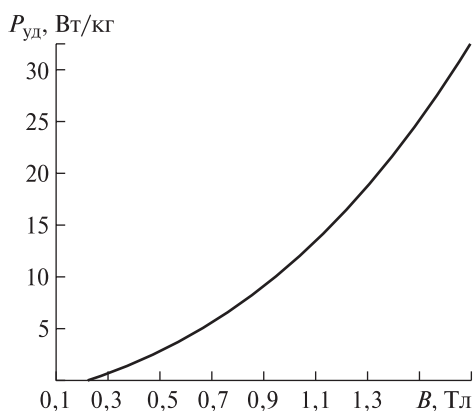


Рис. 2.9. Зависимость удельных потерь $P_{\text{уд}}$ в магнитопроводе из стали 3421 толщины 0,08 мм от индукции B при $f = 400$ Гц

Нагрузочная составляющая тока первичной обмотки:

$$I_{\text{н1}} = \frac{P_2}{U_1(1 - 2\Delta U_0 \cdot 10^{-2})} = \frac{75,6}{115 \cdot (1 - 2 \cdot 0,0421)} = 0,72 \text{ А}.$$

Активная составляющая тока первичной обмотки, позволяющая учесть потери в магнитопроводе:

$$I_{\text{а1}} = \frac{P_c}{U_1(1 - \Delta U_0 \cdot 10^{-2})} = \frac{5,7}{115 \cdot (1 - 0,0421)} = 0,052 \text{ А}.$$

Реактивная составляющая намагничивающего тока в рабочем режиме:

$$I_{0p} = \frac{Hl_{cp}}{W_{01}} = \frac{3,5 \cdot 22,6}{337} = 0,235 \text{ А.}$$

Значение H определяем по графикам, приведенным на рис. 2.10, значение l_{cp} , — по табл. 2.4.

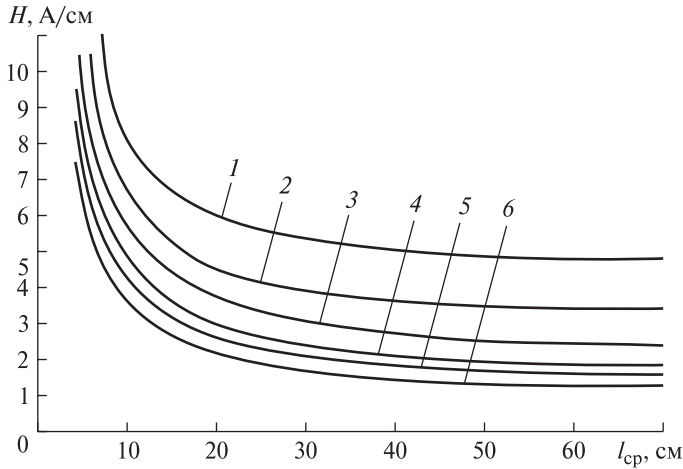


Рис. 2.10. Зависимость напряженности магнитного поля H от длины средней линии магнитопровода l_{cp} для стали 3421:
1 — $B = 1,6$ Тл; 2 — $B = 1,5$ Тл; 3 — $B = 1,4$ Тл; 4 — $B = 1,3$ Тл;
5 — $B = 1,2$ Тл; 6 — $B = 1$ Тл

Ток первичной обмотки определяем по выражению

$$I_1 = \sqrt{(I_{n1} + I_{a1})^2 + I_{0p}^2} = \sqrt{(0,72 + 0,0052)^2 + 0,235^2} = 0,807 \text{ А.}$$

Площадь сечения обмоточного провода (предварительное значение):

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

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

Определяем площадь сечения, диаметр и марку провода. По табл. 2.5 для провода марки ПЭТВ-2 $q_1 = 0,159 \text{ мм}^2$; $d_1 = 0,45 \text{ мм}$; $q_2 = 1,54 \text{ мм}^2$; $d_2 = 1,40 \text{ мм}$.

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

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

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

Таблица 2.5

Характеристики проводов марки ПЭТВ-2

Диаметр по меди d_1 , мм	Сечение меди q_0 , мм ²	Диаметр провода с изоляцией d_2 , мм	Сопротивление 1 м провода при 20 °С, мОм	Масса 1 м провода, г
0,050	0,0020	0,063	8709,00	0,0180
0,063	0,0031	0,074	5484,00	0,0277
0,071	0,0040	0,091	4319,00	0,0352
0,080	0,0050	0,101	3402,00	0,0447
0,090	0,0064	0,113	2688,00	0,0566
0,100	0,0079	0,125	2177,00	0,0698
0,106	0,0088	0,132	1938,00	0,0785
0,112	0,0099	0,139	1736,00	0,0876
0,118	0,0109	0,145	1564,00	0,0972
0,125	0,0123	0,154	1393,00	0,1091
0,132	0,0137	0,162	1250,00	0,1217
0,140	0,0154	0,171	1110,00	0,1369
0,150	0,0177	0,182	967,30	0,1571
0,160	0,0201	0,194	850,20	0,1787
0,170	0,0237	0,205	753,10	0,2018
0,180	0,0255	0,207	671,80	0,2262
0,190	0,0284	0,228	602,90	0,2521
0,200	0,0314	0,239	544,10	0,2793
0,212	0,3530	0,254	484,30	0,3138
0,224	0,0394	0,266	433,80	0,3503
0,250	0,0437	0,297	348,40	0,4360
0,265	0,0552	0,314	310,00	0,4903
0,280	0,0616	0,329	277,70	0,5474
0,300	0,0707	0,352	241,90	0,6284
0,315	0,0779	0,367	219,40	0,6928
0,335	0,0881	0,391	194,00	0,7836
0,355	0,0990	0,411	172,80	0,8799
0,375	0,1104	0,434	154,80	0,9819
0,400	0,1257	0,459	136,10	0,1170
0,425	0,1419	0,488	120,50	1,2610
0,450	0,1590	0,513	107,50	1,4140
0,475	0,1772	0,541	96,50	1,5750

Окончание табл. 2.5

Диаметр по меди d_1 , мм	Сечение меди q_0 , мм ²	Диаметр провода с изоляцией d_2 , мм	Сопротивление 1 м провода при 20 °С, мОм	Масса 1 м провода, г
0,500	0,1963	0,566	87,09	1,7460
0,530	0,2206	0,600	77,51	1,9610
0,560	0,2463	0,630	69,43	2,1900
0,600	0,2827	0,674	60,48	2,5140
0,630	0,3117	0,704	54,86	2,7710
0,670	0,3526	0,749	48,50	3,1340
0,710	0,3959	0,789	43,19	3,5200
0,750	0,4418	0,834	38,71	3,9270
0,800	0,5027	0,884	34,02	4,4690
0,850	0,5675	0,939	30,13	5,0450
0,900	0,6362	0,969	26,88	5,6560
0,950	0,7088	1,044	24,12	6,3010
1,000	0,7854	1,094	21,77	6,9820
1,060	0,8825	1,157	19,38	7,8450
1,120	0,9852	1,217	17,36	8,7580
1,180	1,0936	1,279	15,64	9,7220
1,250	1,2272	1,349	13,93	10,9100
1,320	1,3685	1,422	12,50	12,1700
1,400	1,5394	1,502	11,11	13,6900
1,450	1,6513	1,554	10,36	14,2300
1,500	1,7671	1,606	9,68	15,7100
1,600	2,0106	1,706	8,50	17,8700
1,700	2,2698	1,809	7,53	20,1800
1,800	2,5447	1,909	6,72	22,6200
1,900	2,8353	2,012	6,03	25,2100
2,000	3,1416	2,112	5,44	27,9300
2,120	3,5299	2,235	4,84	31,3800
2,240	3,9408	2,355	4,34	35,0300
2,360	4,3744	2,478	3,91	38,8900
2,500	4,9087	2,618	3,48	43,6400
2,800	6,1575	2,920	2,78	54,7800
3,150	7,7931	3,275	2,19	69,3500
3,550	9,8980	3,680	1,73	88,1100

Схема расположения обмоток и изоляционных промежутков катушки приведена на рис. 2.11.

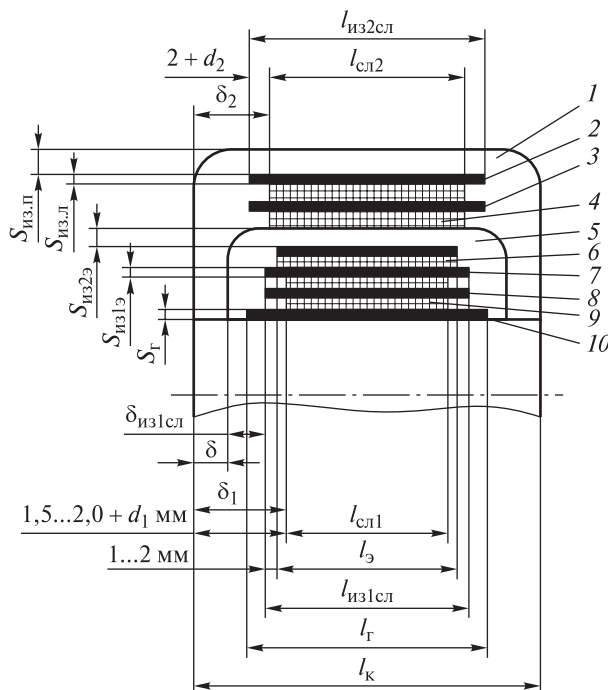


Рис. 2.11. Схема расположения обмоток и изоляционных промежутков в катушке высоковольтного (высокопотенциального) трансформатора с двойной заливкой:

1 — заливочный компаунд вторичной заливки; 2 — демпферная 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

Проведем расчет конструктивных параметров катушки. Длина слоя обмотки $l_{i\text{сл}} = l_k - 2\delta_i$. Отсюда

$$l_{1\text{сл}} = 60,5 - 2 \cdot (4,5 + 0,45) = 50,6 \text{ мм};$$

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

Значение δ_i выбираем по табл. 2.6.

Таблица 2.6

Размеры изоляционных промежутков в катушке

U_p , кВ	P , кВ·А	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		Расположе- ние катушек на стержнях
								$S_{из1э}$, мм	$S_{из.д.}$, мм	
14,0	0,15	$4,5 + d_1$	9,5	1,5	2,0	6,0	6,0	3	3	На одном
	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 одном
	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 одном
	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	

Число витков в слое

$$W_{исл} = \frac{l_{исл} k_y}{d_{из}},$$

откуда

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

$$W_{исл} = \frac{34,5 \cdot 0,87}{1,5} = 20.$$

Значение k_y находим по табл. 2.2 (см. практическую работу № 1).

Определяем число слоев $m_i = W_i / W_{i\text{сл}}$:

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

Отсюда

$$m_1 = 2 \cdot 0,33 \cdot 92 = 61 \text{ В}; \quad m_2 = 2 \cdot 0,33 \cdot 20 = 13,2 \text{ В}.$$

Толщину межслоевой изоляции определяем по табл. 2.7. Для первой обмотки (ЭН-50) она равна 0,05 мм, для второй обмотки (К-120) — 0,12 мм.

Таблица 2.7

Параметры межслоевой изоляции

Материал	Число и толщина слоев изоляционного материала, мм	Максимально допустимое межслоевое напряжение, кВ	Диаметр провода, мм
Пленка электроизоляционная ПЭТ-Э	1×0,02	0,20	До 0,3
Намоточная бумага ЭН-50, ЭН-70	2×0,02	0,40	0,3—0,6
	1×0,05	0,22	
	2×0,05	0,44	Св. 0,9
	1×0,07	0,28	0,6—0,9
	2×0,07	0,56	Св. 0,9
Изоляционная бумага К-120	1×0,12	0,37	Св. 0,9
	2×0,12	0,74	
Конденсаторная бумага КОН	1×0,033	0,16	До 0,3
	2×0,033	0,32	
	3×0,033	0,46	Св. 0,9
Стеклолюдинит ГСКВ-0,1	1×0,1	0,40	

Определим межобмоточную и поверхностную изоляции. По табл. 2.7 с учетом рис. 2.11: $S_{\text{из1э}} = 0,36$ мм (три слоя бумаги К-120); $S_{\text{из2э}} = 10,5$ мм (компаунд ЭЗК-10); $S_{\text{из.д}} = 0,36$ мм (три слоя бумаги К-120); $S_{\text{из.п}} = 10,5$ мм (компаунд ЭЗК-10).

Рассчитываем толщину обмотки по выражению

$$S_i = [m_i d_{\text{изи}} + (m_i - 1) S_{\text{изисл}}] k_p, \text{ мм}.$$

Тогда

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

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

Толщина катушки:

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

Проверяем неравенство $S_k < S_{\min}$:

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

Средняя длина витка обмотки:

$$l_{1cp} = 2(a_r + b_r) + \pi S_l = 2 \cdot (16 + 15,5) = 3,14 \cdot 2,41 = 70,6 \text{ мм}; \\ l_{2cp} = 2(a_r + b_r) + 2\pi(S_l + S_{излэ} + S_э + S_{из2э} + 0,5S_2) = \\ = 2(16 + 15,5) + 2 \cdot 3,14 \cdot (2,41 + 0,36 + 0,05 + 10,5 + 0,5 \cdot 3,59) \approx 158 \text{ мм.}$$

Значения a_r , b_r выбираем по табл. 2.4.

Рассчитываем длину провода обмотки по формуле

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

Тогда

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

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

Определяем сопротивление обмотки по формуле

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

Находим

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

$$R_{i20} = 1,75 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{63,2}{1,54} \approx 0,0723 \text{ Ом.}$$

Массу провода обмотки рассчитываем по формуле

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

Тогда

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

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

где γ — удельная масса меди, $\gamma = 8,9 \text{ г/см}^3$.

Активное сопротивление обмотки:

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

Находим

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

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

Потери в меди:

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

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

Определим температуру перегрева обмоток трансформатора:

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

Коэффициенты K_1 , K_2 , K_3 выбираем по табл. 2.4.

Проверяем неравенство $\theta \leq \theta$:

$$32 \leq 35.$$

Неравенство соблюдается. При несоблюдении неравенства следует перейти к большему типоразмеру магнитопровода и повторить расчет.

Рассчитаем активную составляющую полного падения напряжения:

$$\Delta U_{ai} = I_i R_{it}.$$

Находим

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

$$\Delta U_{a2} = 6 \cdot 0,0839 = 0,5934 \text{ В}.$$

Реактивная составляющая полного падения напряжения:

$$\Delta U_{pi} = 7,85 \cdot 10^{-8} I_i f \left(\frac{W_{i2} l_{i\text{ср}} K_R}{l_{\text{сли}}} \right) \cdot \left(\frac{S_{\text{из1э}} + S_{\text{из2э}}}{2} + \frac{S_i}{3} \right).$$

Тогда

$$\Delta U_{p1} = 7,85 \cdot 10^{-8} \cdot 0,807 \cdot 400 \cdot \left(\frac{332^2 \cdot 70,6 \cdot 0,8}{50,6} \right) \times$$

$$\times \left(\frac{1,05 + 0,03}{2} + \frac{0,241}{3} \right) = 2,00 \text{ В};$$

$$\Delta U_{p2} = 7,85 \cdot 10^{-8} \cdot 6,0 \cdot 400 \cdot \left(40^2 \cdot 159 \cdot \frac{0,8}{34,5} \right) \times$$

$$\times \left(\frac{1,05 + 0,03}{2} + \frac{0,359}{3} \right) = 0,732 \text{ В}.$$

Полное падение напряжения на обмотках:

$$\Delta U_i = \Delta U_{ai} + \frac{\Delta U_{pi}^2}{200}.$$

Находим

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

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

Относительное падение напряжения:

$$\Delta U_{oi} = \left(\frac{\Delta U_1}{U_1 - \Delta U_1} + \frac{\Delta U_i}{U_i + \Delta U_i} \right) \cdot 10^2, \quad i = 2, \dots, n;$$

$$\Delta U_{o2} = \left(\frac{2,49}{115 - 2,49} + \frac{0,508}{12,6 + 0,508} \right) \cdot 100 \% = 6,1 \%.$$

Проверяем неравенство $\Delta U_{oi} \leq \Delta U$:

$$6,1 \leq 10.$$

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

$$j_k = \frac{jP_r}{P_r}.$$

Уточняем число витков первичной обмотки:

$$W_1 = \frac{U_1 - \Delta U_1}{E} = \frac{115 - 2,47}{0,33} = 341.$$

Уточняем число витков вторичной обмотки:

$$W_2 = \frac{U_2 + \Delta U_2}{E} = \frac{12,6 + 0,506}{0,33} = 40.$$

Определяем КПД трансформатора:

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + P_m + P_c} = \frac{75,6}{75,6 + 5 + 5,7} = 0,876.$$

Потери в магнитопроводе при холостом ходе составляют

$$P_{c.x} = P_{уд} M_c = 23,5 \cdot 260 \cdot 10^{-3} = 6,1 \text{ Вт}.$$

При этом $P_{уд}$ определяем по рис. 2.9 при

$$B_x = \frac{U_1}{U_1 - \Delta U_{a1}} B = \frac{115}{115 - 2,45} \cdot 1,4 = 1,430 \text{ Тл}.$$

Активная составляющая тока холостого хода:

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

Реактивная составляющая тока холостого хода:

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

Ток холостого хода:

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

Масса изоляции трансформатора:

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

Масса трансформатора:

$$M_T = 1,1 \cdot (M_c + M_m + M_{из}) = 1,1 \cdot (0,26 + 0,0337 + 0,089 + 0,437) \approx 0,9 \text{ кг.}$$

Отводы в первичной обмотке для регулирования вторичного напряжения рассчитываем по формуле

$$W_{i\xi-} = \left(W_1 \pm \frac{\Delta U_1}{E} \cdot 10^{-2} \right) (1 \pm \xi \cdot 10^{-2}).$$

Находим

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

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

Проверяем возможность укладки обмоток с учетом отводов. Должно быть:

$$W_{исл} m_i \geq W_{i\xi+} (W_i); \quad W_{исл} m_1 = 92,4 \cdot 4 = 368 > 351; \quad W_{2сл} m_2 = 20 \cdot 2 = 40.$$

Вывод: обмотки укладываются.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие значения коэффициента заполнения окна рекомендуется использовать в расчетах?
2. Можно ли использовать для обмоток медный не изолированный провод?
3. Как определить диаметр провода по известному току, протекающему по этому проводу?
4. Что такое габаритная мощность?
5. Как зависят удельные потери в магнитопроводе от индукции B ?

ПРАКТИЧЕСКАЯ РАБОТА (СЕМИНАР) № 3. РАСЧЕТ МНОГООБМОТОЧНОГО ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ДЛЯ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ОДНОПОЛЯРНЫХ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Цель работы: изучение принципов расчета многообмоточного высоко-
частотного трансформатора для преобразования однополярных прямоуголь-
ных импульсов напряжения; изучение конструкции и принципов его работы;
получение заданных входных и выходных параметров трансформатора; при-
обретение навыков расчета трансформатора по заданным параметрам вы-
ходных напряжения и тока.

Задание по работе

1. Получить задание.
2. Рассчитать параметры трансформатора по заданным характеристикам.
3. Проанализировать результаты работы, сформулировать краткие выводы по работе.

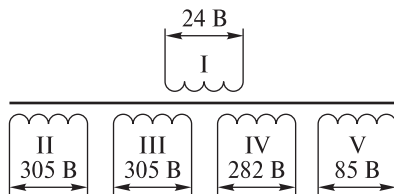
Теоретическая часть

Требуется выполнить расчет трансформатора, электрическая схема кото-
рого приведена на рис. 2.12.

Частота следования импульсов $f = 50\,000$ Гц; отношение длительности
импульса к периоду $t_{\text{и}}/T = K_{\text{и}} = 0,48$; 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: $I_{2A} = I_{3A} = I_{4A} =$
 $= I_{5A} = 0,125$ А. Индуктивность первичной обмотки $L_1 = 210 \dots 310$ мкГн.
Диапазон изменения температуры окружающей среды от -50 до $+65$ °С. Тем-
пература перегрева обмоток $\theta \leq 50$ °С. Испытательные напряжения обмоток
относительно корпуса: $U_{1\text{исп}} = 500$ В; $U_{2\text{исп}} = 1500$ В; $U_{3\text{исп}} = 2300$ В; $U_{4\text{исп}} =$
 $= 3000$ В; $U_{5\text{исп}} = 500$ В.

Рис. 2.12. Электрическая схема многообмоточ-
ного высокочастотного трансформатора для
преобразования однополярных прямоугольных
импульсов напряжения:

I–V — обмотки



Рассчитаем выходную мощность трансформатора:

$$P_{\text{вых}} = K_{\text{и}} (U_{2A} I_{2A} + U_{3A} I_{3A} + U_{4A} I_{4A} + U_{5A} I_{5A}) =$$

$$= 0,48 \cdot (305 \cdot 0,125 + 305 \cdot 0,125 + 282 \cdot 0,125 + 85 \cdot 0,125) = 58,52 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

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

$$P_1 = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta} = \frac{58,62}{0,96} = 61,06 \text{ В} \cdot \text{А}.$$

Значение тока во входной обмотке вычисляем по формуле

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

Ток намагничивания магнитопровода находим по соотношению:

$$I_{\mu A} = \frac{U_{1A} K_{\text{и}}}{f L_{\text{лmin}}} = \frac{24 \cdot 0,48}{50\,000 \cdot 210 \cdot 10^{-6}} = 1,097 \text{ А}.$$

Эффективные значения токов трансформатора определяем по следующим зависимостям.

Ток намагничивания:

$$I_{\mu} = I_{\mu A} \sqrt{\frac{K_{\text{и}}}{3}} = 1,097 \sqrt{\frac{0,48}{3}} = 0,4388 \text{ А}.$$

Ток первичной обмотки:

$$I_1 = I_{1A} \sqrt{K_{\text{м}}} + I_{\mu} = 5,3 \sqrt{0,48} + 0,4388 = 4,11 \text{ А}.$$

Ток вторичных обмоток:

$$I_2 = I_3 = I_4 = I_5 = I_{1A} \sqrt{K_{\text{и}}} = 0,125 \sqrt{0,48} = 0,0866 \text{ А}, \quad i = 2, 3, 4, 5.$$

По табл. 2.8 выбираем типоразмер и марку магнитопровода, для которого $P_{\text{вых}} \leq P_1$, причем значение P_1 — наименьшее из представленных в таблице. Указанным требованиям удовлетворяет магнитопровод К32×20×10 ГМ54ДС-700.

Для обмотки выбираем теплостойкий провод марки ПЭТВ-2.

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

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

Для выбранного магнитопровода определяем допустимую плотность тока: $j = 8,8 \text{ А/мм}^2$. Поскольку из конструктивных соображений обмотку I укладывают последней, т. е. она имеет наибольшую длину витка, плотность тока в ней выбираем ниже ($6,5 \text{ А/мм}^2$). Тогда

$$q_1 = \frac{4,11}{6,5} = 0,6323 \text{ мм}^2;$$

$$q_2 = q_3 = q_4 = q_5 = \frac{0,0866}{8,8} = 0,0098 \text{ мм}^2.$$

Таблица 2.8

**Магнитопроводы ГМ54ДС на базе магнитомягкого нанокристаллического сплава
для преобразования однополярных импульсов**

Типоразмер, марка магнитопровода	D_n^* , мм	d_v^* , мм	h^* , мм	A_e , см ²	l_{cp} , см	P_T , В·А	K_n
K18×12×10, ГМ54ДС-500	19	10	11,4	0,30	4,71	15	1,15
K22×16×10, ГМ54ДС-500	23	14	11,4	0,30	5,97	30	1,15
K28×16×10, ГМ54ДС-500	29	14	11,4	0,60	6,92	45	1,15
K32×20×10, ГМ54ДС-700	33	18	11,4	0,60	8,17	65	1,00
K36×16×15, ГМ54ДС-500	37	14	16,4	1,50	8,17	85	1,15
K40×25×10, ГМ54ДС-700	41	23	11,4	0,75	10,2	100	1,00

Примечание. Здесь D_n^* — наружный диаметр магнитопровода с учетом изоляции изготовителя, мм; d_v^* — внутренний диаметр магнитопровода с учетом изоляции изготовителя, мм; h^* — высота магнитопровода с учетом изоляции изготовителя, мм; A_e — эквивалентная площадь сечения магнитопровода, см²; l_{cp} — длина средней линии магнитопровода, см; P_T — габаритная мощность трансформатора, В·А, на частоте $f = 50$ кГц при температуре перегрева $\theta \leq 50$ °С и испытательном напряжении обмотки $U_{исп} \leq 3000$ В; K_n — коэффициент потерь.

По полученным значениям q_i из табл. 2.5 (см. практическую работу № 2) находим ближайшие к ним значения площади сечений проводов, а также их диаметры по меди d_i и по изоляции $d_{из i}$:

$$q_1 = 0,63617 \text{ мм}^2; \quad d_1 = 0,9 \text{ мм}; \quad d_{из1} = 0,99 \text{ мм};$$

$$q_2 = q_3 = q_4 = q_5 = 0,00985 \text{ мм}^2;$$

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

$$d_{из2} = d_{из3} = d_{из4} = d_{из5} = 0,14 \text{ мм}.$$

Число витков первичной обмотки вычисляем по формуле

$$W_1 = \frac{U_{1A} K_n}{f \Delta B A_e},$$

где f — частота следования импульсов, Гц; ΔB — изменение магнитной индукции при прохождении однополярного импульса, Тл; A_e — эквивалентная площадь сечения магнитопровода, м².

Тогда

$$W_1 = \frac{24 \cdot 0,48}{50\,000 \cdot 0,19 \cdot (0,6 \cdot 10^{-4})} = 20,2 \approx 20.$$

Индуктивность обмотки I (индуктивность намагничивания) находим по соотношению

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

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

Следовательно,

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

Таким образом, учитывая неравенство $210 < 258,3 < 310$, можно сделать вывод, что значение индуктивности обмотки I удовлетворяет заданным требованиям.

Определим число вольт на виток для рассчитываемого трансформатора по зависимости

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

Число витков во вторичных обмотках вычислим по формуле

$$W_i = \frac{U_{iA} m_i}{E},$$

где m_i — коэффициент, позволяющий учесть падение напряжения в обмотке.

Предварительно, $m_2 \leq 1,03$; $m_3 \leq 1,03$; $m_4 \leq 1,03$; $m_5 \leq 1,03$. Тогда

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

$$W_3 = \frac{282 \cdot 1,03}{1,2} \approx 242;$$

$$W_3 = \frac{85 \cdot 1,03}{1,2} \approx 73.$$

Намотаем на магнитопровод демпфирующую изоляцию: один слой материала БДХ толщиной 0,02 мм в полуперекрытии по наружному диаметру. Толщина изоляции $\delta_{из-0} = 0,02 \cdot 2 = 0,04$ мм. Найдем наружный диаметр магнитопровода с учетом демпфирующей изоляции:

$$D_{0H} = D_H + 2\delta_{из-0} = 33 + 2 \cdot 0,04 = 33,08 \text{ мм.}$$

Внутренний диаметр магнитопровода с учетом демпфирующей изоляции:

$$d_{0B} = d_B - 2\delta_{из-0} \frac{D_H}{d_B} = 18 - 2 \cdot 0,04 \cdot \frac{33}{18} = 17,85 \text{ мм.}$$

Порядок укладки обмоток.

Из конструктивных соображений обмотки будем наматывать в такой последовательности:

2 3 4 5 1.

┐ ┐ ┐ ┐ ┐

Укладка обмотки II.

Длина окружности по внутреннему диаметру магнитопровода с учетом изоляции

$$l_2 = \pi d_{0в} = 3,14 \cdot 17,85 = 56 \text{ мм.}$$

Найдем длину окружности, необходимую для размещения обмотки II в одном слое, по формуле

$$l_{2\text{нам}} = W_2 d_{из2} k_{y2},$$

где k_{y2} — коэффициент укладки провода обмотки II.

Согласно табл. 2.8 для $d_{из2} = 0,14$ мм, коэффициент $k_{y2} = 1,2$. Тогда $l_{2\text{нам}} = 262 \cdot 0,14 \cdot 1,2 = 44$ мм.

Таблица 2.9

Значения конструктивных коэффициентов укладки k_y , выпучивания k_v , разбухания k_p при размещении обмоток на тороидальном магнитопроводе

Коэффициенты	Диаметр по изоляции $d_{из}$, мм			
	Менее 0,12	0,12–0,30	0,31–0,80	0,81–1,56
k_y	1,25	1,20	1,15	1,10
k_v	1,10	1,15	1,20	1,25
k_p	1,10	1,15	1,20	1,25

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

Наружный $D_{2н}$ и внутренний $d_{2в}$ диаметры трансформатора после укладки обмотки II находим по следующим соотношениям:

$$D_{2н} = D_{0н} + 2N_{2н} d_{из2} k_p = 33,08 + 2 \cdot 1 \cdot 0,14 \cdot 1,15 = 33,40 \text{ мм;}$$

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

Укладка изоляции на обмотку II.

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

Найдем наружный $D'_{2н}$ и внутренний $d'_{2в}$ диаметры трансформатора после укладки изоляции обмотки II:

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

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

Укладка обмотки III.

Длина окружности по внутреннему диаметру трансформатора после укладки изоляции обмотки II:

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

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

$$l_{3\text{нам}} = W_3 d_{из3} k_{y3} = 262 \cdot 0,14 \cdot 1,2 = 44,00 \text{ мм}.$$

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

Наружный D_{3H} и внутренний d_{3B} диаметры трансформатора после укладки обмотки III находим по следующим соотношениям:

$$D_{3H} = D'_{2H} + 2N_{3H} d_{из3} k_p = 33,72 + 2 \cdot 1 \cdot 0,14 \cdot 1,15 = 34,04 \text{ мм};$$

$$d_{3B} = d'_{2B} - 2N_{3B} d_{из3} k_p = 16,92 - 2 \cdot 1 \cdot 0,14 \cdot 1,15 = 16,60 \text{ мм}.$$

Укладка изоляции на обмотку III.

На обмотку III укладываем шесть слоев изоляции БДХ вполунахлест по наружному диаметру. Тогда толщина изоляции $\delta_{из-3} = 0,02 \cdot 6 \cdot 2 = 0,24 \text{ мм}$.

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

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

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

Укладка обмотки IV.

Длина окружности по внутреннему диаметру трансформатора после укладки изоляции обмотки III равна:

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

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

$$l_{4\text{нам}} = W_4 d_{из4} k_{y4} = 242 \cdot 0,14 \cdot 1,2 = 40,66 \text{ мм}.$$

Поскольку $l_4 > l_{4\text{нам}}$, обмотка IV размещается в одном слое и $N_{4H} = N_{4B} = 1$.

Наружный D_{4H} и внутренний d_{4B} диаметры трансформатора после укладки обмотки IV находим по следующим соотношениям:

$$D_{4н} = D'_{3н} + 2N_{4н}d_{из4}k_p = 34,52 + 2 \cdot 1 \cdot 0,14 \cdot 1,15 = 34,84 \text{ мм};$$

$$d_{4в} = d'_{3в} - 2N_{4в}d_{из4}k_p = 15,61 - 2 \cdot 1 \cdot 0,14 \cdot 1,15 = 15,29 \text{ мм}.$$

Укладка изоляции на обмотку IV.

На обмотку IV укладываем восемь слоев изоляции БДХ вполухлест по наружному диаметру. Тогда толщина изоляции $\delta_{из-4} = 0,02 \cdot 8 \cdot 2 = 0,32 \text{ мм}$.

Найдем наружный $D'_{4н}$ и внутренний $d'_{4в}$ диаметры трансформатора после укладки изоляции обмотки IV:

$$D'_{4н} = D_{4н} + 2\delta_{из-4} = 34,84 + 2 \cdot 0,32 = 35,48 \text{ мм};$$

$$d'_{4в} = d_{4в} - 2\delta_{из-4} \frac{D_{4н}}{d_{4в}} = 15,29 - 2 \cdot 0,32 \cdot \frac{34,84}{15,29} = 13,83 \text{ мм}.$$

Укладка обмотки V.

Длина окружности по внутреннему диаметру трансформатора после укладки изоляции обмотки IV:

$$l_5 = \pi d'_{4в} = 3,14 \cdot 13,83 = 43,43 \text{ м}.$$

Найдем длину окружности, необходимую для размещения обмотки V в одном слое, по формуле

$$l_{5нам} = W_5 d_{из5} k_{y5} = 73 \cdot 0,14 \cdot 1,2 = 12,26 \text{ мм}.$$

Поскольку $l_5 > l_{5нам}$, обмотка V размещается в одном слое и $N_{5н} = N_{5в} = 1$.

Наружный $D_{5н}$ и внутренний $d_{5в}$ диаметры трансформатора после укладки обмотки V находим из следующих соотношений:

$$D_{5н} = D'_{4н} + 2N_{5н}d_{из5}k_p = 35,48 + 2 \cdot 1 \cdot 0,14 \cdot 1,15 = 35,80 \text{ мм};$$

$$d_{5в} = d'_{4в} - 2N_{5в}d_{из5}k_p = 13,83 - 2 \cdot 1 \cdot 0,14 \cdot 1,15 = 13,51 \text{ мм}.$$

Укладка изоляции на обмотку V.

На обмотку V укладываем три слоя изоляции БДХ вполухлест по наружному диаметру. Тогда толщина изоляции $\delta_{из-5} = 0,02 \cdot 3 \cdot 2 = 0,12 \text{ мм}$.

Найдем наружный $D'_{5н}$ и внутренний $d'_{5в}$ диаметры трансформатора после укладки изоляции обмотки V:

$$D'_{5н} = D_{5н} + 2\delta_{из-5} = 35,80 + 2 \cdot 0,12 = 36,04 \text{ мм};$$

$$d'_{5в} = d_{5в} - 2\delta_{из-5} \frac{D_{5н}}{d_{5в}} = 13,51 - 2 \cdot 0,12 \cdot \frac{35,80}{13,51} = 12,78 \text{ мм}.$$

Укладка обмотки I.

Длина окружности по внутреннему диаметру трансформатора после укладки изоляции обмотки V:

$$l_1 = \pi d'_{5B} = 3,14 \cdot 12,78 = 40,41 \text{ мм.}$$

Найдем длину окружности, необходимую для размещения обмотки I в одном слое, по формуле

$$l_{\text{нам}} = W_1 d_{\text{из1}} k_{y1} = 20 \cdot 0,99 \cdot 1,1 = 21,78 \text{ мм.}$$

Поскольку $l_1 > l_{\text{нам}}$, обмотка I размещается в одном слое и $N_{1H} = N_{1B} = 1$.

Наружный D_{1H} и внутренний d_{1B} диаметры трансформатора после укладки обмотки I находим по следующим соотношениям:

$$D_{1H} = D'_{5H} + 2N_{1H} d_{\text{из1}} k_p = 36,04 + 2 \cdot 1 \cdot 0,99 \cdot 1,25 = 38,51 \text{ мм;}$$

$$d_{1B} = d'_{5B} - 2N_{1B} d_{\text{из1}} k_p = 12,87 - 2 \cdot 1 \cdot 0,99 \cdot 1,25 = 10,39 \text{ мм.}$$

Укладка изоляции на обмотку I (внешней изоляции).

На обмотку I укладываем три слоя изоляции БДХ вполунахлест по наружному диаметру. Тогда толщина изоляции $\delta_{\text{из-1}} = 0,02 \cdot 3 \cdot 2 = 0,12 \text{ мм.}$

Найдем наружный D'_{1H} и внутренний d'_{1B} диаметры трансформатора после укладки изоляции обмотки I:

$$D'_{1H} = D_{1H} + 2\delta_{\text{из-1}} = 38,51 + 2 \cdot 0,12 = 38,75 \text{ мм;}$$

$$d'_{1B} = d_{1B} - 2\delta_{\text{из-1}} \frac{D_{1H}}{d_{1B}} = 10,39 - 2 \cdot 0,12 \cdot \frac{38,51}{10,39} = 9,50 \text{ мм.}$$

Окончательные габаритные размеры трансформатора с учетом коэффициента выпучивания k_B .

Наружный диаметр:

$$D_{\text{т.н}} = D'_{1H} k_B - D_H (k_B - 1) = 38,75 \cdot 1,15 - 33 \cdot (1,15 - 1) = 44,56 - 4,95 = 39,61 \text{ мм.}$$

Внутренний диаметр вычисляем по формуле

$$d_{\text{т.в}} = d'_{1B} k_B - d_B (k_B - 1) = 9,50 \cdot 1,15 - 18 \cdot (1,15 - 1) = 10,93 - 2,07 = 8,23 \text{ мм.}$$

Высоту трансформатора находим по следующему соотношению:

$$H_{\text{т}} = h + d_B - d_{\text{т.в}} = 11,4 + 18 - 8,23 = 21,17 \text{ мм.}$$

Среднюю длину витков определяем по формуле

$$L_{\text{ср}} = 2(a + b) + \frac{\pi}{2} \left[\frac{D'_{(i-1)H} - d'_{(i-1)B} + D_{iH} - d_{iB}}{2} - (D_H - d_B) \right].$$

Средняя длина витка обмотки II:

$$\begin{aligned} L_{2\text{ср}} &= 2 \cdot (7,5 + 11,4) + \frac{\pi}{2} \left[\frac{33,08 - 17,85 + 33,40 - 17,53}{2} - (33 - 18) \right] = \\ &= 38,66 \approx 38,7 \text{ мм.} \end{aligned}$$

Средняя длина витка обмотки III:

$$L_{3cp} = 2 \cdot (7,5 + 11,4) + \frac{\pi}{2} \left[\frac{33,72 - 16,92 + 33,04 - 16,6}{2} - (33 - 18) \right] = 41,13 \approx 41,1 \text{ мм.}$$

Средняя длина витка обмотки IV:

$$L_{4cp} = 2 \cdot (7,5 + 11,4) + \frac{\pi}{2} \left[\frac{34,52 - 15,61 + 34,84 - 15,29}{2} - (33 - 18) \right] = 44,44 \approx 44,4 \text{ мм.}$$

Средняя длина витка обмотки V:

$$L_{5cp} = 2 \cdot (7,5 + 11,4) + \frac{\pi}{2} \left[\frac{35,48 - 13,83 + 35,80 - 13,51}{2} - (33 - 18) \right] = 48,74 \approx 48,7 \text{ мм.}$$

Средняя длина витка обмотки I:

$$L_{1cp} = 2 \cdot (7,5 + 11,4) + \frac{\pi}{2} \left[\frac{36,04 - 12,78 + 38,51 - 10,39}{2} - (33 - 18) \right] = 54,59 \approx 54,6 \text{ мм.}$$

Найдем активные сопротивления обмоток постоянному току:

$$R_i = L_{icp} W_i r_i \cdot 10^{-6},$$

где r_i — активное сопротивление провода длиной 1000 м i -й обмотки.

Тогда

$$R_2 = 38,7 \cdot 262 \cdot 1777 \cdot 10^{-6} = 18,02 \text{ Ом;}$$

$$R_3 = 41,1 \cdot 262 \cdot 1777 \cdot 10^{-6} = 19,14 \text{ Ом;}$$

$$R_4 = 44,4 \cdot 242 \cdot 1777 \cdot 10^{-6} = 19,09 \text{ Ом;}$$

$$R_5 = 48,7 \cdot 73 \cdot 1777 \cdot 10^{-6} = 6,32 \text{ Ом;}$$

$$R_1 = 54,6 \cdot 20 \cdot 27,5 \cdot 10^{-6} = 0,03 \text{ Ом.}$$

Активные сопротивления обмоток переменному току R_i определяются зависимостью

$$R_i = k_{-i}(f, d),$$

где $k_{-i}(f, d)$ — коэффициент увеличения активного сопротивления, зависящий от подаваемой частоты и диаметра провода и определяемый по графикам, приведенным на рис. 2.3 (см. практическую работу № 1).

Находим:

$$R_{-2} = 1,03 \cdot 18,02 = 18,558 \text{ Ом};$$

$$R_{-3} = 1,03 \cdot 19,14 = 19,709 \text{ Ом};$$

$$R_{-4} = 1,03 \cdot 19,09 = 19,666 \text{ Ом};$$

$$R_{-5} = 1,03 \cdot 6,32 = 6,507 \text{ Ом};$$

$$R_{-1} = 1,20 \cdot 0,03 = 0,036 \text{ Ом}.$$

Определяем массу меди в обмотках:

$$M_M = \sum_{i=1}^5 m_{iM} = \sum_{i=1}^5 (L_{i\text{ср}} W_i q_i \gamma),$$

где γ — плотность меди, $\gamma = 8,9 \cdot 10^{-3} \text{ г/мм}^3$;

$$m_{2M} = 38,7 \cdot 262 \cdot 0,00985 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 0,89 \text{ г};$$

$$m_{3M} = 41,1 \cdot 262 \cdot 0,00985 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 0,94 \text{ г};$$

$$m_{4M} = 44,4 \cdot 242 \cdot 0,00985 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 0,94 \text{ г};$$

$$m_{5M} = 48,7 \cdot 73 \cdot 0,00985 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 0,31 \text{ г};$$

$$m_{1M} = 54,6 \cdot 20 \cdot 0,63617 \cdot 8,9 \cdot 10^{-3} = 6,18 \text{ г};$$

$$M_M = 9,27 \cdot 10^{-3} \text{ кг}.$$

Определяем в процентном выражении падение напряжений в обмотках, обусловленное активным сопротивлением проводов:

$$\Delta U_i = \frac{k_t I_{iA} R_{-i}}{U_i} \cdot 100 \%,$$

где k_t — коэффициент увеличения активного сопротивления, позволяющий учесть температуру перегрева обмотки относительно температуры окружающей среды.

Таким образом, получаем:

$$\Delta U_2 = \frac{1,16 \cdot 0,125 \cdot 18,558}{305} \cdot 100 \% = 0,88 \%;$$

$$\Delta U_3 = \frac{1,16 \cdot 0,125 \cdot 19,709}{305} \cdot 100 \% = 0,94 \%;$$

$$\Delta U_4 = \frac{1,16 \cdot 0,125 \cdot 19,666}{282} \cdot 100 \% = 1,01 \%;$$

$$\Delta U_5 = \frac{1,16 \cdot 0,125 \cdot 6,507}{85} \cdot 100 \% = 1,11 \%;$$

$$\Delta U_1 = \frac{1,16 \cdot 5,3 \cdot 0,036}{24} \cdot 100 \% = 0,92 \%.$$

Находим значения суммарного падения по выходному напряжению:

$$\Delta U_{1-2} = \Delta U_1 + \Delta U_2 = 0,92 + 0,88 = 1,80 \%;$$

$$\Delta U_{1-3} = \Delta U_1 + \Delta U_3 = 0,92 + 0,94 = 1,86 \%;$$

$$\Delta U_{1-4} = \Delta U_1 + \Delta U_4 = 0,92 + 1,01 = 1,93 \%;$$

$$\Delta U_{1-5} = \Delta U_1 + \Delta U_5 = 0,92 + 1,11 = 2,03 \%.$$

Сравнение полученных значений суммарного падения по выходному напряжению с принятыми ($m_2 \leq 1,03$; $m_3 \leq 1,03$; $m_4 \leq 1,03$; $m_5 \leq 1,03$) показывает, что выходные напряжения будут на 1 % выше номинальных. Такое превышение вполне приемлемо для трансформаторов, работающих в составе импульсных источников электропитания, т. е. корректировать число витков в обмотках не требуется.

Определяем тепловые потери в меди $P_{т.м.}$:

$$\Delta P_2 = k_f I_2^2 R_{-2} = 1,16 \cdot 0,0866^2 \cdot 18,558 = 0,1614 \text{ Вт};$$

$$\Delta P_3 = k_f I_3^2 R_{-3} = 1,16 \cdot 0,0866^2 \cdot 19,709 = 0,1715 \text{ Вт};$$

$$\Delta P_4 = k_f I_4^2 R_{-4} = 1,16 \cdot 0,0866^2 \cdot 19,666 = 0,1711 \text{ Вт};$$

$$\Delta P_5 = k_f I_5^2 R_{-5} = 1,16 \cdot 0,0866^2 \cdot 6,507 = 0,0566 \text{ Вт};$$

$$\Delta P_1 = k_f I_1^2 R_{-1} = 1,16 \cdot 4,11^2 \cdot 0,036 = 0,7061 \text{ Вт};$$

$$P_{т.м.} = \sum_{i=1}^n \Delta P_i = 0,1614 + 0,1715 + 0,0566 + 0,7061 = 1,2667 \text{ Вт}.$$

Найдем тепловые потери в магнитопроводе P_c по формуле

$$P_c = K_{\text{тех}} P_{\text{уд}} V,$$

где $K_{\text{тех}} = 2$ — технологический коэффициент; $P_{\text{уд}}$ — удельные потери в магнитопроводе, Вт/м³; $V = 4,9 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3$ — объем магнитопровода.

Удельные потери определяем по зависимости

$$P_{\text{уд}} = K_{\text{п}} f^{1,48} B_m^{1,85},$$

где $B_m = \Delta B / 2$ (так как импульсы однополярные), т. е.

$$P_{\text{уд}} = 1 \cdot (50\,000)^{1,48} \cdot \left(\frac{0,19}{2} \right)^{1,85} = 115\,681,6 \text{ Вт/м}^3.$$

Тогда

$$P_c = 2 \cdot 115\,681,6 \cdot 4,9 \cdot 10^{-6} = 1,1337 \text{ Вт}.$$

Определим КПД трансформатора.

Суммарные потери в трансформаторе:

$$P_{\text{т}} = P_{\text{м}} + P_c = 1,2667 + 1,1337 = 2,4004 \approx 2,4 \text{ Вт}.$$

Следовательно,

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вых}} + P_{\text{т}}} = \frac{58,62}{58,62 + 2,4} = 0,96066.$$

Таким образом, принятое значение КПД ($\eta = 0,96$) достаточно точно совпало с рассчитанным значением, корректировки не требуется.

Рассчитаем температуру перегрева обмоток по формуле

$$\theta = \frac{P_{\text{т}}}{\alpha S_{\text{охл}}},$$

где $\alpha = 1,2 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}/(\text{см}^2 \cdot ^\circ\text{C})$ — коэффициент теплоотдачи;

$$S_{\text{охл}} = \pi D_{\text{т.н}} \left(H_{\text{т}} + \frac{D_{\text{т.н}}}{2} \right) = 3,14 \cdot 39,61 \cdot \left(21,17 + \frac{39,61}{2} \right) = 5096,3 \text{ мм}^2 \approx 50,96 \text{ см}^2.$$

Получим

$$\theta = \frac{2,4}{1,2 \cdot 10^{-3} \cdot 50,96} = 39,2 ^\circ\text{C}.$$

Температура перегрева удовлетворяет требованию, указанному в исходных данных.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какой тип ферромагнетика используется в магнитопроводах высокочастотных импульсных трансформаторов?
2. В чем различие между магнитомягкими и магнито жесткими ферромагнетиками?
3. Возможно ли использование трансформатора для конвертации однополярного импульсного напряжения?
4. От чего зависит КПД трансформатора?
5. Допустимо ли секционирование обмоток трансформатора и к чему это приводит?

ПРАКТИЧЕСКАЯ РАБОТА (СЕМИНАР) № 4. РАСЧЕТ МОЩНОГО ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ВЫСОКОПОТЕНЦИАЛЬНОГО ТРАНСФОРМАТОРА НА БАЗЕ НЕСТАНДАРТНОГО МАГНИТОПРОВОДА

Цель работы: изучение принципов расчета мощного высокочастотного высокопотенциального трансформатора на базе нестандартного магнитопровода; изучение конструкции и принципов его работы; получение заданных входных и выходных параметров трансформатора; приобретение навыков расчета трансформатора по заданным параметрам выходных напряжения и тока.

Задание по работе

1. Получить задание.
2. Рассчитать параметры трансформатора по заданным характеристикам.
3. Проанализировать результаты работы, сформулировать краткие выводы по работе.

Теоретическая часть

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 могут быть эффективно использованы ферриты, аморфные и наноструктурированные кристаллические сплавы. Магнитопроводы из аморфных и наноструктурированных сплавов вследствие особенностей технологии их изготовления в настоящее время используются в основном в виде колец для трансформаторов сравнительно небольшой мощности.

В связи с этим для проектируемого трансформатора целесообразно использовать ферритовый магнитопровод, в котором удельная мощность полных потерь определяется выражением

$$P_{\text{уд}} = \rho_0 f^\alpha B^\beta.$$

Постоянные ρ_0 , α , β для каждого конкретного материала приведены в табл. 2.3 (см. практическую работу № 1), рассчитанные значения удельной мощности полных потерь для различных марок ферритов — в табл. 2.10.

Таблица 2.10

Значения потерь мощности для различных марок ферритов

Марка феррита	Удельная мощность полных потерь, Вт/кг, при разных 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. 2.10 следует, что при выбранных значениях индукции 0,12...0,15 Тл предпочтительны материалы 2000НМ1-17, 1500НМ3, 2000НМ3. Конструкция магнитопровода должна удовлетворять ряду требований: иметь большую поверхность охлаждения трансформатора, малую индуктивность рассеяния, высокую технологичность выполнения обмоток и высоковольтной изоляции. Этим требованиям в достаточной мере может удовлетворить П-образный магнитопровод при размещении обмоток на двух стержнях.

Типоразмер магнитопровода выбирают с учетом зависимости

$$S_c S_o = 10^2 \frac{P_r}{2k_\phi f j K_c K_m B},$$

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 рассматриваемого 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 аналогичными показателями известных магнитопроводов, можно сделать вывод, что для реализации трансформатора необходим новый магнитопровод, так как максимальное значение $S_c S_o$ разработанных ранее П-образных магнитопроводов не превышает 78 см⁴. Пусть соотношение между площадью окна и площадью сечения нового магнитопровода будет таким же, как у максимального по размерам стандартного магнитопровода ПК48×20. 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 l для снижения индуктивности рассеяния и уменьшения потерь в обмотках. Учитывая изложенное, приходим к значениям $h = 80$ мм, $l = 72$ мм. Тогда площадь окна $S_0 = hl = 57,6$ см²; площадь сечения магнитопровода $S_c = 334/57,6 = 5,8$ см².

Для уменьшения размеров катушек и повышения технологичности их изготовления целесообразно выбрать магнитопровод типа ПК. В этом случае диаметр стержня

$$D = \sqrt{\frac{4S_c}{\pi}} = 2,76 \text{ см.}$$

С учетом отверстия для крепления магнитопровода принимаем $D = 2,8$ см. Таким образом, получен магнитопровод ПК72×28 с размером окна 7,2×85,0 см² и площадью сечения стержня $S_c \cong 6$ см². Объем магнитопровода $V_c = S_c l_{cp} = 250$ см³, где l_{cp} — длина средней линии магнитопровода.

Масса магнитопровода

$$G_c = V_c \rho_c = 1125 \text{ г,}$$

где $\rho_c = 4,5$ г/см³ — плотность феррита.

Мощность потерь в магнитопровode $P_c = P_{уд} G_c = 31,5$ Вт.

Размеры магнитопровода определяются размерами катушки и трансформатора в целом. Объем катушки на одном стержне

$$V_k = \frac{\pi h (D_k^2 - D^2)}{4} \approx 580 \text{ см}^3,$$

где D_k — диаметр катушки.

Мощность потерь в катушке можно определить по выражению

$$P_k = j^2 k_t \gamma V_k k_-,$$

где k_t — температурный коэффициент, $k_t = 1,2$ для предполагаемого значения температуры перегрева $\theta = 50$ °С; γ — удельное электрическое сопротивление меди при температуре 20 °С. При $\gamma = 0,0175 \cdot 10^{-6}$ Ом·м получим значение мощности потерь в катушке $P_k = 7,61$ Вт.

Вводя поправочный частотный коэффициент $k_- = 1,1$, получаем суммарные потери в меди $P_m = 2k_- P_k = 16,74$ Вт.

Температуру перегрева обмоток трансформатора рассчитываем по формуле

$$\theta = K_1 \left(\frac{P_m}{2} - \frac{P_m K_1 - P_c K_2}{K_3} \right),$$

где K_1, K_2, K_3 — коэффициенты, приведенные в табл. 2.4 (см. практическую работу № 2) для магнитопровода ПЛВ16×32-80, близкого по размерам рассматриваемому.

Подставляя в последнее уравнение рассчитанные значения мощности потерь в катушках и магнитопроводе, а также значения коэффициентов 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

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + P_c + P_m} \approx 0,99.$$

Ориентировочная масса трансформатора

$$G_T = 1,1 \cdot (G_c + G_m + G_{из}),$$

где $G_{из} = 2V_k \rho_{из} (1 - k_-)$; $\rho_{из}$ — плотность изоляции.

Выбирая для плотности изоляции типичное значение $\rho_{из} = 1,65 \text{ г/см}^3$ и учитывая, что $G_m = 2V_k k_m \rho_m \approx 1040 \text{ г}$, получаем $G_T \approx 4,3 \text{ кг}$. Ориентировочные размеры трансформатора $210 \times 120 \times 175 \text{ мм}^3$.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Как укладывают межобмоточную изоляцию при ширине ленты из материала БДХ, меньшей ширины окна каркаса?
2. Как изменяются габаритные размеры трансформатора при повышении частоты питающей сети?
3. Какие материалы могут быть использованы для создания магнитопровода на частотах свыше 25 кГц?
4. Почему стандартные ферритовые кольца не используют для изготовления высоковольтных трансформаторов?
5. На какие характеристики трансформатора влияет изменение соотношения размеров окна магнитопровода?

ПРАКТИЧЕСКАЯ РАБОТА (СЕМИНАР) № 5. КОНСТРУКТИВНЫЙ РАСЧЕТ ДРОССЕЛЯ

Цель работы: изучение принципов расчета дросселя; изучение конструкции и принципов его работы; получение заданных входных и выходных параметров дросселя; приобретение навыков расчета дросселя по заданным параметрам выходных напряжения и тока.

Задание по работе

1. Получить задание.
2. Рассчитать параметры дросселя по заданным характеристикам.
3. Проанализировать результаты работы, сформулировать краткие выводы по работе.

Теоретическая часть

Требуется выполнить расчет дросселя, обеспечивающего коэффициент пульсации $k_{\pi} \leq 0,11$ и допустимый диапазон изменения тока подмагничивания $N \geq 15$.

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 $H_n = 5400$ А/м и $B_s = 0,735$ Тл.

Определяем возможные значения параметра режима. Для получения заданного коэффициента пульсации тока рассчитываем:

$$m = \frac{k_{\pi \min}}{0,73} = \frac{0,11}{0,73} = 0,15.$$

Для получения заданного диапазона изменения тока подмагничивания находим:

$$m = \frac{4}{N} = \frac{4}{15} = 0,266.$$

Из двух полученных значений параметра режима выбираем $m = 0,15$, что позволяет выполнить условие по N с запасом.

Расчетный объем магнитопровода определяем по выражению

$$V_{\text{расч}} = \frac{1,5 \cdot 17}{10^5 \cdot 5400 \cdot 0,735} \frac{1}{0,15} = 0,428 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3 = 0,428 \text{ см}^3.$$

Выбираем типовой кольцевой магнитопровод К13×7×5 объемом $V = 0,471 \text{ см}^3$ с площадью сечения $q = 0,125 \text{ см}^2$.

При выбранном магнитопроводе значение фактического параметра режима m_Φ уменьшится и составит:

$$m_\Phi = \frac{mV_{\text{расч}}}{V} = \frac{0,15 \cdot 0,428}{0,471} = 0,136.$$

В соответствии с последней зависимостью находим фактические показатели для дросселя:

$$k_{\text{п.}\Phi} = 0,73m_\Phi = 0,73 \cdot 0,136 = 0,9998;$$

$$N_\Phi = \frac{4}{m_\Phi} = \frac{4}{0,136} = 29,4.$$

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 выбран нормализованный магнитопровод.

Определяем число витков обмотки дросселя по выражениям

$$(x - y)_{\min} = 0,5m_\Phi = 0,5 \cdot 0,136 = 0,068;$$

$$W = U + \frac{2\pi/T}{2fQB_s(x - y)_{\min}} = \frac{17}{2 \cdot 10^5 \cdot 0,125 \cdot 0,735 \cdot 0,068} = 136.$$

Если принять, что обмотка выполнена двумя слоями, то общая длина двух окружностей, образованных центрами сечения провода, составляет приблизительно 40,8 мм. Отсюда максимальное значение диаметра провода

$$d_{\max} \leq \frac{40,8}{136} = 0,32 \text{ мм.}$$

Выбираем провод диаметром 0,31 мм, площадь сечения которого $S = 0,0573 \text{ мм}^2$. При средней длине витка $l_n = 17,95 \text{ мм}$ омическое сопротивление обмотки

$$r = \frac{\rho W l_n}{S} = \frac{1,72 \cdot 10^{-2} \cdot 136 \cdot 1,795 \cdot 10^{-2}}{0,0573} = 0,73 \text{ Ом.}$$

Рассчитаем дроссель, у которого значения k_n и N равны заданным. Находим разность $(x - y)$, при которой диапазон изменения тока подмагничивания равен заданному:

$$(x - y)_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{m}{N}} = \sqrt{\frac{0,136}{15}} = 0,0952.$$

Этому значению разности соответствует число витков в обмотке:

$$W_{\min} = W \frac{(x - y)_{\min}}{(x - y)_{\text{opt}}} = \frac{136 \cdot 0,068}{0,0952} \approx 91.$$

При расположении витка к витку по всей длине магнитопровода в двухслойной обмотке можно принять диаметр провода

$$d \leq \frac{40,8}{91} = 0,448 \text{ мм.}$$

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

$$m = \frac{k_{\text{п}}}{0,9} = \frac{0,11}{0,9} = 0,122.$$

Поскольку полученное значение меньше, чем обеспечивает магнитопровод К13×7×5, для такого дросселя необходимо выбрать магнитопровод, имеющий больший объем.

Введение диамагнитного зазора в магнитопровод упрощает расчет дросселя. В этом случае с достаточной для инженерных расчетов точностью зависимость $B = f(H)$ можно считать линейной. При этом зависимость индуктивности L дросселя от ширины зазора l_3 выражается формулой

$$L = \frac{12,56 \cdot 10^{-9} S_{\text{м}} W^2 \mu}{l_{\text{м}} + \mu l_3},$$

где $S_{\text{м}}$ — площадь сечения магнитопровода, см²; W — число витков; $l_{\text{м}}$ — длина пути магнитного потока в магнитопроводе, см; l_3 — размер зазора, см.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. На что влияет значение активного сопротивления дросселя?
2. Допустимо ли параллельное включение двух и более дросселей и к чему это приводит?
3. Допустимо ли последовательное включение дросселей и к чему это приводит?
4. В чем различие между дросселем переменного тока и дросселем насыщения?
5. Что такое магнитодиэлектрики? Приведите пример.

ПРАКТИЧЕСКАЯ РАБОТА (СЕМИНАР) № 6. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СТАБИЛИЗАТОРА

Цель работы: изучение принципов расчета параметрического стабилизатора; изучение конструкции и принципов его работы; получение заданных входных и выходных параметров стабилизатора; приобретение навыков расчета параметрического стабилизатора по заданным параметрам выходных напряжения и тока.

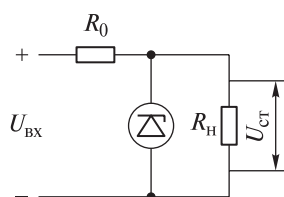
Задание по работе

1. Получить задание.
2. Рассчитать параметры стабилизатора по заданным характеристикам.
3. Проанализировать результаты работы, сформулировать краткие выводы по работе.

Теоретическая часть

Требуется выполнить расчет параметрического стабилизатора (рис. 2.13).

Выходной ток $I_{\text{вых}} = I_{\text{ст}} = 12,5 \text{ мА}$; выходное напряжение $U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} = 5 \text{ В}$; нестабильность входного напряжения



$$\frac{U_{\text{BX2}} - U_{\text{BX1}}}{U_{\text{BX}}} = \pm 10 \%;$$

сопротивление нагрузки

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

Рис. 2.13. Схема включения стабилизатора в составе стабилизатора

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

Выбираем ориентировочное сопротивление резистора $R_0 = 500 \text{ Ом}$ с учетом приемлемого КПД стабилизатора.

Определяем необходимое входное напряжение:

$$U_{\text{BX}} = U_{\text{вых}} + R_0 (I_{\text{ст}} + I_{\text{вых}}) = 5 + 500 \cdot (12,5 + 12,5) \cdot 10^{-3} = 17,5 \text{ В.}$$

Вычисляем коэффициент стабилизации:

$$k_{\text{ст}} = \left(1 - \frac{I_{\text{BX}} R_0}{U_{\text{BX}}} \right) \frac{R_0 + r_{\text{ст}}}{r_{\text{ст}}} = \left[1 - \frac{(12,5 + 12,5) \cdot 10^{-3} \cdot 500}{17,5} \right] \cdot \frac{500 + 25}{25} = 6.$$

Нестабильность выходного напряжения:

$$\frac{U_{\text{ст}2} - U_{\text{ст}1}}{U_{\text{вых}}} = - \frac{U_{\text{вх}2} - U_{\text{вх}1}}{k_{\text{ст}} U_{\text{вх}}} = \pm \frac{10}{k_{\text{ст}}} = \pm 1,67 \, \%.$$

Таким образом, параметры стабилизатора определены.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Возможно ли для получения большей мощности параллельное подключение стабилизаторов?
2. Можно ли снизить термонестабильность параметрических стабилизаторов без термостатирования?
3. Как зависит КПД параметрического стабилизатора от распределения токов между нагрузкой и стабилизатором?
4. Как увеличить выходной ток параметрического стабилизатора?
5. Выйдет ли из строя параметрический стабилизатор при коротком замыкании в нагрузке?

ПРАКТИЧЕСКАЯ РАБОТА (СЕМИНАР) № 7. РАСЧЕТ СТАБИЛИЗАТОРОВ

Цель работы: изучение принципов расчета стабилизатора; изучение конструкции и принципов его работы; получение заданных входных и выходных параметров стабилизатора; приобретение навыков расчета стабилизатора по заданным параметрам выходных напряжения и тока.

Задание № 1

1. Получить задание.
2. Рассчитать параметры стабилизатора с выходным напряжением $U_{\text{вых}} = 5 \text{ В}$, обеспечивающего ток до 5 А.
3. Проанализировать результаты работы, сформулировать краткие выводы по работе.

Теоретическая часть

Требуется выполнить расчет стабилизатора, для которого подаваемое на вход напряжение $U_{\text{вх}} = 15 \text{ В}$.

Выберем проходной транзистор $VT2$ (рис. 2.14), способный при коротком замыкании выхода рассеивать необходимую мощность:

$$P_{\text{рас.к.з}} = U_{\text{вх}} I_{\text{вых max}} = 15 \text{ В} \cdot 5 \text{ А} = 75 \text{ Вт.}$$

Следовательно, с учетом некоторого запаса необходим транзистор с допустимой мощностью рассеяния 90...100 Вт. Этому условию удовлетворяют биполярные транзисторы: $p-n-p$ -проводимости типа КТ818А ($P_{\text{рас max}} = 100 \text{ Вт}$, $h_{21Э} = 15$ при $I_K = 5 \text{ А}$, $I_{K\text{max}} = 15 \text{ А}$, $U_{БЭ} = 0,9 \text{ В}$ при $I_K = 5 \text{ А}$) и $n-p-n$ -проводимости КТ819А с аналогичными параметрами.

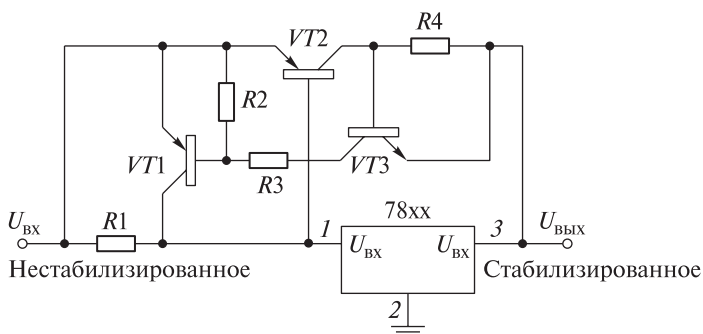


Рис. 2.14. Схема включения микросхем типа 142ЕН5 при использовании в режиме повышенной мощности с защитой от короткого замыкания

Определим необходимый базовый ток транзистора $VT2$ I_{B2} при значении его коллекторного тока I_{K2} , равном 5 А:

$$I_{B2} = \frac{I_{K2}}{h_{21Э}} \approx 0,33 \text{ А.}$$

Ток выхода интегральной схемы $I_{\text{вых}}$ выберем с таким избытком, чтобы он перекрывал возможные отклонения параметров элементов и напряжение $U_{BЭ2}$. Пусть этот запас равен 20 %, тогда

$$I_{\text{вых}} = 1,2 I_{B2},$$

а ток, протекающий через резистор $R2$, равен $0,2 I_{B2}$. Сопротивление резистора

$$R_2 = \frac{U_{BЭ2}}{0,2 I_{B2}} = \frac{0,9 \text{ В}}{0,2 \cdot 0,33} = 13,5 \text{ Ом.}$$

В качестве $VT1$ можно взять биполярный транзистор средней мощности: $p-n-p$ -проводимости типа КТ816А ($I_K = 2 \text{ А} > I_{B2}$, $P_{\text{рас max}} = 20 \text{ Вт} > U_{\text{вх}} I_{B2} \approx 15 \cdot 0,3 \approx 4,5 \text{ Вт}$, $U_{BЭ} = 0,7 \text{ В}$ при $I_K \approx 0,4 \text{ А}$) и $n-p-n$ -проводимости типа КТ817А с аналогичными параметрами. Следовательно,

$$R_1 = \frac{U_{BЭ1}}{I_{\text{вых.пор}}},$$

где $I_{\text{вых.пор}} = 5 \text{ А}$ — максимально допустимый выходной ток.
Тогда

$$R_1 = \frac{0,7}{5} \approx 0,14 \text{ Ом.}$$

Таким образом, для схемы (см. рис. 2.14) с требуемыми параметрами в зависимости от полярности выходного напряжения можно использовать следующие элементы: $R_1 \approx 0,15 \text{ Ом}$, $R_2 \approx 15 \text{ Ом}$, $VT1$ — КТ816А или КТ817А, $VT2$ — КТ818А или КТ819А; микросхему стабилизатора серии 78 нужно заменить на аналог серии 79 для стабилизации напряжения противоположной полярности.

В этой схеме входное напряжение должно превышать выходное как минимум на величину перепада стабилизатора 142ЕН5 или его аналога 78xx (2 В) плюс напряжение перехода база—эмиттер транзистора $VT1$. На практике эту схему часто модифицируют, чтобы обеспечить ограничение тока транзистора $VT1$, который в противном случае может отдавать ток, в $h_{21Э}$ раз превышающий максимальный внутренний ток стабилизатора, т. е. 20 А и более! Этого достаточно для разрушения транзистора $VT1$. В схеме на рис. 1.100 (см. лекцию 1.15 эти недостатки устранены за счет некоторого усложнения.

В сильноточных стабилизаторах для уменьшения рассеиваемой мощности до приемлемого значения важно добиться малого перепада напряжений. Чтобы получить в этой схеме характеристику с обратным наклоном, нужно подключить базу $VT1$ к делителю напряжения, в качестве которого выступает

модуль на резисторах $R2$, $R3$, транзистор $VT3$ и резистор $R4$. Разность потенциалов на выводах $R4$ увеличивается при увеличении протекающего через резистор тока, и транзистор $VT3$ начинает открываться. Напряжение на базе $VT1$ повышается, и, открываясь, транзистор $VT1$ уменьшает разность потенциалов между базой и эмиттером $VT2$. Ток в цепи эмиттер–коллектор $VT2$ уменьшается.

При наличии в выходной цепи интегральной схемы конденсатора емкостью 5...10 мкФ нагрузка, как правило, имеет емкостные развязки, в которых используют керамические и электролитические конденсаторы и при корот-

ком замыкании на входе стабилизатора наблюдается кратковременный бросок тока большой силы. Это происходит вследствие разряда выходных конденсаторов через цепи интегральной схемы в направлении от выхода стабилизатора к его входу. Значение импульса тока может достигать единиц и десятков ампер, что приводит к повреждению интегральной схемы. Для защиты ее от выхода из строя в подобной ситуации можно использовать шунтирование диодом (рис. 2.15). В случае короткого замыкания на входе выходной конденсатор $C2$ и конденсатор нагрузки разряжаются че-

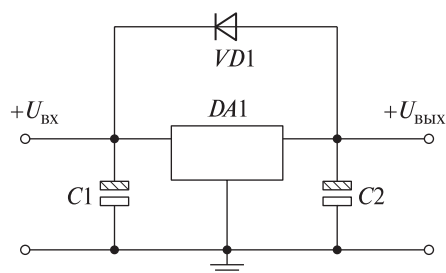


Рис. 2.15. Схема включения микросхем типа 142ЕН5 с защитой от короткого замыкания входной цепи

рез шунтирующий диод $VD1$. Для шунтирования желательно использовать быстродействующие диоды Шоттки.

При необходимости возможно изменение значения $U_{ВЫХ}$ в схемах с трехвыводными стабилизаторами. Одним из способов коррекции (регулирования) выходного напряжения является включение стабилитрона (или нескольких стабилитронов) в цепь общего вывода интегральной схемы (рис 2.16).

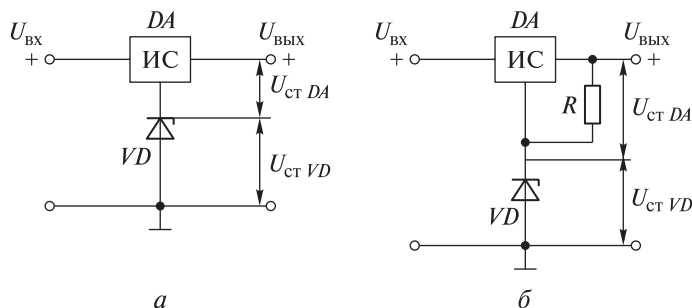


Рис. 2.16. Схемы включения микросхем типа 142ЕН5 с возможностью изменения выходного напряжения:

- а* — без возможности управления током через стабилитрон;
б — с возможностью задания номинального тока с помощью резистора R

В схеме на рис. 2.17, *а* значение обратного тока, протекающего через стабилитрон VD , определяется током потребления интегральной схемы, который называют также *током потерь*. Значение этого тока в общем случае составляет единицы миллиампер и может изменяться в зависимости от режима работы схемы.

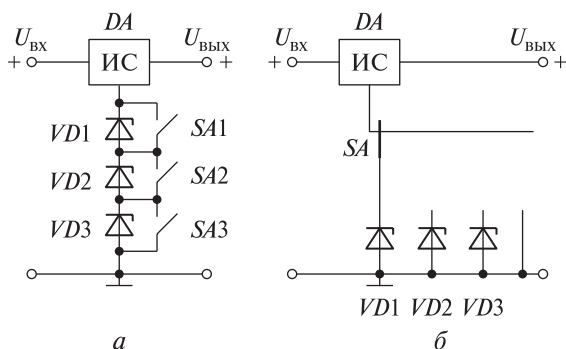


Рис. 2.17. Схемы со ступенчатым переключением выходного напряжения:

а — число выходных напряжений равно $2n$ (n — число переключений); *б* — число выходных напряжений совпадает с числом позиций переключателя

В схеме на рис. 2.17, *б* через стабилитрон протекает дополнительный ток стабилизации, определяемый сопротивлением балластного резистора $U_{ст\ DA}/R_6$. Благодаря этому повышается качество стабилизации напряжения $U_{ст\ VD}$, а следовательно, и выходного напряжения.

Для получения набора различных значений напряжения стабилизации, отличных от номинальных, возможно подключение стабилизаторов по схемам, представленным на рис. 2.17, *а* и *б*. В обеих схемах общий вывод подключен к искусственной (виртуальной) «земле», «смещенной» относительно действительной «земли» на величину, соответствующую напряжению стабилизации стабилитрона $U_{ст\ VD}$. Выходное напряжение при этом равно сумме напряжений $U_{ст\ VD} + U_{ст\ DA}$. Используя стабилитроны с различными значениями напряжения стабилизации, можно получить необходимый набор значений напряжения на выходе стабилизатора.

Если по определенному закону изменять потенциал общего вывода интегральной схемы относительно ее общего провода, можно осуществлять функциональное управление выходным напряжением.

Задание № 2

1. Получить задание.
2. Рассчитать параметры источника электропитания с плавным регулированием выходного напряжения.
3. Проанализировать результаты работы, сформулировать краткие выводы по работе.

Теоретическая часть

Требуется определить параметры резистивного делителя напряжения, который используется для регулирования выходного напряжения (рис. 2.18, а).

На рис. 2.18, б показано нарастание напряжения на выходе стабилизатора от времени после включения. Напряжение на выходе можно плавно регулировать потенциометром R_2 .

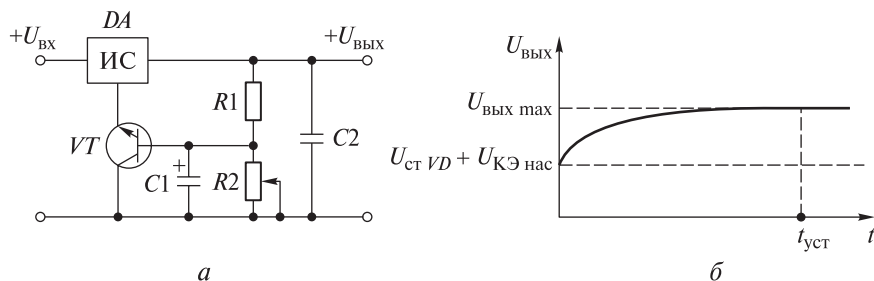


Рис. 2.18. Стабилизатор с возможностью плавного регулирования выходного напряжения и плавным включением:

а — схема; б — зависимость напряжения на выходе от времени

Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель выходного напряжения. К выходу этого делителя подключается общий вывод интегральной схемы ИС (см. рис. 2.18, а). Выходное напряжение схемы

$$U_{\text{ВЫХ}} \approx U_{\text{ст}DA} + I_{\text{д}} R_2,$$

где $I_{\text{д}}$ — ток, протекающий через делитель напряжения.

Расчет сопротивлений резисторов R_1 и R_2 :

1) задаем ток, протекающий через делитель напряжения:

$$I_{\text{д}} \geq (3 - 5) I_{\text{п}},$$

где $I_{\text{п}}$ — ток потерь (ток потребления) интегральной схемы;

2) определяем сопротивление резистора:

$$R_1 \approx \frac{U_{\text{ст}DA}}{I_{\text{д}}};$$

3) проверяем, попадает ли значение R_1 в диапазон, оговоренный в рекомендациях по использованию конкретной схемы (для отечественных микросхем серии 142ЕН $R_1 = 100 \dots 300$ Ом);

4) если сопротивление R_1 выходит за рамки рекомендуемых значений, задаем иное значение $I_{\text{д}}$;

5) рассчитываем сопротивление R_2 по формуле

$$R_2 = \frac{U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ст}DA}}{I_{\text{д}}}.$$

В расчетных соотношениях не учитывается ток потерь $I_{\text{п}}$, точное значение которого определить сложно в силу разброса значений данного параметра для схем одного и того же номинала и зависимости значения $I_{\text{п}}$ от режима работы стабилизатора. В связи с этим для повышения точности расчетов значение $I_{\text{д}}$ берется в несколько раз большим, чем $I_{\text{п}}$. Однако даже при существенном преобладании $I_{\text{д}}$ над $I_{\text{п}}$ для установки точного значения диапазона $U_{\text{вых}}$ может потребоваться регулирование (например, подбор резистора R_2), так как имеет место разброс значений R_1 , R_2 и $U_{\text{стДА}}$ (например, напряжение стабилизации отечественной микросхемы К142ЕН8Е — $(15 \pm 0,60)$ В).

Выходное напряжение в момент включения схемы равно $U_{\text{стДА}} + U_{\text{КЭнас}}$, где $U_{\text{КЭнас}}$ — напряжение между коллектором и эмиттером транзистора VT в режиме насыщения. В момент включения схемы конденсатор C_1 начинает заряжаться через резистор R_1 , падение напряжения на котором является прямым для эмиттерного перехода транзистора. Транзистор VT открывается и шунтирует резистор R_2 . Затем по мере заряда конденсатора C_1 сопротивление перехода коллектор–эмиттер транзистора увеличивается и выходное напряжение возрастает (см. рис. 2.18, б).

Максимальное выходное напряжение задается резисторами R_1 и R_2 .

Время «установления» выходного напряжения $t_{\text{уст}}$ задается значениями сопротивлений R_1 и R_2 и емкости C_1 . Стабилизатор может использоваться для «плавного» увеличения выходного напряжения с момента включения до достижения предустановленного напряжения.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Возможно ли получение произвольного стабилизированного напряжения при использовании интегральных стабилизаторов с фиксированным напряжением?

2. Что требуется для повышения выходного тока стабилизатора выше номинального при использовании интегральных стабилизаторов с фиксированным напряжением?

3. В чем опасность замыкания на входе стабилизатора при его работе на емкостную нагрузку?

4. Нужно ли устанавливать на радиатор интегральный стабилизатор с фиксированным напряжением?

5. Какова минимальная разность входного и выходного напряжений у интегральных стабилизаторов с фиксированным напряжением?

ПРАКТИЧЕСКАЯ РАБОТА (СЕМИНАР) № 8. РАСЧЕТ НИЗКОВОЛЬТНОГО ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Цель работы: изучение способов расчета, конструкции и принципов работы низковольтных ИЭП, получение их заданных входных и выходных параметров, приобретение навыков расчета низковольтных ИЭП.

Задание по работе

1. Получить задание.
2. Рассчитать параметры низковольтного ИЭП.
3. Проанализировать результаты работы, сформулировать краткие выводы по работе.

Теоретическая часть

Требуется выполнить расчет низковольтного 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 этих значений. Регулируемое выходное напряжение 24...270 В. Мощность на выходе ИЭП может достигать 1000 В·А при частоте 20...30 кГц и 200 В·А при частоте 50...100 кГц. Источник электропитания рассчитан на однофазное входное напряжение (220 ± 33) В частотой 50 Гц. Функциональная схема ИЭП представлена на рис. 2.19, а.

Источник электропитания содержит два мостовых инвертора И1 и И2, собранных на полевых транзисторах. При этом инверторы включены параллельно по входу и управляются напряжением прямоугольной формы типа меандр. Нагрузкой высокочастотных инверторов являются трансформаторы $TV1$ и $TV3$, вторичные обмотки которых соединены последовательно и включены на резонансный LC -контур. Нагрузкой LC -контура является резистор $R1$.

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

$$U_1 = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \sin\left(\frac{\gamma\pi}{2}\right) U_{\max},$$

где γ — относительная длительность импульса прямоугольного напряжения, $\gamma = 2t_{\text{и}}/T$; $t_{\text{и}}$ — длительность импульса; T — период повторения импульсов; U_{max} — максимальное значение прямоугольного импульса.

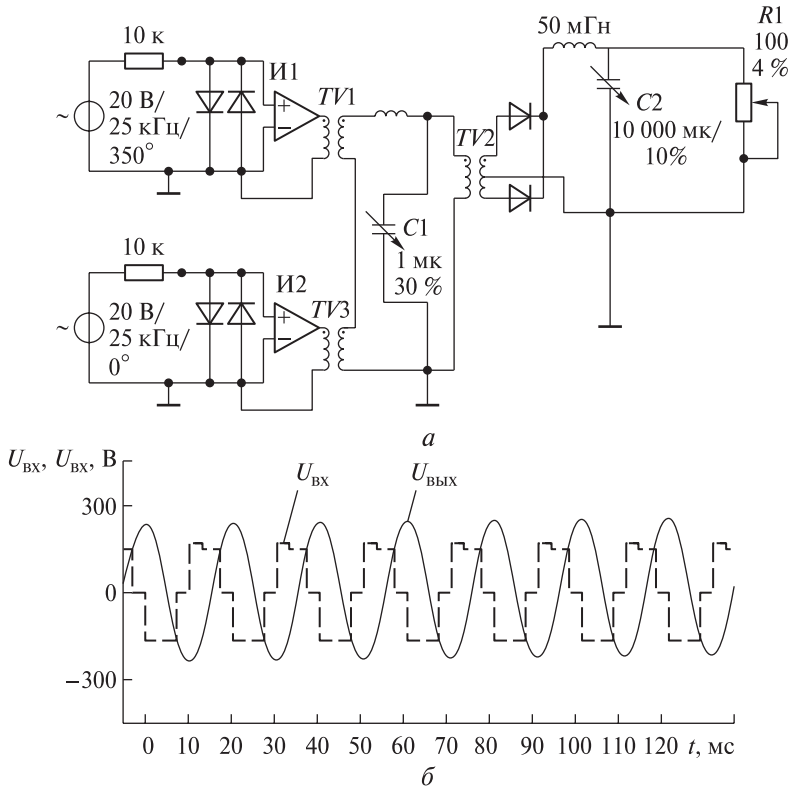


Рис. 2.19. Источник электропитания, который можно использовать для исследования трансформаторов:

a — схема; *б* — диаграммы входного $U_{\text{вх}}$ и выходного $U_{\text{вых}}$ напряжений LC -контура

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

$$U_{\text{н}} = \frac{2\sqrt{2}U_1 Z_{\text{н}}}{\pi \sqrt{\left(\omega L_{\text{к}} - \frac{1}{\omega C_{\text{к}}}\right)^2 + Z_{\text{н}}^2}},$$

где $Z_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки; $L_{\text{к}}$, $C_{\text{к}}$ — индуктивность и емкость контура.

Одновременно в качестве регулировочной характеристики напряжения LC -контура используется функциональная зависимость модуля коэффициента передачи по напряжению $[K_{\text{н}}]$ от отношения частоты преобразования $\omega_{\text{п}}$ к собственной резонансной частоте 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 обеспечивается устройством управления, которое получает от органов управления, расположенных на передней панели, необходимые сигналы, а также сигналы обратной связи по выходным напряжению и току.

Параметры трансформатора *TV1*:

- коэффициент трансформации $k_T = 1,4$;
- индуктивность рассеяния $L_c = 0,1$ мкГн;
- индуктивность намагничивания $L_m = 42,2$ мкГн;
- активные сопротивления первичной и вторичной обмоток $0,1$ Ом.

Параметры модели трансформатора *TV2*:

- коэффициент трансформации $k_T = 1,5$;
- индуктивность рассеяния $L_c = 10$ мкГн;
- индуктивность намагничивания $L_m = 42,2$ мкГн;
- активные сопротивления первичной и вторичной обмоток $0,1$ Ом.

При исследовании регулировочных характеристик ИЭП с помощью программы схемотехнического моделирования *ElectronicWorkbench* инверторы для упрощения заменяли идеальными операционными усилителями (ИОУ), работающими каждый на свой трансформатор (см. рис. 2.19, а). При этом на выходе ИОУ возможно получение двухполярного напряжения прямоугольной формы с заданными частотой и амплитудой. Амплитуда выходного напряжения ИОУ определяется выбором двухполярного напряжения электропитания ИОУ.

Синхронное управление ИОУ осуществляется от двух генераторов синусоидального напряжения. Значениями частоты и фазы генераторов в исследуемой схеме с резонансным *LC*-контуром в разомкнутом виде будут определяться выходные напряжение и ток ИЭП, а также режимы работы каждого компонента схемы. В связи с этим частота и фаза задаются в меню перед запуском программы в зависимости от необходимых выходных параметров ИЭП. Сдвигом по фазе напряжений задающих генераторов определяется нулевая пауза в результате векторного сложения напряжений на вторичных обмотках согласующих трансформаторов. Необходимые параметры (коэффициент трансформации, индуктивность рассеяния и намагничивания) согласующих трансформаторов *TV1* и *TV2*, а также испытуемого или выходного трансформатора *TV3* выбирают с учетом требуемого результата. Параметры выходного выпрямителя, сглаживающего фильтра и нагрузки необходимо задать в меню программы. Интересующие в ходе исследований значения токов и напряжений отдельных элементов схемы, а также формы

напряжения и тока выводятся на экран с помощью измерительных приборов и осциллографа. На рис. 2.19, б представлен пример диаграммы входного и выходного напряжений LC -контура, нагруженного на трансформатор с двухтактным выпрямителем, сглаживающим LC -фильтром и нагрузкой.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое операционный усилитель?
2. На каких частотах могут работать операционные усилители?
3. Как регулируют усиление операционного усилителя?
4. Как получить на выходе трансформатора двухполярный сигнал при использовании двух идентичных операционных усилителей?
5. Что такое резонансный контур?

ПРАКТИЧЕСКАЯ РАБОТА (СЕМИНАР) № 9. РАСЧЕТ ИСТОЧНИКОВ СТАБИЛЬНОГО ТОКА

Цель работы: изучение принципов расчета источников стабильного тока; изучение конструкции и принципов их работы; получение заданных входных и выходных параметров источников стабильного тока; приобретение навыков расчета источников стабильного тока.

Задание № 1

1. Получить задание.
2. Рассчитать параметры источника стабильного тока.
3. Проанализировать результаты работы, сформулировать краткие выводы по работе.

Теоретическая часть

Требуется выполнить расчет источника стабильного тока, значение которого не превышает 6 А. Источник тока содержит следующие основные узлы: регулирующий компонент, источник опорного напряжения, задающий узел, узел электропитания, контрольно-измерительные приборы.

Схема устройства приведена на рис. 2.20.

Источник опорного напряжения представляет собой повторитель напряжения и содержит высокоточный операционный усилитель $DA1$ (микросхема типа К140УД14А) и транзистор $VT1$ типа КТ603Б. Нагрузкой опорного источника напряжения являются последовательно соединенные прецизионные резисторы $R4-R12$ (типа С2-1 или С2-13) сопротивлением 49,9 Ом каждый. На вход повторителя подается постоянное напряжение U_0 с выхода двухступенчатого параметрического стабилизатора напряжения, который содержит диоды $VD1$ (Д818Е), $VD3$ (КС515А) и делитель напряжения $R1$ (2,2 кОм), $R2$ (3,3 кОм), $R3$ (3,3 кОм). Падение напряжения на каждом резисторе $R4-R12$ можно принять равным $U_0/9$, что позволяет снять с выходов делителя 10 значений опорного напряжения в диапазоне от 0 до U_0 . Резисторы делителя выбирают с допуском на сопротивление не более 1 %.

Выходными сигналами источника опорного напряжения формируются в задающем узле напряжения для управления генератором выходного тока. В состав задающего узла входит высокоточный операционный усилитель $DA2$ (микросхема типа К140УД14А), который суммирует опорные напряжения с делителя $R4-R12$. С помощью переключателей $SA1-SA4$ на выходе операционного усилителя $DA2$ устанавливается значение напряжения (от 0 до 1,111) U_0 согласно зависимости

$$U_{DA2} = \frac{k_1 U_0}{9} + \frac{k_2 U_0}{90} + \frac{k_3 U_0}{900} + \frac{k_4 U_0}{9000},$$

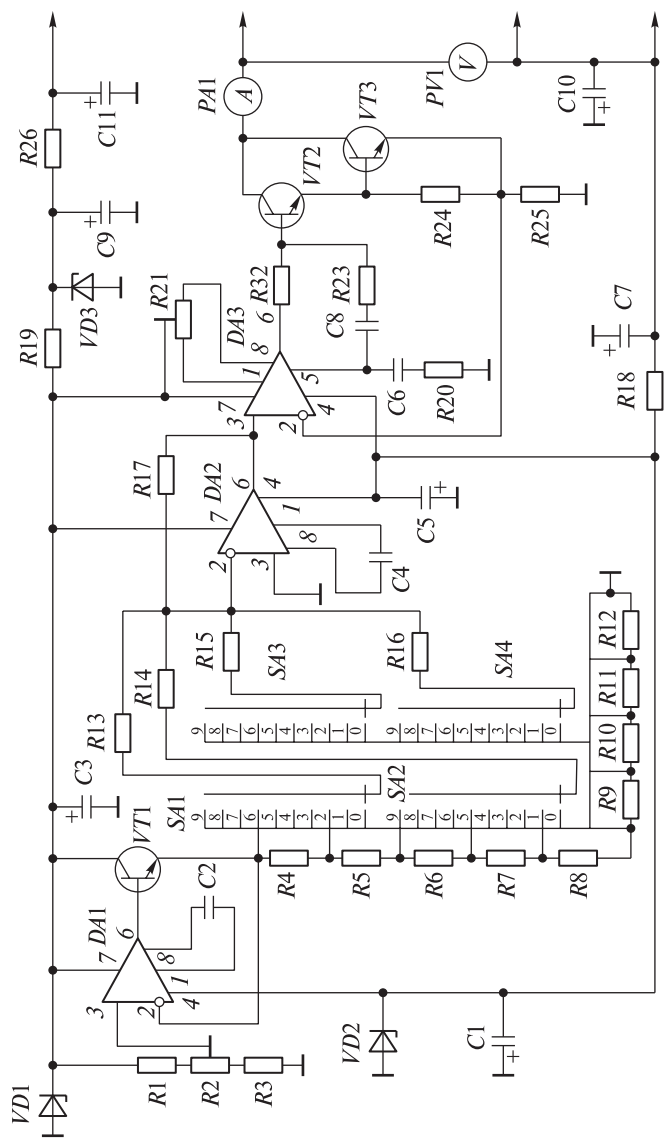


Рис. 2.20. Схема источника тока, значение которого не превышает 6 А, со стабилизатором тока

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} (C2-29 или C2-31) сумматора должны иметь отклонение сопротивления около 0,05...0,10 % и значение сопротивления, большее по сравнению с сопротивлением резисторов источника опорного напряжения.

Генератор выходного тока содержит усилитель мощности на транзисторах VT_2 (ГТ321В) и VT_3 (КТ825Г). Резистор R_{25} (C5-8 или C5-16 с сопротивлением 0,51 Ом) является датчиком тока операционного усилителя DA_3 (микросхема типа К153УД5), 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 PA_1 (0...10 А) и PV_1 (0...30 В). Полное отклонение вольтметра соответствует значению тока не более 100 мкА для точного установления тока нагрузки.

Перечислим 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); R_{21} (39 Ом); R_{22} (10 Ом); R_{23} (110 Ом); R_{24} (680 Ом); R_{26} (620 Ом); стабилитрон VD_2 (КС515А).

Задание № 2

1. Получить задание.
2. Рассчитать параметры источника электропитания соленоидов СВЧ-прибора стабилизированным током.
3. Проанализировать результаты работы, сформулировать краткие выводы по работе.

Теоретическая часть

Требуется выполнить расчет источника электропитания соленоидов СВЧ-прибора стабилизированным током. Основные требования, предъявляемые к ИЭП:

- установка выходного тока должна осуществляться в пределах 10...12,5 А плавно или ступенями через 0,5 А с помощью регулирующего устройства;
- нестабильность установленного выходного тока при всех условиях эксплуатации должна быть в пределах $\pm 4\%$ от установленного значения при изменении сопротивления нагрузки от минимального значения до максимального;

- входное напряжение составляет (220 ± 11) В трехфазного тока частотой 400 Гц;
- нагрузка выполнена в виде обмотки из провода, активное сопротивление которой при температуре $+20$ °С равно (7 ± 1) Ом;
- охлаждение обмотки жидкостное;
- температура жидкости на входе обмотки при включении из холодного состояния равна температуре окружающей среды (от -50 до $+50$ °С), максимальная температура провода обмотки $+130$ °С;
- сопротивление проводов, соединяющих источник тока и нагрузку, при температуре $+20$ °С составляет 0,1 Ом;
- относительное эффективное значение пульсации выходного тока не должно превышать 10^{-3} ;
- должна быть предусмотрена защита по максимальному (14...16,5 А) и минимальному (7,0...8,5 А) току нагрузки, отключающая высокое напряжение от СВЧ-прибора за время не более 0,3 с.

Структурная схема рассматриваемого источника тока на базе высокочастотного преобразователя приведена на рис. 2.21.

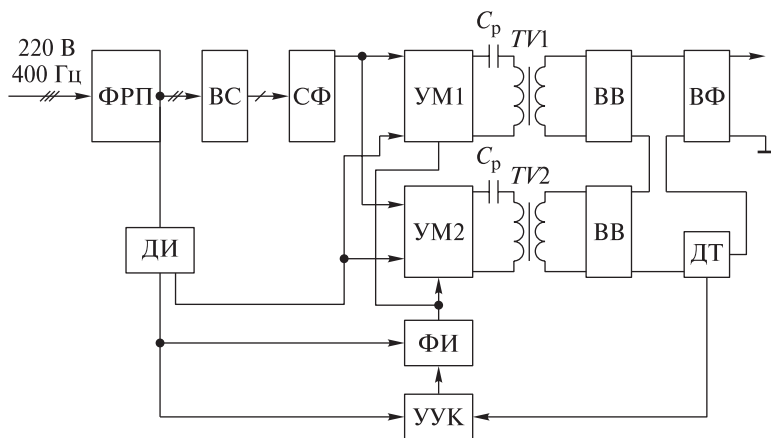


Рис. 2.21. Структурная схема источника тока для соленоида СВЧ-прибора:

ВВ — выпрямитель выходной; ВС — выпрямитель сетевой; ВФ — выходной фильтр; ДИ — датчик перехода через ноль; ДТ — датчик тока; СФ — сетевой фильтр; УМ — усилитель мощности; УУК — устройство управления и контроля; ФИ — формирователь импульсов; ФРП — фильтр радиопомех; C_p — разделительный конденсатор

Выходная мощность источника тока определяется выражением

$$P_{\text{вых max}} = I_{\text{вых max}}^2 R_{\text{нагр max}}$$

При выходной мощности источника тока, превышающей выходную мощность одного транзисторного моста, необходимо сложение мощностей по

постоянному току в соответствии с приведенной структурной схемой (см. рис. 2.21).

Ориентировочно максимальное значение тока $I_{\text{ком}}$, коммутируемого транзисторами мостовой схемы, определяют по формуле

$$I_{\text{ком}} = \frac{P_{\text{вых max}}}{\eta K_{\text{зап max}} U_{d \text{ min}}},$$

где η — КПД преобразователя, $\eta \approx 0,80\text{--}0,85$; $K_{\text{зап max}}$ — максимальный коэффициент заполнения импульсов; $U_{d \text{ min}}$ — минимальное значение выпрямленного напряжения сети.

В случае параллельной работы мостовых схем полученное значение $I_{\text{ком}}$ необходимо поделить пополам.

Максимальное напряжение, коммутируемое транзисторами инвертора, для мостовой схемы равно максимальному выпрямленному напряжению с учетом коэффициента запаса $K_z = 1,2$.

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, в результате сравнения напряжения рассогласования с напряжением генератора пилообразного напряжения в микросхеме, приводит к регулированию выходного напряжения источника для стабилизации тока в нагрузке.

Максимальное выходное напряжение на вторичной обмотке трансформатора для источника тока определяется зависимостью

$$U_{\text{т.вых max}} = \frac{I_{\text{н max}} R_{\text{н max}} + \Delta U_{\text{пр.выпр}}}{K_{\text{зап max}}}.$$

При суммировании выходного напряжения полученное значение $U_{\text{т.вых max}}$ делят пополам.

Задание № 3

1. Получить задание.
2. Рассчитать параметры радиопередающего устройства, предназначенного для генерирования мощных высокочастотных импульсов с широким набором значений частоты повторения и длительности.
3. Проанализировать результаты работы, сформулировать краткие выводы по работе.

Теоретическая часть

Требуется выполнить расчет радиопередающего устройства, предназначенного для генерирования мощных высокочастотных импульсов с широким набором значений частоты повторения и длительности, для формирования непрерывных сигналов первого и второго гетеродинов приемника и сигнала

опорной частоты. В устройстве используются выходной клистрон в качестве оконечного усилителя и лампа бегущей волны в качестве активного компонента предварительного усилителя. В состав радиопередающего устройства входят: возбудитель-гетеродин; формирователь зондирующих сигналов ФЗС; усилитель выходного сигнала передатчика ВУ; высоковольтный стабилизирующий ИЭП катодного напряжения (рис. 2.22).

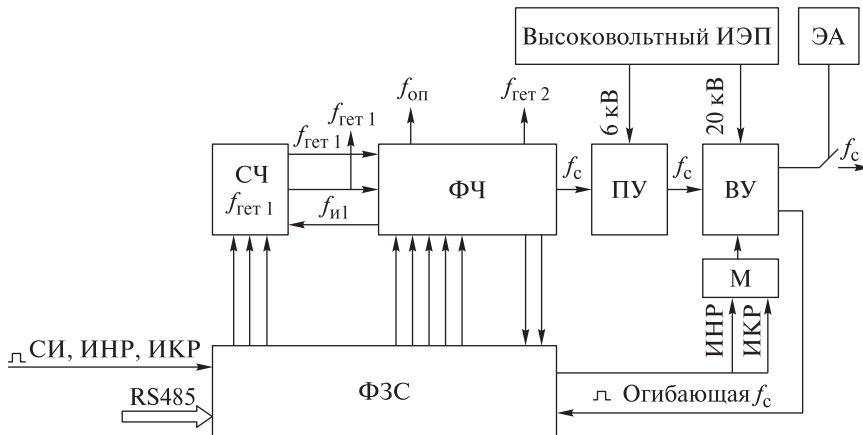


Рис. 2.22. Структурная схема радиопередающего устройства:

ВУ — входной усилитель; ИКР — импульс конца работы; ИНР — импульс начала работы; М — модулятор; ПУ — предварительный усилитель; СИ — синхроимпульсы; СЧ — синтезатор частот; ФЗС — формирователь зондирующих сигналов; ФЧ — формирователь частот; ЭА — электронная аппаратура

Возбудитель-гетеродин формирует сигнал на выходных частотах радиопередающего устройства в заданном диапазоне частот, а также сигналы первого и второго гетеродинов приемника. Сигнал с выхода возбудителя поступает на предварительный усилитель ПУ.

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 клистронного высокочастотного импульса равна временному интервалу между фронтами поступающих на модулятор импульсов ИНР и ИКР.

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.

На выходе высоковольтного ИЭП может быть установлено заданное в паспорте на клистрон напряжение, которое поддерживается с необходимой точностью. Высоковольтный ИЭП обеспечивает плавный подъем выходного напряжения при включении, а также установку напряжения в пределах 0,7...1,0 от 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, высоковольтный делитель, фильтр;
- панель предохранителей;
- источник электропитания соленоида.

Основные технические данные высоковольтного ИЭП, входящего в состав радиопередающего устройства, следующие:

- выходное напряжение 20 кВ;
- выходной ток 1 А;
- нестабильность выходного напряжения — не более 3 %;
- уровень гармонических составляющих выходного напряжения в доплеровском диапазоне частот — не более 50 мВ;
- время установления напряжения — не более 5 с.

Структурная схема высоковольтного источника электропитания приведена на рис. 2.23.

Основой ИЭП является преобразователь напряжения, работающий на частоте 90... 130 кГц. Главными 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 ИЭП 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 около 450 В. Форма напряжения близка к синусоидальной. Выходное выпрямленное напряжение каждого трансформаторно-выпрямительного модуля равно 12 кВ при номинальном токе, равном половине выходного тока нагрузки, и рабочем потенциале относительно корпуса и первичной обмотки 24 кВ. В связи с этим для получения заданного напряжения и выходной мощности модули

ТВМ1–ТВМ4 включают группы: ТВМ1 соединяют последовательно по выходу с ТВМ2, а ТВМ3 — последовательно по выходу с ТВМ4. Далее эти две группы соединены по выходу параллельно.

Регулирование и стабилизация напряжения на выходе осуществляются с помощью обратной связи. Напряжение обратной связи снимается с делителя напряжения ДН и подается в систему управления инверторами. Регулирование и стабилизация выходного напряжения обеспечиваются частотным методом с отстройкой в сторону 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 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 сетевых выпрямителей СВ1–СВ4 подается напряжение сети 220 В трехфазного тока частотой 400 Гц от блока защиты и фильтрации сети. В состав этого блока входят сетевые помехоподавляющие фильтры и устройство защиты. Фильтры служат для защиты сети от помех, создаваемых инверторами, а также для защиты ИЭП от помех, поступающих со стороны входной сети. Устройство защиты выполняет функцию защиты сети от аварийного тока в результате короткого замыкания на выходах сетевых выпрямителей СВ1–СВ4 (например, при пробое транзисторов инвертора).

Блок управления, индикации и контроля БУИК осуществляет функции индикации и контроля основных параметров ИЭП, в том числе регулируемого выходного высокого напряжения, а также синхронизирует совместную работу с другими внешними устройствами комплекта аппаратуры.

Мощность, потребляемая ИЭП от входной сети, определяется выражением

$$P \sim \frac{U_n I_n}{\eta q},$$

где $U_n = 20$ кВ — катодное напряжение выходного усилителя передающего устройства; $I_n = 18$ А — импульсный ток выходного усилителя; $\eta = 0,55–0,90$ — КПД высоковольтного выпрямителя; $q = 20$ — скажность в импульсном режиме работы.

При указанных значениях величин входная мощность ИЭП составляет 21 кВт.

Ток фазы I_Φ входной сети

$$I_\Phi = \frac{P}{U_n \cdot 1,73} = \frac{21\,000}{220 \cdot 1,73} = 55 \text{ А}.$$

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 модуляцию 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 собственным 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 находят, имея в виду следующие соображения. Мощность на выходе усилительного кलिстрона определяется выражением

$$P = \eta K U^{5/2},$$

где η — КПД выходного усилителя; K — *первеанс* выходного усилителя; U — выходное напряжение высоковольтного ИЭП.

Приращение мощности ΔP связано с приращением напряжения ΔU соотношением

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{5\Delta U}{2U}.$$

Максимальная мощность $P_{\max}$ амплитудно-модулированного сигнала связана с коэффициентом m_a амплитудной модуляции зависимостью

$$P_{\max} = P(1 + m_a)^2,$$

где P — мощность немодулированного сигнала.

Тогда

$$\Delta P = P_{\max} - P = 2m_a P$$

(при малых коэффициентах амплитудной модуляции).

Следовательно,

$$m_a = \frac{5}{4} \frac{\sqrt{2}U_{\text{эф}}}{U},$$

где $U_{\text{эф}}$ — эффективное значение пульсации напряжения электропитания.

В рассматриваемом случае относительный уровень паразитной модуляции, вызванной спектральными составляющими, не должен превышать –110 дБ, т. е. должно соблюдаться соотношение $m_a < 6,3 \cdot 10^{-6}$. Отсюда

$$U_{\text{эф}} \approx 78,5 \text{ мВ}.$$

Таким образом, для обеспечения допустимой амплитудной модуляции сигнала радиопередатчика уровень пульсаций выходного напряжения ИЭП не должен превышать 80 мВ.

Следует отметить, что пульсации напряжения электропитания, помимо амплитудной модуляции, вызывают и фазовую модуляцию усиленного сигнала, связанную с модуляцией пучка электронов по скорости и, соответственно, с изменением времени пролета электронов в пространстве дрейфа выходного усилителя.

Запаздывание $\theta = \omega t$ 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 $\theta \approx 2000$. Связь запаздывания θ в выходном усилителе с напряжением U электропитания описывается выражением

$$\theta = \omega S \sqrt{\frac{m}{2e}} \frac{I}{\sqrt{U}},$$

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 пульсации напряжения электропитания выходного усилителя, связан с этим напряжением соотношением

$$d\theta = m_\phi = \theta \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{U_{\text{эф}}}{U}.$$

Полагая $m_\phi = 6,3 \cdot 10^{-6}$, получим $U_{\text{эф}}/U \leq 2,5 \cdot 10^{-7}$ или $U_{\text{эф}} \leq 3,5$ мВ, что на порядок меньше допустимых значений пульсации для случая амплитудной модуляции сигнала.

Таким образом, уровень спектральных составляющих в выпрямленном напряжении на частотах от 5 кГц не должен превышать 5 мВ.

Задание № 4

1. Получить задание.
2. Рассчитать параметры источника электропитания соленоида.
3. Проанализировать результаты работы, сформулировать краткие выводы по работе.

Теоретическая часть

Требуется выполнить расчет источника электропитания соленоида, который обеспечивает установленное значение тока в пределах 10...25 А со стабильностью не хуже ± 1 % при воздействии влияющих величин с плавным нарастанием тока за время не менее 1 с при нагрузке с активным сопротивлением 1,5...3,0 Ом и индуктивностью около 0,2 Гн. Источник электропитания рассчитан на выходную мощность 2,0 кВт при входном напряжении (220 ± 44) В трехфазного тока частотой 400 Гц.

Источник электропитания соленоида выполнен по схеме регулируемого стабилизатора тока на базе двухтактного обратного преобразователя. По сравнению с однотактными преобразователями такая схема отличается повышенной мощностью, а по сравнению

с традиционными двухтактными — меньшей сложностью и более высокой надежностью. Структурная схема источника приведена на рис. 2.24.

Принципиальная электрическая схема регулируемого стабилизатора тока приведена на рис. 2.25.

Мощный высокочастотный преобразователь выполнен на двухтактном драйвере $D1$ типа UC3825N, двух транзисторах $VT1$ и $VT2$ типа SPW17N80, двух трансформаторах $TV1$ и $TV2$ на сердечниках марки ETD59 и двух выпрямительных диодах $VD3$, $VD4$ типа CSD020060.

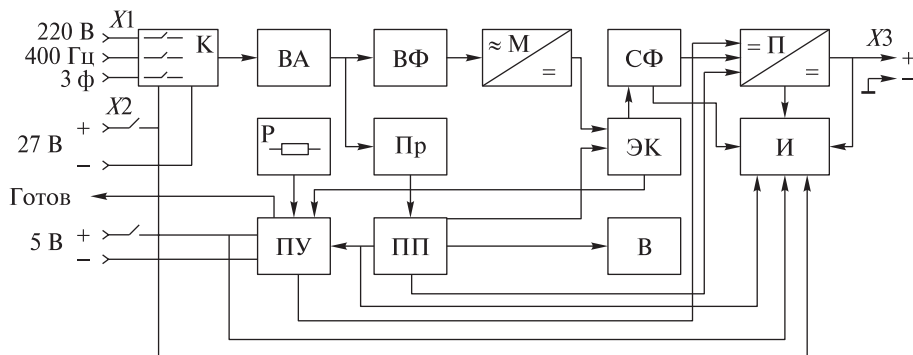


Рис. 2.24. Структурная схема ИЭП соленоида:

В — вентилятор; ВА — входной автомат; ВФ — входной фильтр; И — индикатор напряжения и тока; К — контактор; М — мостовая схема выпрямителя; П — высокочастотный преобразователь; ПП — плата вспомогательного электропитания; Пр — предохранитель; ПУ — плата управления; Р — регулятор уровня тока; СФ — сглаживающий фильтр; ЭК — электронный ключ; X1, X2 — входные разъемы; X3 — выходной разъем

Использование диодов CSD020060 на карбиде кремния, обладающих весьма малым временем восстановления, позволяет реализовывать мощные одноктактные схемы в режиме непрерывных токов.

Схема представляет собой два однотактных 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 $TV3$ и $TV4$. Контроль тока нагрузки ведется с помощью шунта $R27$ типа 75ШСМ3-30-0,5. На микросхеме $D6$ типа 1446УД1А собраны усилитель сигнала датчика тока и усилитель сигнала ошибки, на который поступают сигналы усилителя датчика тока и напряжение задатчика с контакта 2 разъема $X4$. Выход усилителя сигнала ошибки через диод $VD8$ подключен к выходу усилителя сигнала ошибки драйвера $D1$.

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 ИЭП соленоида с плавным нарастанием тока в нагрузку обеспечивает схема управления на транзисторах $VT3-VT6$ и половине

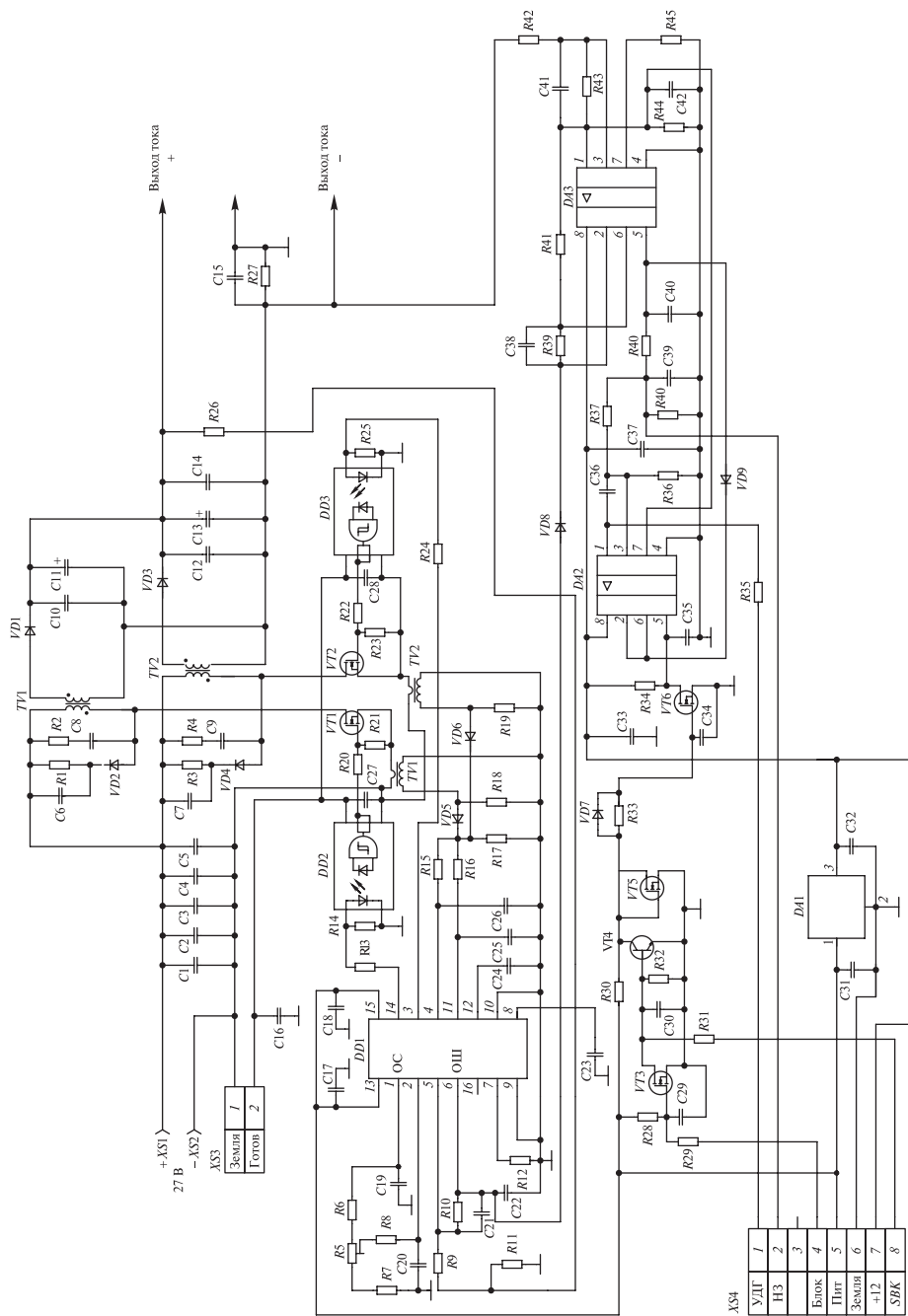


Рис. 2.25. Принципиальная электрическая схема стабилизатора тока:

Блок — сигнал блокировки включения; H3 — напряжение датчика; ОС — регулировка отсечки по напряжению;
ОШ — сигнал от усилителя ошибки; Пит — питание; УДГ — сигнал управления драйвером; SBK — аварийная блокировка

микросхемы *D5*. Включение ИЭП производится подачей сигнала логической единицы на вход транзистора *VT3* через контакт 8 разъема *X4*. Работа ИЭП разрешена при подаче на контакт 4 разъема *X4* сигнала логического нуля или при соединении этого контакта с корпусной (земляной) шиной. Если контакт 4 разъема *X4* отсоединяется от корпусной (земляной) шины или на него подается сигнал логической единицы, то работа источника блокируется.

При отсутствии нагрузки напряжение на выходе ИЭП 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 ИЭП в виде маломощного сетевого преобразователя. Входное напряжение к стабилизатору тока подается от мощного сетевого выпрямителя через контакты *X1*, *X2*.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. В чем отличие стабилизаторов тока от стабилизаторов напряжения?
2. Какой фазовый сдвиг необходим для использования двух одноктактных преобразователей в качестве двухтактного?
3. В каком состоянии находится ключ одноктактного обратногоходового преобразователя в момент отбора мощности вторичной цепью?
4. В чем различие между прямоходовым и обратногоходовым преобразователями?
5. Какие датчики используются в стабилизаторах тока для формирования сигнала обратной связи?

ПРАКТИЧЕСКАЯ РАБОТА (СЕМИНАР) № 10. РАСЧЕТ КЛЮЧЕВОГО КОМПОНЕНТА ИНВЕРТОРА С ИСТОЧНИКОМ ПОСТОЯННОГО ТОКА НА ВХОДЕ

Цель работы: изучение принципов расчета ключевого компонента инвертора с источником постоянного тока на входе, изучение конструкции и принципов его работы, получение заданных входных и выходных параметров ключевого компонента инвертора с источником постоянного тока на входе.

Задание по работе

1. Получить задание.
2. Рассчитать параметры ключевого компонента инвертора с источником постоянного тока на входе.
3. Проанализировать результаты работы, сформулировать краткие выводы по работе.

Теоретическая часть

Требуется выполнить расчет ключевого компонента инвертора с источником постоянного тока на входе (рис. 2.26).

Силовой каскад инвертора должен быть рассчитан на выходную мощность около 25 Вт. В связи с этим его целесообразно выполнять по схеме с разделительным трансформатором на входе и отводом от средней точки выходного трансформатора. В качестве ключей применены транзисторы типа 2Т847А. Трансформатор содержит магнитопровод типа Ш16×20, число витков каждой первичной полуобмотки $W_{12} = W_{34} = 44$. Число витков высоковольтной обмотки $W_B = 1680$. Коэффициент трансформации

$$k_T = \frac{W_B}{W_{12}} = \frac{1680}{44} = 38.$$

Схема ключевого компонента инвертора приведена на рис. 2.26.

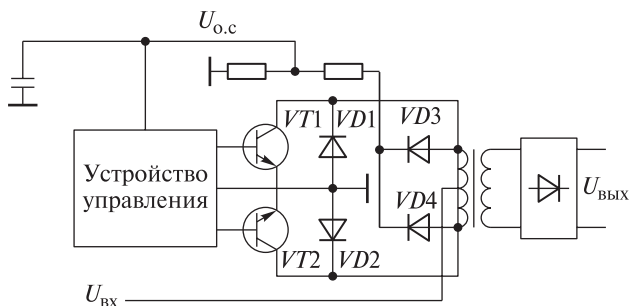


Рис. 2.26. Схема ключевого компонента инвертора

Выходная мощность ИЭП $P_{\text{вых}} = 25$ Вт. Принимаем КПД равным 65 %. Отсюда входная мощность инвертора

$$P_1 = \frac{P_{\text{вых}}}{\eta} = \frac{25}{0,65} = 40 \text{ Вт.}$$

Ширину немагнитного зазора в магнитопроводе трансформатора принимаем равным $\Delta = 0,3 \cdot 10^{-3}$ м.

Индуктивность трансформатора, приведенную к первичной обмотке, определяем по выражению

$$L_{1T} = \frac{1,44 \cdot 10^{-6} S_M W_1^2}{\Delta} = \frac{1,44 \cdot 10^{-6} \cdot 3,2 \cdot 10^{-2} \cdot 44^2}{0,3 \cdot 10^{-3}} = 3 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

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 скважности q при номинальном токе нагрузки:

$$q_{\text{ном}} = \frac{1}{k_T} \sqrt{\frac{R_H}{4fL_{1T}}} = \frac{1}{38} \cdot \sqrt{\frac{310 \cdot 10^3}{4 \cdot 16 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3}}} = 1,07.$$

Входное минимальное напряжение, обеспечивающее выходную мощность 25 Вт:

$$U_{\text{вх}} = \sqrt{P_1 4fL_{1T}} = \sqrt{40 \cdot 192} = 88 \text{ В.}$$

Для обеспечения постоянства входного напряжения $U_{\text{вх}}$ при $U_{\text{вх max}} = 110$ В необходимо иметь

$$q_{u \text{ max}} = q_{\text{ном}} \cdot 1,2 = 1,07 \cdot 1,2 = 1,28.$$

Входной ток при $U_{\text{вх min}}$:

$$I_{\text{вх1}} = \frac{U_{\text{вх min}}}{4fL_{1T}} = \frac{90}{192} = 0,47 \text{ А.}$$

Входной ток при $U_{\text{вх max}}$:

$$I_{\text{вх2}} = \frac{I_{\text{вх1}}}{q_{u \text{ max}}} = 0,39 \text{ А.}$$

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 $I_{u \text{ min}}$:

$$I_{\text{вх min}} = \frac{0,39}{3,16} = 0,124 \text{ А.}$$

закрывают транзисторы ключевого компонента. Третьи входы селекторов объединены и соединены со входом Вкл инвертора.

При подаче на вход Вкл сигнала логической единицы разрешается прохождение импульсов через селекторы, а при подаче сигнала логического нуля прохождение импульсов запрещается, что приводит к отключению высоковольтного ИЭП. Четвертые входы селекторов объединены и соединены со входом защиты, который соединяется с выходом узла защиты ВЗ. Схема формирователя узла защиты приведена на рис. 2.28. Исполнительный компонент узла защиты (*RS*-триггер) выполнен на логических схемах 2И–2ИЛИ–НЕ (микросхемы *DD2.1*, *DD2.2* типа 530ЛР11). На вход *RS*-триггера (вход ДТ) подается сигнал с датчика, установленного в цепи эмиттеров силовых транзисторов.

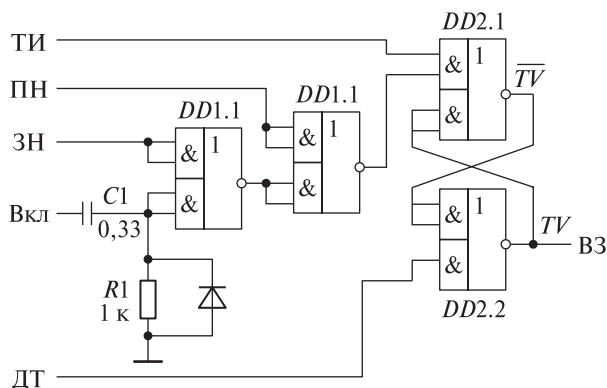


Рис. 2.28. Схема формирователя узла защиты:

ТИ — вход тактовых синхроимпульсов; 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 логической единицы, характеризующий превышение напряжения на выходе ИЭП сверх заданного уровня. Импульс логического нуля, подаваемый на вход ПН, означает, что напряжение на выходе не превышает заданного уровня. Подаваемый на вход ЗН сигнал логической единицы означает, что напряжение на выходе ИЭП не уменьшилось ниже заданного уровня. Подаваемый на вход ЗН сигнал логического нуля указывает, что напряжение на выходе ниже заданного уровня. На вход Вкл подается сигнал начальной установки с уровнем напряжения +5 В. Резистор *R1* и конденсатор *C1* выбирают 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 логического нуля, что не дает возможности включения ИЭП.

При подаче на вход Вкл напряжения +5 В на выходе *DD1.1* формируется импульс логического нуля, а на выходе *DD1.2* — логической единицы. Это позволяет синхроимпульсу, подаваемому на вход ТИ, установиться на выходе QRS-триггера сигнал логической единицы. 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 логического нуля, а на входе ЗН — сигнал логической единицы, который подтвердит сигнал включения. На входе ДТ триггера останется сигнал логической единицы. При перегрузке или коротком замыкании на выходе ИЭП на входе ДТ формируется сигнал логической единицы, а на выходе *TV* — сигнал логического нуля, что приводит к закрытию транзисторов инвертора. Тактовым импульсом на выходе ТИ вновь формируется сигнал логической единицы, 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 ДТ сформируется импульс логического нуля, который блокирует прохождение тактовых импульсов 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 на вход ПН импульсов, характеризующих превышение напряжения на выходе ИЭП.

Схема генератора тактовых импульсов приведена на рис. 2.29. Генератор обеспечивает регулирование частоты следования импульсов, что необходимо для установления оптимального режима работы ИЭП. При включении напряжение на конденсаторе *C1* мало. Транзистор *TV3* закрыт, напряжение коллектора максимально. На выходе *DD1.2* уровень напряжения высокий, а на

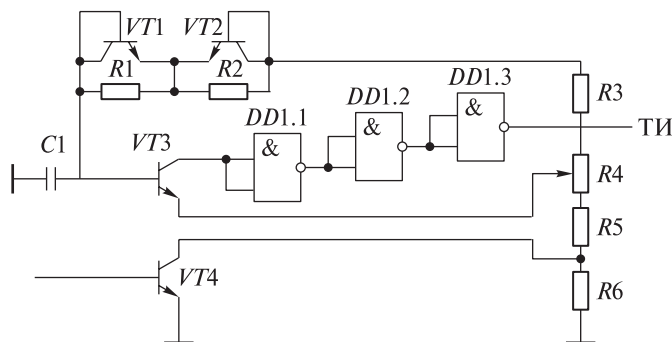


Рис. 2.29. Схема генератора тактовых импульсов:

ТИ — выход генератора тактовых импульсов

выходе $DD1.3$ — низкий. Выходным напряжением $DD1.2$ конденсатор $C1$ заряжается по цепи диод $VT4$ —резистор $R1$. Как только напряжение на конденсаторе $C1$ достигнет суммы напряжений на нижнем плече делителя (резисторы $R4$, $R5$, $R6$) и превысит пороговое напряжение на переходе эмиттер—база транзистора $VT3$, последний откроется и на выходе $DD1.2$ сформируется низкий уровень напряжения, а на выходе $DD1.3$ — высокий уровень (фронт тактового импульса). Конденсатор $C1$ разряжается по цепи диод $VT1$ —резистор $R2$ —выход $DD1.2$. Как только напряжение на конденсаторе $C1$ 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 $VT3$.

Как указывалось ранее, стабилизация и регулирование выходного напряжения ИЭП осуществляются за счет изменения тока базы силовых транзисторов инвертора путем изменения входного напряжения $U_{o.c}$ предварительного усилителя на транзисторах $VT1$ и $VT2$ (см. рис. 2.29) и эмиттерного повторителя на транзисторах $VT3$ и $VT4$.

Таким образом, узел управления должен обеспечивать регулирование тока базы транзисторов в следующих пределах:

$$I_{B\max} = \frac{I_{K\max}}{\beta_{\min}} = \frac{0,5}{5} = 0,1 \text{ А};$$

$$I_{B\min} = \frac{I_{K\min}}{\beta_{\max}} = \frac{0,1}{10} = 0,01 \text{ А}.$$

Выбираем сопротивление ограничительного резистора в цепи базы равным 48 Ом (два резистора по 24 Ом каждый). Максимальный ток через ограничительные резисторы:

$$I_{\text{огрmax}} = I_{B\max} + \frac{U_{\text{ЭБmax}}}{R_{17}} = 0,1 + \frac{0,8}{100} = 0,108 \text{ А}.$$

Максимальный ток базы транзисторов $DA1.3$ и $DA1.4$:

$$I_{B\text{ DA1.3}} = \frac{I_{\text{огр}}}{\beta_{\text{DA1.3min}}} = \frac{108}{20} = 5 \text{ мА}.$$

Необходимое максимальное значение напряжения на коллекторе предварительного усилителя ($DA1.1$, $DA1.2$):

$$\begin{aligned} I_{KЭu\max} &= I_{B\text{ DA1.3}} R_5 + U_{BЭ\text{ DA1.3}} + I_{\text{огрmax}} (R_{11} + R_{13}) + U_{D42.3} + U_{BЭ1Э} = \\ &= 0,005 \cdot 100 + 0,7 + 0,108 \cdot 48 + 0,7 + 0,7 = 7,8 \text{ В}. \end{aligned}$$

Ток коллектора транзистора $DA1.1$ в закрытом состоянии:

$$I_{K\text{ DA1.1}} = I_{B\text{ DA1.1}} + \frac{U_{KЭu\max}}{R_7} = 5 \cdot 10^{-3} + \frac{7,8}{2000} = 9 \text{ мА}.$$

Максимальное напряжение источника обратной связи:

$$U_{o.cmax} = U_{KЭu\max} + I_{K\ DA1.1} R_l = 7,8 + 9 \cdot 10^{-3} \cdot 240 = 10,2 \text{ В.}$$

При минимальном токе базы силового транзистора

$$I_{оррmin} = \frac{I_{Бmin} + U_{ЭБmin}}{R_{17}} = 0,01 + \frac{0,5}{100} = 0,015 \text{ А;}$$

$$I_{DA1.3min} = \frac{I_{Бгрmin}}{\beta_{min}} = \frac{0,015}{30} = 0,5 \text{ мА;}$$

$$U_{KЭu\min} = 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 100 + 0,5 + 0,015 \cdot 48 + 0,5 + 0,5 = 2,3 \text{ В.}$$

Управление высоковольтным ИЭП может быть выполнено на микросхемах типа 1114ЕУ1 или 1114ЕУ3. Эти микросхемы по функциональному назначению и построению 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 довольно 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.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое инвертор?
2. Какие параметры транзисторов оптимальны для применения их в составе инвертора?
3. Возможно ли для управления инвертором использовать цифровые сигналы?
4. Как изменится режим работы инвертора в случае превышении номинального тока нагрузки на 40 % от номинала?
5. Какой тип обратной связи используется в инверторах для получения стабильного выходного напряжения?

2.2. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КОНТРОЛЬНЫХ РАБОТ

КОНТРОЛЬНАЯ РАБОТА № 1. РАСЧЕТ НИЗКОЧАСТОТНОГО СИЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРНО- ВЫПРЯМИТЕЛЬНОГО МОДУЛЯ

Цель работы: изучение принципов расчета низкочастотных выпрямителей для сети переменного тока с частотой 50 Гц; изучение конструкции и принципов работы пассивных фильтров; получение заданных параметров трансформаторно-выпрямительного модуля; приобретение навыков его расчета по заданным параметрам входных и выходных напряжения, тока и пульсаций выпрямленного напряжения.

Задание по работе

1. Получить персональный вариант задания.
2. Письменно ответить на поставленные вопросы. Рассчитать параметры трансформаторно-выпрямительного модуля по заданным характеристикам. Выполнить проверку результатов.
3. Проанализировать результаты работы, сформулировать краткие выводы по работе, оформить отчет и представить его к защите.

Методические указания

Рассчитайте параметры трансформатора по предложенной методике.

Выполните проверку допустимых параметров на технологичность изготовления.

Проанализируйте полученные результаты и сформулируйте основные выводы по работе. Оформите их в виде отчета.

КОНТРОЛЬНАЯ РАБОТА № 2.

РАСЧЕТ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Цель работы: изучение принципов расчета высокочастотных трансформаторов переменного тока с частотой до 500 кГц; изучение конструкции и принципов их работы; получение заданных входных и выходных параметров трансформатора; приобретение навыков расчета трансформатора по заданным параметрам частоты преобразования, выходного напряжения и тока.

Задание по работе

1. Получить персональный вариант задания.
2. Письменно ответить на поставленные вопросы.
3. Рассчитать параметры высокочастотного трансформатора по заданным характеристикам. Выполнить проверку результатов расчета обмоток.
4. Проанализировать результаты работы, сформулировать краткие выводы по работе, оформить отчет.

Методические указания

Перед выполнением заданий данной работы необходимо выполнить все действия, предусмотренные контрольной работой № 1 «Расчет низкочастотного силового трансформаторно-выпрямительного модуля».

Выполните проверку допустимых параметров на технологичность изготовления.

Проанализируйте полученные результаты и сформулируйте основные выводы по работе. Оформите их в виде отчета.

2.3. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ ДОМАШНЕГО ЗАДАНИЯ

ОБЩИЕ ТРЕБОВАНИЯ

Выполнение домашнего задания является заключительным этапом практической части освоения дисциплины «Источники электропитания в приборостроении». Домашнее задание должно представлять собой конкретную практическую разработку, выполненную на основе теоретического и (или) экспериментального исследования в области создания источников электропитания постоянного тока.

Цель домашнего задания: изучение основных методов и средств конструирования ИЭП, освоение базовых методик проведения их расчетов, практическая отработка методов и методик тестирования.

Задачи домашнего задания: практическая отработка знаний, умений и навыков по следующим направлениям деятельности:

- получение теоретических и практических навыков работы с системами автоматического проектирования и моделирования (по вариантам задания);
- классификация ИЭП;
- изучение методов схемотехнического и конструкторского проектирования ИЭП;
- изучение областей применения различных ИЭП в приборостроении.

В результате выполнения домашнего задания приобретаются следующие практические профессиональные знания, умения и навыки.

Студент должен знать:

- классификацию ИЭП;
- функциональный состав ИЭП и принцип работы трансформаторно-выпрямительных модулей и стабилизаторов;
- основные подходы к проведению тестирования ИЭП и соответствующие методики.

Студент должен уметь:

- разрабатывать конструкцию и схемотехнику ИЭП;
- проводить измерения основных параметров ИЭП.

Студент должен иметь навыки:

- применения различных схемотехнических и конструкторских решений;
- проведения экспериментов и измерений с использованием современных приборов и обработки их результатов.

В результате выполнения домашнего задания создается конструкция ИЭП постоянного тока.

При выполнении домашнего задания используются материалы курсов «Аналоговая схемотехника», «Цифровая схемотехника».

Вариант домашнего задания определяется кафедрой для каждого студента индивидуально.

ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ ДОМАШНЕГО ЗАДАНИЯ И ЕГО СТРУКТУРЕ

Домашнее задание должно быть оформлено в виде расчетно-пояснительной записки объемом 25–50 страниц согласно ГОСТ 7.32–2017 (ИСО 5966–82) «Отчет о научно-исследовательской работе. Структура и правила оформления». В соответствии с этим стандартом текстовый документ подобного типа должен включать:

- титульный лист;
- задание;
- календарный план;
- реферат (аннотацию);
- список условных обозначений, сокращений и терминов;
- содержание;
- введение;
- основную часть (типовые этапы работы представлены в табл. 2.11);
- заключение;
- список использованных источников;
- приложения.

Таблица 2.11

Типовые этапы работы

Номер этапа	Этап
1	Анализ предметной области
2	Анализ принципов работы устройства и его функциональных характеристик
3	Схемотехническое проектирование
4	Моделирование принципиальной схемы устройства
5	Конструкторско-технологическое проектирование
6	Экспериментальные исследования на макете
7	Сдача работы

Каждый этап работы должен быть выполнен к определенному сроку. Результаты каждого этапа должны быть отражены в расчетно-пояснительной записке.

Сутью проекта является выполнение исследовательской работы в области моделирования с помощью САПР ИЭП для электронной аппаратуры по заданным индивидуально параметрам.

Расчетно-пояснительная записка должна выполняться и оформляться в соответствии с требованиями систем государственных стандартов:

- Единой системы конструкторской документации (ЕСКД);
- Единой системы технологической документации (ЕСТД);
- Единой системы технологической подготовки производства (ЕСТПП);
- Единой системы программной документации (ЕСПД).

В связи со спецификой учебной документации по согласованию с руководителем работы допускается ряд отклонений от требований государственных стандартов, например использование САПР иностранного производства, не сертифицированных на территории России.

Все материалы расчетно-пояснительной записки сдаются в электронном варианте на CD-носителе или пересылаются по электронной почте на адрес преподавателя. Формат названия файлов документа: Фамилия_группа_ДЗ_БП.

ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ РАСЧЕТНО-ПОЯСНИТЕЛЬНОЙ ЗАПИСКИ

Расчетно-пояснительная записка оформляется в соответствии с требованиями ГОСТ 7.32–2017 с использованием компьютерных текстовых редакторов на белой бумаге формата А4 (210×297 мм) на одной стороне листа. При компьютерной подготовке текста рекомендуемый размер шрифта 12, текст должен быть набран через одинарный интервал. Размеры полей: верхнего — 20 мм, нижнего — 20 мм, левого — 20 мм, правого — 20 мм.

Во введении дается обоснование выбора темы домашнего задания и ее места в научно-техническом направлении, в рамках которого выполняется работа. Определяются актуальность темы, ее практическая ценность, формулируются цель работы и задачи, которые необходимо решить. Указываются области применения результатов работы в промышленности или в научных исследованиях.

Специальный раздел должен содержать результаты разработки в соответствии с темой и техническим заданием.

В заключение приводится результат выполненного исследования.

В списке литературы должна быть представлена использованная при выполнении работы учебная и научно-техническая литература, государственные, отраслевые стандарты и технические условия. Список используемой литературы оформляется в соответствии с требованиями ГОСТ Р 7.0.100–2018 «Библиографическая запись. Библиографическое описание. Общие требования и правила составления».

МЕТОДИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ ДОМАШНЕГО ЗАДАНИЯ

Целью выполнения домашнего задания является разработка модели источника электропитания по варианту задания с последующим изготовлением макета ИЭП, трассировкой печатной платы ИЭП и снятием показаний, отражающих работу устройства.

В качестве примера рассмотрим разработку модели стабилизатора напряжения.

В разделе «Анализ принципов работы устройства и его функциональных характеристик» (см. табл. 2.11) приводятся анализ требований технического задания и обзор прототипов. Дается формулировка задачи проектирования, например: «В данной работе проводится разработка источника электропитания с выходными показателями напряжения 14 В, отличающегося от известных аналогов тем, что при изменении входного напряжения на $\pm 10\%$ коэффициент пульсаций изменяется в допустимых пределах, его изменение не превышает $0,01\%$ ».

В разделе «Схемотехническое проектирование» проводится разработка принципиальной схемы ИЭП (рис. 2.30) и дается ее описание.

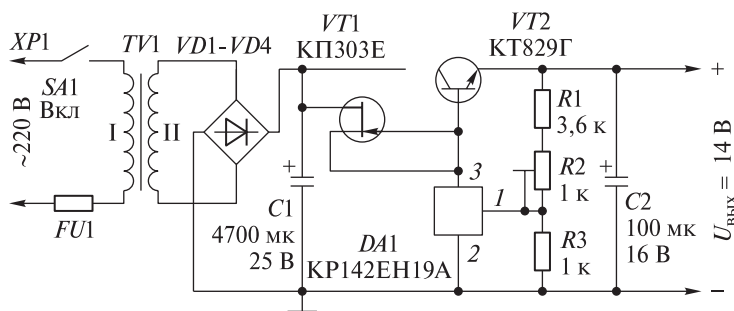


Рис. 2.30. Принципиальная схема ИЭП

Далее в кавычках приведен примерный вариант описания работы. Входное напряжение проходит через понижающий трансформатор $TV1$ и выпрямляется на диодном мосту $VD1-VD4$. Затем оно сглаживается на конденсаторе $C1$ и далее стабилизируется. Часть выходного напряжения через делитель $R2, R3$ подается на вход микросхемы $DA1$. Напряжение на выходе стабилизатора возрастает вплоть до того момента, пока напряжение на входе управления микросхемы $DA1$ не достигнет порогового значения — около 2,5 В. Микросхема в этот момент открывается, понижая напряжение на затворе мощного транзистора $VT2$, т. е. частично закрывая его, и, таким образом, устройство входит в режим стабилизации. Конденсатор $C2$ помогает избавиться от высокочастотных помех и предотвратить самовозбуждение.

С указанными на схеме элементами выходное напряжение стабилизатора составляет 14 В.

Параметры ИЭП:

- входное напряжение 220 В;
- выходное напряжение 14 В;
- выходной ток 2 А.

На рис. 2.31 изображена принципиальная схема устройства, реализованная в пакете САПР».

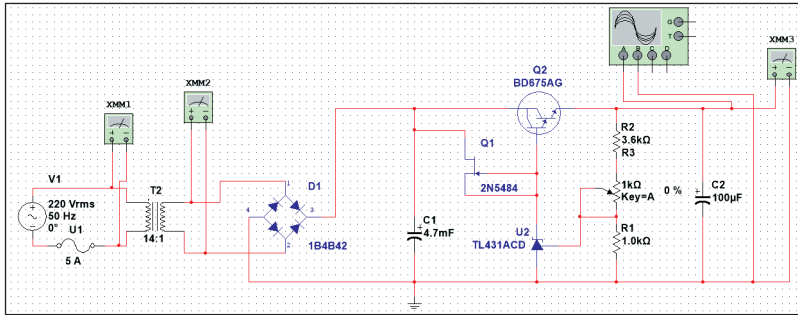


Рис. 2.31. Принципиальная схема ИЭП в режиме холостого хода

В разделе «Моделирование принципиальной схемы устройства» на первом этапе проводится анализ работы схемы под нагрузкой 1 и 2 А.

«Проанализируем, как изменяется качество работы схемы при изменении нагрузки. Зададим нагрузку 1 и 2 А.

На рис. 2.32 представлена принципиальная схема ИЭП с нагрузкой 1 А.

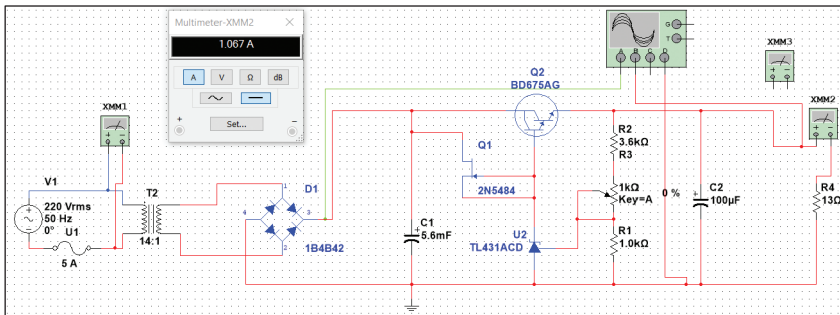


Рис. 2.32. Принципиальная схема ИЭП с нагрузкой 1 А

Значения, полученные при моделировании (рис. 2.33):

выходной ток

— $I_{\text{вых}} = 1 \text{ А};$

выходные напряжения

— $U_{\text{max}} = 13,874 \text{ В}; U_{\text{min}} = 13,874 \text{ В};$

$$U_{cp} = \frac{13,874 + 13,874}{2} = 13,874 \text{ В};$$

– коэффициент пульсации:

$$k_1 = \frac{U_{max} - U_{min}}{U_{cp}} \cdot 100 \%;$$

$$k_1 = \frac{13,874 - 13,874}{13,874} \cdot 100 \% = 0,00 \% \geq k_1 < 0,01 \%.$$

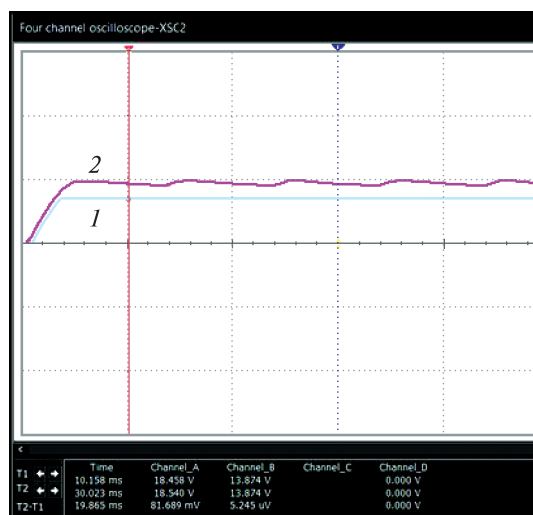


Рис. 2.33. Графики работы схемы под нагрузкой 1 А:
1 — график выходного напряжения; 2 — график напряжения после диодного моста

Вывод: при изменении нагрузки меняется выходной ток, при этом выходное напряжение сохраняет значение примерно 14 В. Полученные значения полностью удовлетворяют условиям корректной работы схемы, так как коэффициент пульсации находится в допустимых пределах.

На рис. 2.34 представлена принципиальная схема ИЭП с нагрузкой 2 А. Значения, полученные при моделировании (рис. 2.35):

– выходной ток

$$I_{вых} = 2 \text{ А};$$

– выходные напряжения

$$U_{max} = 13,872 \text{ В}; U_{min} = 13,822 \text{ В};$$

$$U_{cp} = \frac{13,872 + 13,822}{2} = 13,847 \text{ В};$$

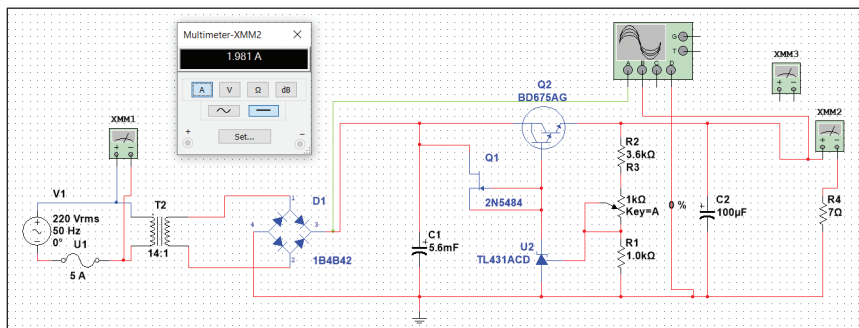


Рис. 2.34. Принципиальная схема ИЭП с нагрузкой 2 А

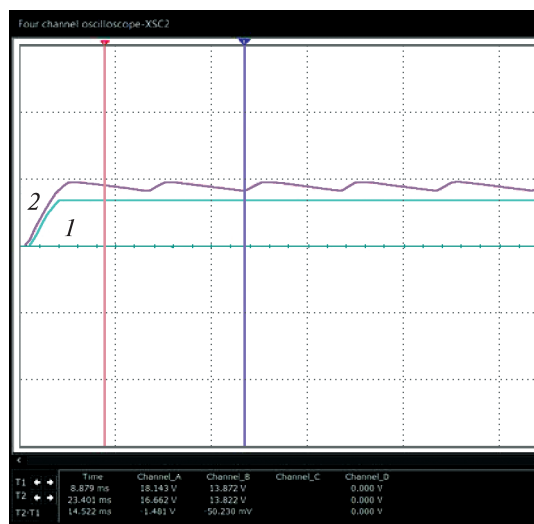


Рис. 2.35. Графики работы схемы под нагрузкой 2 А:

1 — график выходного напряжения; 2 — график напряжения после диодного моста

— коэффициент пульсации:

$$k_1 = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\text{cp}}} \cdot 100 \%;$$

$$k_1 = \frac{13,872 - 13,822}{13,847} \cdot 100 \% = 0,36 \%.$$

Вывод: коэффициент пульсации находится в допустимых пределах, следовательно, схема под номинальной нагрузкой работает стабильно».

На втором этапе проводится анализ схемы в режиме холостого хода (рис. 2.36 и 2.37).

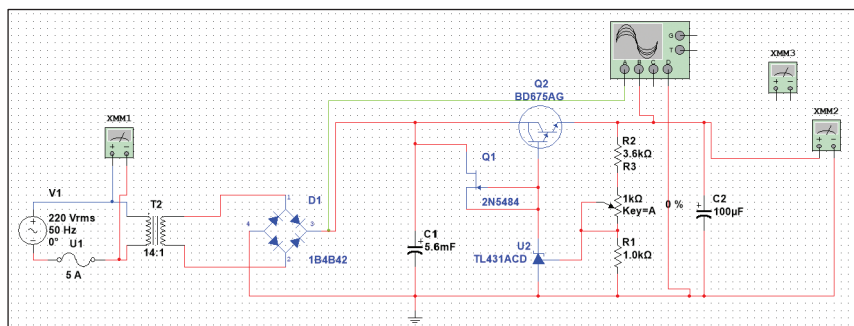


Рис. 2.36. Принципиальная схема ИЭП в режиме холостого хода

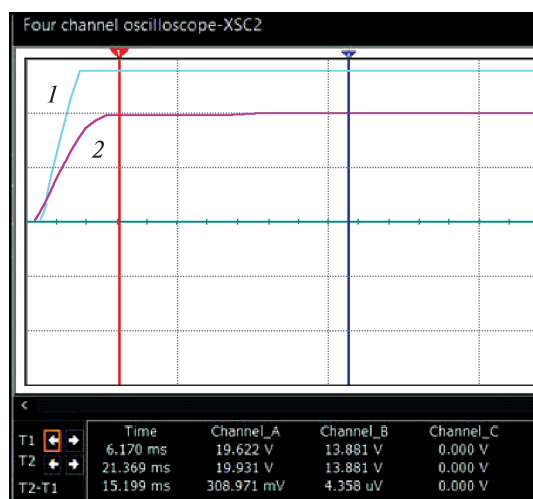


Рис. 2.37. Графики работы схемы в режиме холостого хода:

1 — график выходного напряжения; 2 — график напряжения после диодного моста

«При входном переменном напряжении 220 В напряжение после диодного моста принимает значение около 20 В. Выходное напряжение составляет примерно 14 В. Схема работает стабильно, значение выходного напряжения не изменяется, пульсации минимальны».

На третьем этапе проводится анализ работы схемы при изменении входного напряжения.

«Проанализируем, как изменяется работа схемы при изменении входного напряжения. Заддим напряжения 198 В и 244 В.

На рис. 2.38 приведена принципиальная схема ИЭП при входном напряжении 198 В.

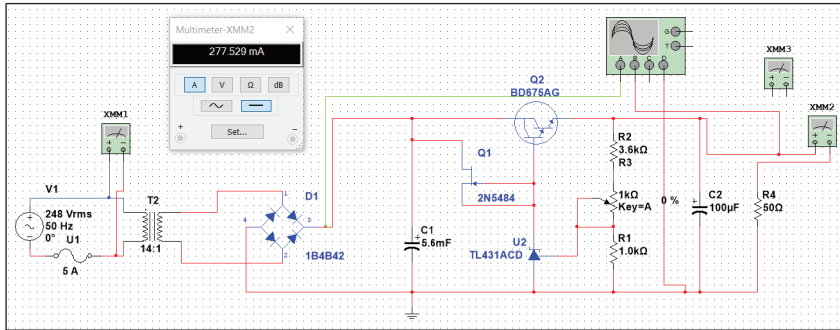


Рис. 2.38. Принципиальная схема ИЭП при входном напряжении 198 В

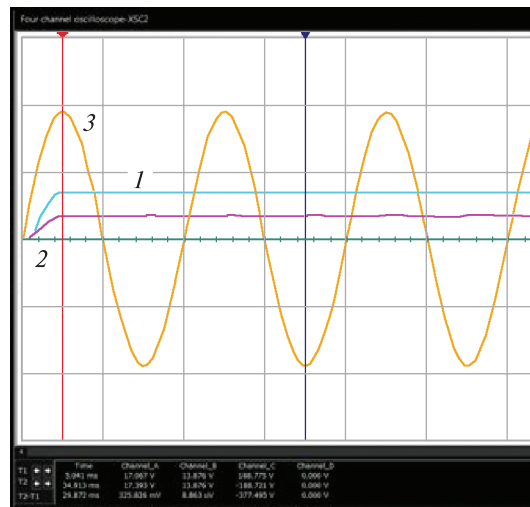


Рис. 2.39. Графики работы схемы при входном напряжении 198 В:

1 — график выходного напряжения; 2 — график напряжения после диодного моста; 3 — график входного напряжения

Значения, полученные при моделировании (рис. 2.39):
— выходные напряжения

$$U_{\max} = 13,876 \text{ В}; U_{\min} = 13,876 \text{ В};$$

$$U_{\text{cp}} = \frac{13,876 + 13,876}{2} = 13,876 \text{ В}.$$

— коэффициент пульсации

$$k_2 = \frac{13,876 - 13,876}{13,876} \cdot 100 \% = 0,00 \% \geq k_1 < 0,01 \%.$$

На рис. 2.40 приведена принципиальная схема ИЭП при входном напряжении 248 В.

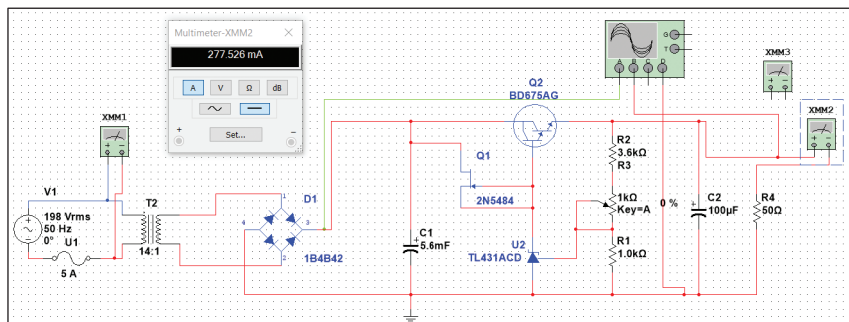


Рис. 2.40. Принципиальная схема ИЭП при входном напряжении 248 В

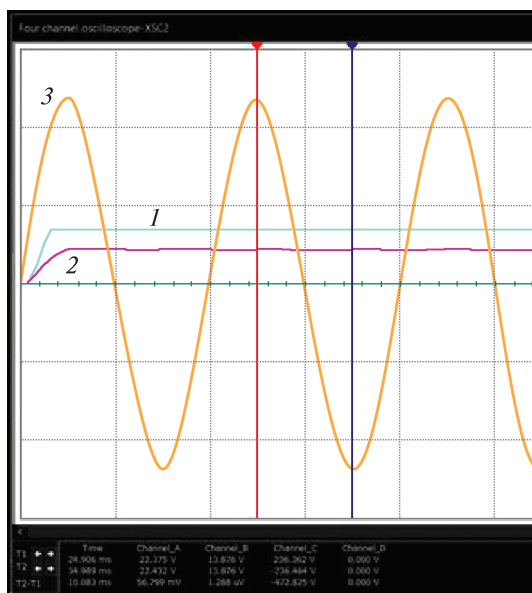


Рис. 2.41. Графики работы схемы при входном напряжении 248 В:

1 — график выходного напряжения; 2 — график напряжения после диодного моста; 3 — график входного напряжения

Значения, полученные при моделировании (рис. 2.41):

— выходное напряжение

$$U_{\max} = 13,876 \text{ В}; U_{\min} = 13,876 \text{ В};$$

$$U_{\text{cp}} = \frac{13,876 + 13,876}{2} = 13,876 \text{ В}.$$

— коэффициент пульсации

$$k_2 = \frac{13,876 - 13,876}{13,876} \cdot 100 \% = 0,00 \% \geq k_1 < 0,01 \%.$$

Вывод: при изменении входного напряжения на $\pm 10\%$ коэффициент пульсации изменяется в допустимых пределах, его изменение не превышает $0,01\%$ (точность измерений ограничена характеристиками измерительных приборов) и схема работает стабильно».

В разделе «Конструкторско-технологическое проектирование» выполняется трассировка печатной платы и разрабатывается маршрут сборки макета.

«Выполним трассировку печатной платы согласно принципиальной схеме, приведенной на рис. 2.40».

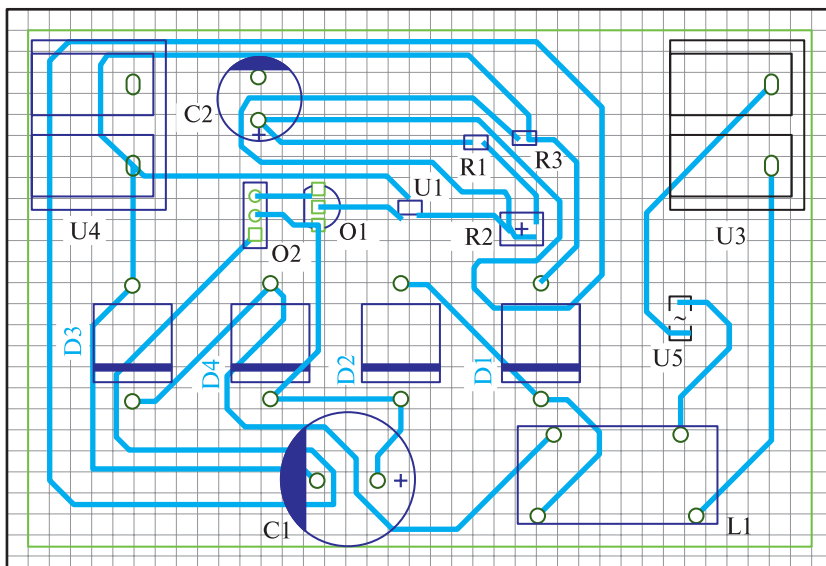


Рис. 2.42. Процесс трассировки печатной платы в САПР

Процесс и результат (выходной файл) трассировки печатной платы в САПР представлены на рис. 2.42 и 2.43 соответственно.

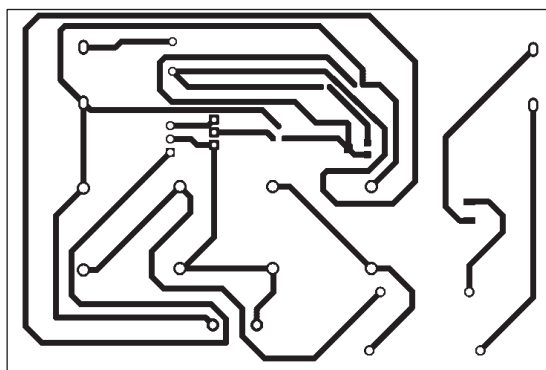


Рис. 2.43. Результат трассировки печатной платы в САПР

Далее следует привести схему сборки и сборочный чертеж платы разработанной модели источника электропитания, а также выводы по работе.

«*Выводы.* В ходе разработки источника электропитания были получены экспериментальные данные с помощью среды моделирования. Из представленных графиков можно сделать вывод, что устройство работает стабильно и удовлетворяет заданным требованиям.

После проверки работоспособности схемы были подобраны необходимые компоненты, созданы посадочные места для компонентов в различных корпусах и выполнена трассировка печатной платы. Печатная плата односторонняя. Используемые компоненты — КМО и КМП».

Помимо этого, следует дать оценку достигнутых функциональных параметров в сравнении с требованиями технического задания, указать возможные риски и погрешности функционирования устройства.

3. НОРМАТИВНАЯ ДОКУМЕНТАЦИЯ

3.1. ПРИМЕРНАЯ БАЗОВАЯ ПРОГРАММА ДИСЦИПЛИНЫ



Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования «Московский государственный технический университет
имени Н.Э. Баумана
(национальный исследовательский университет)»
(МГТУ им. Н.Э. Баумана)

Утверждаю
Первый проректор —
проректор по учебной работе
МГТУ им. Н.Э. Баумана
_____ Б.В. Падалкин
«__» _____ 20__ г.

Факультет «Информатика и системы управления»
Кафедра ИУ4 «Проектирование и технология производства электронной аппаратуры»

Факультет «Информатика и управление»
Калужский филиал МГТУ им. Н.Э. Баумана
Кафедра ИУК1 «Проектирование и технология производства электронных приборов»

РАБОЧАЯ ПРОГРАММА ДИСЦИПЛИНЫ

«Источники электропитания в приборостроении»

для направления подготовки (уровень бакалавриата)
12.03.01 «Приборостроение»

Авторы программы:

Артемьев Б.В., д-р техн. наук, профессор
Костиков В.Г., д-р техн. наук, профессор
Шахнов В.А., д-р техн. наук, профессор

Москва

Настоящая рабочая программа дисциплины устанавливает требования к знаниям и умениям студента, а также определяет содержание и виды учебных занятий и отчетности.

Программа разработана в соответствии с основной профессиональной образовательной программой (ОПОП) и учебным планом МГТУ им. Н.Э. Баумана, составленными на основе самостоятельно устанавливаемого образовательного стандарта (СУОС) по направлению подготовки 12.03.01 «Приборостроение».

При освоении дисциплины планируется формирование компетенций, предусмотренных ОПОП на основе СУОС по направлению подготовки 12.03.01 «Приборостроение» (уровень бакалавриата).

Для категорий «знать, уметь, владеть» планируется достижение результатов обучения (РО), вносящих на соответствующих уровнях вклад в формирование компетенций, предусмотренных основной профессиональной образовательной программой.

Раздел 1. Цели и задачи дисциплины

Цель дисциплины: изучение математических моделей физико-механических компонентов наносистем, методов и алгоритмов, лежащих в основе моделирования наносистем. Предметом изучения являются математические модели, используемые для инженерного анализа наносистем. Материал курса является основой для дальнейшего изучения автоматизированного проектирования наносистем в курсе «Автоматизированное проектирование наносистем», выполнения исследовательской части курсового проекта, курсовых работ по технологии производства микро- и наносистем, квалификационной работы и дипломного проекта.

Задачей дисциплины является изучение:

фундаментальных положений теории построения моделей микро- и наносистем;

методов моделирования физико-механических компонентов микро- и наносистем;

моделей физико-механических компонентов микро- и наносистем и алгоритмов расчета процессов в микро- и наносистемах;

расчетов механической прочности и устойчивости несущих конструкций электронной аппаратуры;

обеспечения электромагнитной совместимости электронной аппаратуры и ее узлов;

расчета надежности электронной аппаратуры, определения методов повышения надежности;

оптимизации проектно-конструкторских решений при создании электронных средств.

Примечание. Изучение данной дисциплины базируется на следующих курсах (разделах курсов):

«Математический анализ».

«Физика».

«Основы конструирования приборов».

«Физические основы микроэлектроники».

«Теоретические основы конструирования и надежности электронных средств».

«Электротехника».

«Основы аналого-цифровой схемотехники».

После освоения данной дисциплины студент подготовлен для изучения следующих курсов учебного плана:

«Подготовка и защита выпускной квалификационной работы бакалавра», а также выполнения курсовых и дипломных проектов.

Раздел 2. Знания, умения и навыки, получаемые после освоения дисциплины

2.1. Студент должен знать:

схемы и конструкции узлов источников электропитания непрерывного и импульсного действия;

способы защиты источников электропитания от перегрева и внешних воздействий;

условия эксплуатации источников электропитания в составе аппаратуры;

анализ и принципы синтеза схемных решений источников электропитания;

методические и нормативные материалы по своей профессиональной деятельности; действующие стандарты и технические условия.

2.2. Студент должен уметь:

проводить сопоставительный анализ конструкций источников электропитания электронных средств;

разрабатывать структурные, функциональные и принципиальные схемы источников электропитания;

осуществлять расчет функциональных узлов схем источников электропитания и проектировать схемы в целом;

конструировать источники электропитания различного функционального назначения;

анализировать унифицированные конструкции источников электропитания с позиций использования их в конкретных разработках;

разрабатывать проектную и техническую документацию.

2.3. Студент должен владеть:

комплексным рассмотрением вопросов схемотехнического и конструкторского проектирования источников электропитания электронных средств;

навыками разработки схем источников электропитания в соответствии с государственными стандартами ЕСКД;

навыками разработки функциональных узлов источников электропитания в соответствии с государственными стандартами ЕСКД;
 навыками работы в типовых САПР схем электронной аппаратуры;
 навыками создания проектной и технической документации.

Раздел 3. Объем дисциплины по видам учебных занятий

Вид учебной работы	Объем по семестрам, ч	
	Всего	Один семестр
Объем дисциплины	108	108
1. Аудиторная работа:	68	68
лекции (Л)	51	51
лабораторные работы (ЛР)	17	17
2. Самостоятельная работа обучающихся (СР):	40	40
проработка учебного материала лекций	8	8
подготовка к семинарам	5	5
подготовка к рубежным контролям	6	6
выполнение домашнего задания	21	21
Вид промежуточной аттестации обучающегося		Распределенный экзамен

Раздел 4. Содержание дисциплины

№	Тема модуля	Л	С	СР
<i>5-й семестр</i>				
1	Виды и схемы источников электропитания	15	5	6
2	Компоненты и функциональные узлы вторичных источников электропитания	18	6	26
3	Вторичные источники электропитания	18	6	8
ИТОГО		51	17	40

Содержание

№	Наименование модуля, содержание	Часы
<i>Один семестр</i>		
1	Виды и схемы источников электропитания	
<i>Лекции</i>		15
Л1.1	Химические источники тока. Гальванические элементы и батареи. Аккумуляторы. Сетевое напряжение, параметры, характеристики. Сетевые фильтры. Схемы стабилизации сетевого напряжения	2

Продолжение таблицы

№	Наименование модуля, содержание	Часы
Л1.2	Схемы защиты источников электропитания. Газоразрядники, варисторы, стабилитроны, плавкие предохранители, тиристоры, динисторы	4
Л1.3	Классификация источников электропитания. Типовые схемы источников электропитания непрерывного и импульсного действия. Виды модуляции в источниках электропитания	4
Л1.4	Электрические параметры и характеристики внешних воздействий. Выбор стандартных источников электропитания под конкретное электронное или радиоэлектронное средство. Согласование параметров источников электропитания с параметрами электронного или радиоэлектронного средства на основе электрических и конструктивных требований	5
<i>Семинары</i>		6
С1.1	Расчет низковольтного высокочастотного трансформатора на базе стандартного магнитопровода	2
С1.2	Расчет высокопотенциального двухобмоточного трансформатора, работающего на повышенной частоте	2
С1.3	Расчет многообмоточного высокочастотного трансформатора для преобразования однополярных прямоугольных импульсов напряжения	2
<i>Самостоятельная работа</i>		6
СП1.1	Проработка учебного материала лекций	2
СП1.2	Подготовка к семинарам	1
СП1.3	Подготовка к рубежному контролю	3
2	Компоненты и функциональные узлы вторичных источников электропитания	
<i>Лекции</i>		18
Л2.1	Сетевые и импульсные трансформаторы источников электропитания. Конструкции магнитопроводов и трансформаторов, низковольтные и высоковольтные конструкции. Выбор унифицированных конструкций. Коммутация обмоток трансформаторов для получения требуемых электрических параметров трансформаторов. Расчет однофазных и трехфазных трансформаторов. Разработка оригинальных конструкций	3
Л2.2	Выпрямители. Схемы однофазных и трехфазных выпрямителей. Схемы с умножением напряжения. Выпрямители на диодах, тиристорах, транзисторах. Параметры и теплоотводы выпрямительных схем	3

Продолжение таблицы

№	Наименование модуля, содержание	Часы
Л2.3	Сглаживающие фильтры. Электрические схемы фильтров. Компонентные схемы. Конструктивное исполнение	3
Л2.4	Параметрические и компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока непрерывного действия на дискретных компонентах. Стабилизаторы напряжения в интегральном исполнении. Конструктивное исполнение	3
Л2.5	Стабилизаторы напряжения импульсного действия понижающего, повышающего и инвертирующего типов	2
Л2.6	Инверторы в составе источников электропитания импульсного действия. Однотактные схемы с прямым и обратным включением диодов. Двухтактные схемы со средней точкой, мостовые и полумостовые схемы	2
Л2.7	Кондуктивные и индуктивные электромагнитные помехи. Обеспечение электромагнитной совместимости схемными и конструктивными решениями. Схемы, конструктивное исполнение помехоподавляющих фильтров	2
<i>Семинары</i>		6
С2.1	Расчет мощного высокочастотного высокопотенциального трансформатора на базе нестандартного магнитопровода	2
С2.2	Конструктивный расчет дросселя	2
С2.3	Расчет параметрического стабилизатора	2
<i>Самостоятельная работа</i>		26
СР2.1	Проработка учебного материала лекций	3
СР2.2	Подготовка к семинарам	2
СР2.3	Выполнение домашнего задания	21
3	«Вторичные источники электропитания»	
<i>Лекции</i>		18
Л3.1	Особенности проектирования низковольтных источников электропитания	3
Л3.2	Особенности проектирования высоковольтных источников электропитания	3
Л3.3	Особенности проектирования источников электропитания для мобильных устройств	3
Л3.4	Особенности проектирования источников электропитания стандарта ATX12V	6
Л3.5	Особенности проектирования источников электропитания с нормируемым выходным током	3

Окончание таблицы

№	Наименование модуля, содержание	Часы
<i>Семинары</i>		5
С3.1	Расчет стабилизаторов	1
С3.2	Расчет низковольтных источников электропитания	1
С3.3	Расчет источников стабильного тока	1
С3.4	Расчет ключевого компонента инвертора с источником постоянно-го тока на входе	2
<i>Самостоятельная работа</i>		8
СР3.1	Проработка учебного материала лекций	3
СР3.2	Подготовка к семинарам	2
СР1.3	Подготовка к рубежному контролю	3

Раздел 5. Самостоятельная работа

№	Тема самостоятельной работы	Объем, ч	Литература
<i>5-й семестр</i>			
1	Самостоятельная проработка курса лекций	8	[1–6]
2	Выполнение домашнего задания 1	21	[1–6]

Содержание

Самостоятельная проработка курса лекций

Самостоятельная проработка курса лекций проводится по литературе, приведенной в разделе 7.

Выполнение домашнего задания

Выдача — 5-я неделя, сдача — 14-я неделя.

1. Разработка алгоритмов и программ моделирования физико-механических компонентов наносистем на основе моделей различных уровней иерархии (классические модели; полуклассические модели; модели, основанные на квантовой механике).

2. Разработка алгоритмов и программ моделирования физико-механических компонентов наносистем на микроуровне.

3. Разработка алгоритмов и программ моделирования физико-механических компонентов наносистем на макроуровне.

4. РК1 (10-я неделя) «Основы моделирования физико-механических компонентов наносистем».

Раздел 6. Курсовой проект, курсовая работа

Курсовой проект, курсовая работа

№	Тема курсового проектирования, курсовой работы	Объем, ч	Литература
5-й семестр			

Раздел 7. Учебно-методические материалы

Литература

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

2. Конструкторско-технологическое проектирование электронной аппаратуры: учебник для вузов / под ред. В.А. Шахнова. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. 527 с.

3. Ефимов И.П. Источники питания РЭА: учеб. пособие. 2-е изд., испр. Ульяновск: УлГТУ, 2002. 136 с.

4. Костиков В.Г., Шахнов В.А., Парфенов Е.М. Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование: учебник для вузов. 2-е изд. М.: Горячая линия — Телеком. 2004. 344 с.

5. Функциональные устройства систем электропитания наземной РЭА / В.В. Авдеев, В.Г. Костиков, А.М. Новожилов и др.; под ред. В.Г. Костилова. М.: Радио и связь, 1990. 100 с.

6. Статические агрегаты бесперебойного питания / Г.Г. Адамия, Е.И. Беркович, А.С. Картавых и др.; под ред. Ф.И. Ковалева. М.: Энергоатомиздат, 1992. 287 с.

7. Березин О.К., Костиков В.Г., Шахнов В.А. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. М.: Три Л, 2000. 400 с.

8. Волков С.А., Костиков В.Г., Патрин Г.М., Стрельников П.С. Автономные системы электроснабжения и электропитания мобильных РЛС // Электропитание. 2016. № 3. С. 5–8.

9. Кашкаров А.П. Современные био-, бензо-, дизель-генераторы и другие полезные конструкции. М.: ДМК Пресс, 2011. 136 с.

10. Волков С.А., Костиков В.Г., Костиков Р.В., Стрельников П.С. Исследование теплового режима модулей электропитания // Электропитание. 2015. № 4. С. 22–25.

11. Солнечная энергетика: учеб. пособие для вузов / В.И. Виссарионов, Г.В. Дерюгина, В.А. Кузнецова, Н.К. Малинин; под ред. В.И. Виссарионова. М.: Изд. дом МЭИ, 2008. 317 с.

12. Котенёв С.В., Евсеев А.Н. Расчет и оптимизация тороидальных трансформаторов. М.: Горячая линия — Телеком, 2011. 287 с.

13. Sneps-Sneppе M. How to build a smart city. P. 1. The project “smart cities and communities” in the EU Horizon 2020 // International journal of open information technologies. 2016. Vol. 4. No. 1. P. 12–20.

14. *Костиков В.Г., Никитин И.Е.* Источники электропитания высокого напряжения РЭА. М.: Радио и связь, 1986. 200 с.
15. *Сидоров И.И., Мукосеев В.В., Христинин А.А.* Малогабаритные трансформаторы и дроссели: справ. М.: Радио и связь, 1995. 416 с.
16. *Сергеев Б.С.* Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания. М.: Радио и связь. 1992. 224 с.
17. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. 4-е изд., перераб. и доп. / под ред. Н.Н. Горюнова. М.: Энергия, 1977. 746 с.
18. *Перебаскин А.В.* Интегральные микросхемы. Микросхемы для линейных источников питания и их применение. М.: ДОДЭКА, 1998. 400 с.
19. *Кучеров Д.П., Куприянов А.А.* Современные источники питания ПК и периферии. Полное руководство. СПб.: Наука и Техника, 2007. 343 с.
20. Экранирование в ЭВА и РЭА / под ред. В.П. Усачева. М.: МВТУ им. Н.Э. Баумана. 1986. 272 с.
21. *Костиков В.Г., Костиков Р.В., Шахнов В.А.* Электромагнитная совместимость в электронной аппаратуре. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. 125 с.
22. *Костиков В.Г., Костиков Р.В., Гаврилин Я.С., Шахнов В.А.* Оценка надежности электромагнитных компонентов электронной аппаратуры. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. 35 с.
23. *Иванов В.А., Ильницкий Л.Я., Фузик М.И.* Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Киев: Техника, 1983. 120 с.
24. *Князев А.Д.* Элементы теории и практики электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. М.: Радио и связь, 1984. 336 с.
25. Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи / под ред. В.И. Кравченко. М.: Радио и связь, 1984. 256 с.
26. *Уайт Д.* Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: пер. с англ. Вып. 1. М.: Сов. радио. 1977. 348 с.
27. ГОСТ 11001–80. Измерители радиопомех. Общие требования.
28. *Михайлов А.С.* Измерение параметров ЭМС РЭС. М.: Связь, 1980. 244 с.
29. *Аполлонский С.М.* Справочник по расчету электромагнитных экранов. М.: Энергоатомиздат. 1988. 244 с.
30. *Ефремов В.П., Костиков В.Г.* Использование динамического хаоса в источниках электропитания радиолокационных станций // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2000. № 4. С. 115–121.
31. *Крылов В.А., Югенков Т.В.* Защита от электромагнитных излучений. М.: Сов. радио, 1972. 216 с.
32. ГОСТ Р 51724–2001. Экранированные объекты, помещения, технические средства. Поле гипогеомагнитное. Методы измерений и оценки соответствия уровней полей техническим требованиям и гигиеническим нормативам.
33. СанПиН 2.2.4.3359–16. Санитарно-эпидемиологические требования к физическим факторам на рабочих местах.

3.2. СТРУКТУРА И СОСТАВ ФОНДОВ ОЦЕНОЧНЫХ СРЕДСТВ ПО ДИСЦИПЛИНЕ

Фонды оценочных средств по дисциплине представляют собой варианты экзаменационных билетов, перечень вопросов для рейтинговых и контрольных мероприятий.

Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана	
ЭКЗАМЕНАЦИОННЫЙ БИЛЕТ № 1 По курсу «Источники электропитания в приборостроении» 1. В чем различия параметрического способа стабилизации от компенсационного? 2. Каковы наиболее важные требования к ИЭП и чем они характеризуются? 3. Рассчитайте трансформатор: $U_{\text{вх}} = 220 \text{ В}$, $f = 50 \text{ Гц}$, $P_{\text{габ}} = 100 \text{ Вт}$, $U_{\text{вых}} = 5 \text{ В}$.	
Утверждаю	В.А. Шахнов
Билет рассмотрен и утвержден на заседании кафедры «__» _____ г.	

Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана	
ЭКЗАМЕНАЦИОННЫЙ БИЛЕТ № 2 По курсу «Источники электропитания в приборостроении» 1. Какие задачи ставятся для ИЭП в различных устройствах? 2. Чем определяются низкочастотные и высокочастотные части спектра электромагнитных помех, создаваемых преобразователем напряжения? 3. Рассчитайте параметрический стабилизатор: $U_{\text{вых}} = 9 \text{ В}$, $I_{\text{нагр}} = 20 \text{ мА}$.	
Утверждаю	В.А. Шахнов
Билет рассмотрен и утвержден на заседании кафедры «__» _____ г.	

Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана	
ЭКЗАМЕНАЦИОННЫЙ БИЛЕТ № 3 По курсу «Источники электропитания в приборостроении» 1. Форм-факторы источников электропитания АТХ. 2. Стабилизаторы. Классификация и основные характеристики. 3. Рассчитайте трансформатор: $U_{\text{вх}} = 12 \text{ В}$, $f = 50 \text{ кГц}$, $P_{\text{габ}} = 100 \text{ Вт}$, $U_{\text{вых}} = 5 \text{ В}$.	
Утверждаю	В.А. Шахнов
Билет рассмотрен и утвержден на заседании кафедры «__» _____ г.	

Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана	
ЭКЗАМЕНАЦИОННЫЙ БИЛЕТ № 4 По курсу «Источники электропитания в приборостроении» 1. Особенности подключения вентиляторов в ИЭП. 2. Системы электропитания: классификация, основные параметры и назначение. 3. Рассчитайте трансформатор: $U_{\text{вх}} = 12 \text{ В}$, $f = 60 \text{ кГц}$, $P_{\text{габ}} = 80 \text{ Вт}$, $U_{\text{вых}} = 3,3 \text{ В}$.	
Утверждаю	В.А. Шахнов
Билет рассмотрен и утвержден на заседании кафедры «__» _____ г.	

3.3. СПЕЦИФИКАЦИЯ УЧЕБНЫХ ВИДЕО- И АУДИОМАТЕРИАЛОВ, СЛАЙДОВ, ЭСКИЗОВ, ПЛАКАТОВ И ДРУГИХ ДИДАКТИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

Далее приведены типовые примеры оформления слайдов к лекциям по курсу «Источники электропитания в приборостроении». На первой лекции необходимо ознакомить студентов с целью и задачами курса, а также дать краткую информацию о его структуре. Рекомендуемая схема оформления слайда приведена на рис. 3.1.

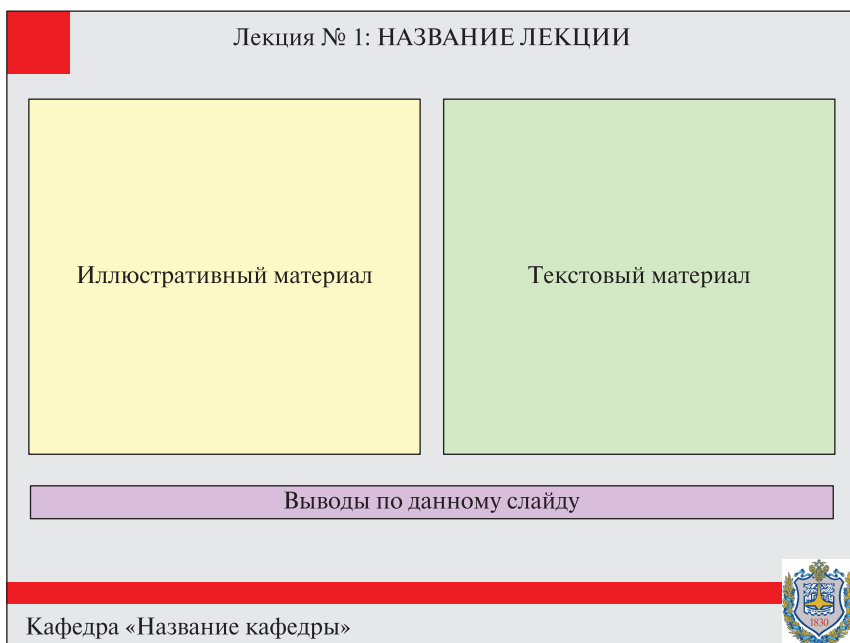


Рис. 3.1. Концептуальная схема слайда к лекции

В типовую структуру слайда рекомендуется включать название лекции, название кафедры, университета. Спецификация слайдов к лекциям приведена в табл. 3.1, примеры слайдов — на рис. 3.2–3.5. С мультимедийными материалами к лекции можно ознакомиться на портале e-learning.bmstu.ru.

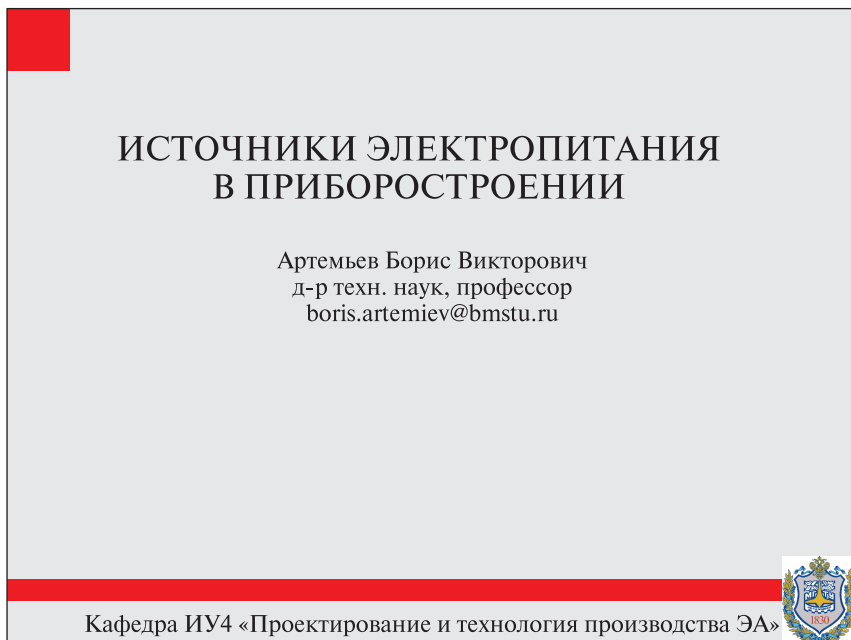


Рис. 3.2. Пример начального слайда к курсу

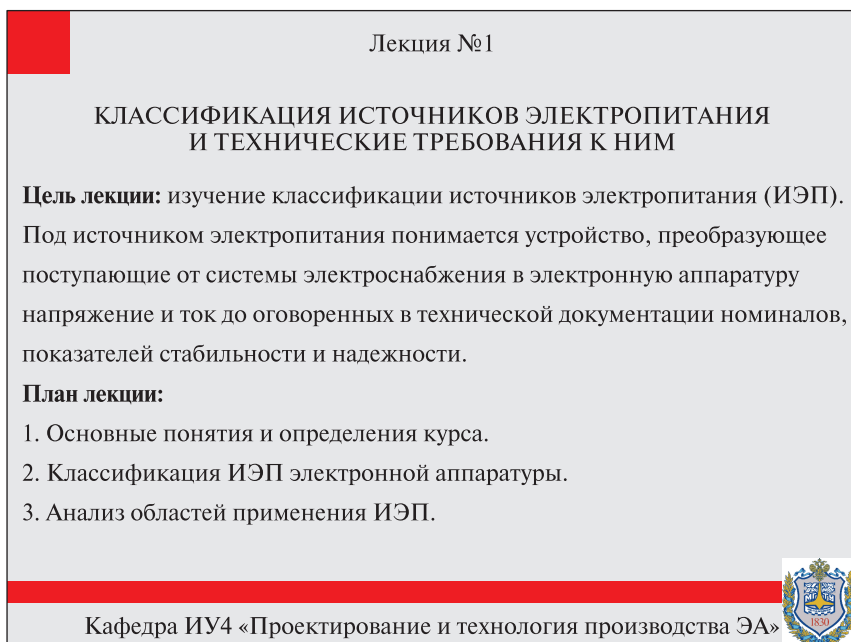


Рис. 3.3. Пример начального слайда к лекции

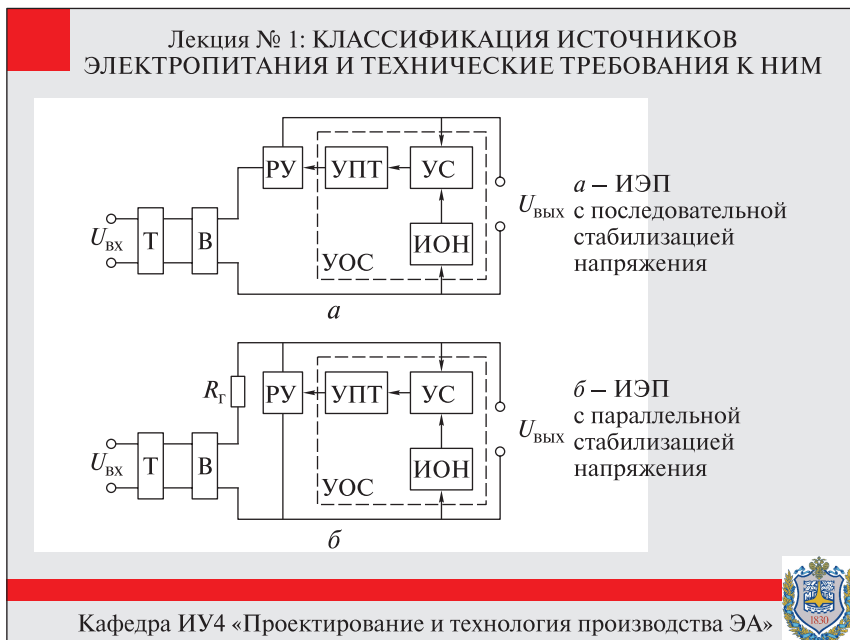


Рис. 3.4. Пример информационного слайда к лекции (начало)

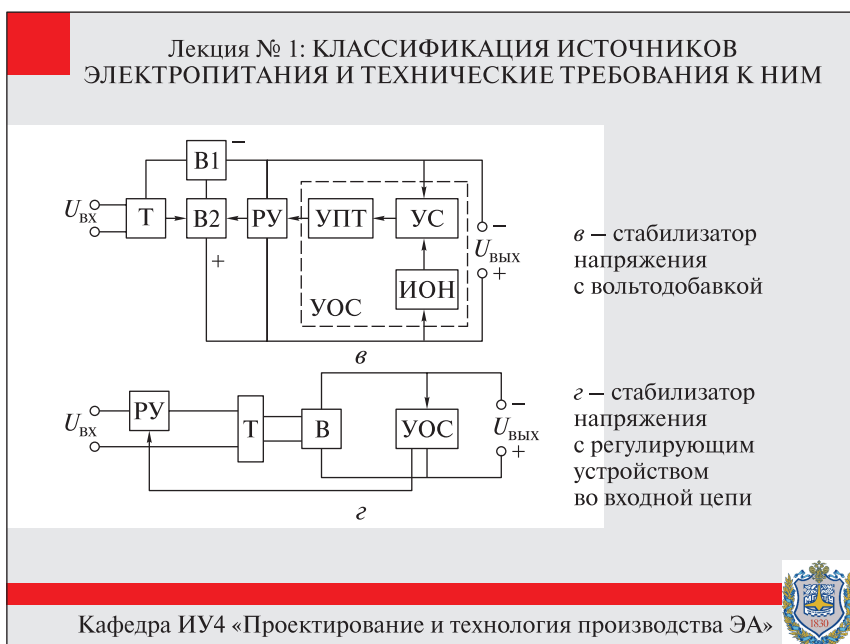


Рис. 3.5. Пример информационного слайда к лекции (окончание)

Таблица 3.1

Спецификация слайдов к лекциям

№ п/п	Название темы	Число слайдов
1	Классификация источников электропитания и технические требования к ним	15
2	Системы электроснабжения и питания ЭА	12
3	Источники бесперебойного электроснабжения ЭА	12
4	Первичные источники тока	17
5	Трансформаторы в ИЭП	15
6	Пассивные элементы в ИЭП	15
7	Конденсаторы в ИЭП	13
8	Дроссели в ИЭП	12
9	Диоды в ИЭП и технические требования к ним	12
10	Транзисторы в ИЭП	16
11	Стабилитроны, источники опорного напряжения и стабилитроны в ИЭП	14
12	Транзисторные выпрямители	19
13	Сглаживающие фильтры в ИЭП	12
14	Стабилизаторы напряжения постоянного тока непрерывного действия	14
15	Стабилизаторы напряжения постоянного тока с фиксированным выходным напряжением	13
16	Способы импульсного регулирования выходного напряжения в ИЭП	18
17	Трансформаторно-выпрямительные модули в ИЭП	15
18	Источники электропитания импульсного действия	17
19	Преобразователь напряжения с амплитудной модуляцией по входу инвертора	13
20	Низковольтные ИЭП со стабилизацией выходного тока	12
21	Многоканальные ИЭП	15
22	Источники электропитания ПК	17
23	Форм-фактор ATX12V	15
24	ИЭП высокого напряжения малой мощности	12
25	Электромагнитная совместимость ИЭП в составе ЭА	19

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Руководствуясь единой концепцией, авторами созданы методические материалы по дисциплине «Источники электропитания в приборостроении», которые содержат нормативную базу дисциплины, рекомендации по организации и проведению лекций и практических работ (семинаров), примеры слайдов и другие дидактические материалы для облегчения работы профессорско-преподавательского состава по данной дисциплине.

Цель дисциплины. Планируется формирование у студентов компетенций, предусмотренных основной профессиональной образовательной программой (ОПОП) на базе самостоятельно устанавливаемого образовательного стандарта (СУОС) по направлению подготовки 12.03.01 «Приборостроение», выполнение ими домашнего задания в виде проекта и приобретение базовых знаний в области проектирования источников электропитания различного типа.

Задачи дисциплины. Получение студентами теоретических и практических навыков проведения конструкторского и схемотехнического проектирования ИЭП.

Методологически дисциплина должна строиться на основе оптимального соотношения теоретических и прикладных вопросов с обязательным участием студентов в самостоятельном проектировании ИЭП.

Теоретические основы должны излагаться в такой мере, чтобы показать общие принципы конструкторского и схемотехнического проектирования, их особенности, достоинства и недостатки. Содержание соответствующих тем должно быть направлено на усиление роли фундаментальных знаний в теоретической и профессиональной подготовке студентов, способствовать формированию у них фундаментальных системных знаний, развивать творческие способности будущего специалиста.

Прикладные вопросы должны ориентировать студентов на решение задач измерения параметров разрабатываемых ИЭП и сертификации выпускаемой продукции при производстве, выбор адекватных методов и алгоритмов расчета, программных прикладных пакетов и технических средств, обладающих максимальной эффективностью. Поэтому во всех разделах курса предусмотрены темы, содержание которых связано с формированием и развитием у будущих специалистов практических навыков решения задач с использованием ПК, САПР.

В основу методических материалов по дисциплине «Источники электропитания в приборостроении» положены курсы, читаемые авторами в МГТУ им. Н.Э. Баумана.

Данный учебно-методический комплекс разработан кафедрой ИУ4 «Проектирование и технология производства электронной аппаратуры» в соответствии с СУОС, основной профессиональной образовательной программой и учебным планом МГТУ им. Н.Э. Баумана по направлению подготовки 12.03.01 «Приборостроение».

ЛИТЕРАТУРА

1. Проектирование источников электропитания электронной аппаратуры: учеб. пособие / О.К. Березин, В.Г. Костилов, Е.М. Парфенов и др.; под ред. В.А. Шахнова. 4-е изд., перераб. и доп. М.: КНОРУС, 2010. 536 с.
2. Конструкторско-технологическое проектирование электронной аппаратуры: учебник для вузов / под ред. В.А. Шахнова. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. 527 с.
3. *Ефимов И.П.* Источники питания РЭА: учеб. пособие. 2-е изд., испр. Ульяновск: УлГТУ, 2002. 136 с.
4. *Костилов В.Г., Шахнов В.А., Парфенов Е.М.* Источники электропитания электронных средств. Схемотехника и конструирование: учебник для вузов. 2-е изд. М.: Горячая линия — Телеком. 2004. 344 с.
5. Функциональные устройства систем электропитания наземной РЭА / В.В. Авдеев, В.Г. Костилов, А.М. Новожилов и др.; под ред. В.Г. Костилова. М.: Радио и связь, 1990. 100 с.
6. Статические агрегаты бесперебойного питания / Г.Г. Адамия, Е.И. Беркович, А.С. Картавых и др.; под ред. Ф.И. Ковалева. М.: Энергоатомиздат, 1992. 287 с.
7. *Березин О.К., Костилов В.Г., Шахнов В.А.* Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. М.: Три Л, 2000. 400 с.
8. *Волков С.А., Костилов В.Г., Патрин Г.М., Стрельников П.С.* Автономные системы электроснабжения и электропитания мобильных РЛС // Электропитание. 2016. № 3. С. 5–8.
9. *Кашикаров А.П.* Современные био-, бензо-, дизель-генераторы и другие полезные конструкции. М.: ДМК Пресс, 2011. 136 с.
10. *Волков С.А., Костилов В.Г., Костилов Р.В., Стрельников П.С.* Исследование теплового режима модулей электропитания // Электропитание. 2015. № 4. С. 22–25.
11. Солнечная энергетика: учеб. пособие для вузов / В.И. Виссарионов, Г.В. Дерюгина, В.А. Кузнецова, Н.К. Малинин; под ред. В.И. Виссарионова. М.: Изд. дом МЭИ, 2008. 317 с.
12. *Котенёв С.В., Евсеев А.Н.* Расчет и оптимизация тороидальных трансформаторов. М.: Горячая линия — Телеком, 2011. 287 с.
13. *Sneps-Sneppé M.* How to build a smart city. P. 1. The project “smart cities and communities” in the EU Horizon 2020 // International journal of open information technologies. 2016. Vol. 4. No. 1. P. 12–20.
14. *Костилов В.Г., Никитин И.Е.* Источники электропитания высокого напряжения РЭА. М.: Радио и связь, 1986. 200 с.

15. *Сидоров И.И., Мукосеев В.В., Христинин А.А.* Малогабаритные трансформаторы и дроссели: справ. М.: Радио и связь, 1995. 416 с.
16. *Сергеев Б.С.* Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания. М.: Радио и связь. 1992. 224 с.
17. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам. 4-е изд., перераб. и доп. / под ред. Н.Н. Горюнова. М.: Энергия, 1977. 746 с.
18. *Перебаскин А.В.* Интегральные микросхемы. Микросхемы для линейных источников питания и их применение. М.: ДОДЭКА, 1998. 400 с.
19. *Кучеров Д.П., Куприянов А.А.* Современные источники питания ПК и периферии. Полное руководство. СПб.: Наука и Техника, 2007. 343 с.
20. Экранирование в ЭВА и РЭА / под ред. В.П. Усачева. М.: МВТУ им. Н.Э. Баумана. 1986. 272 с.
21. *Костилов В.Г., Костилов Р.В., Шахнов В.А.* Электромагнитная совместимость в электронной аппаратуре. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. 125 с.
22. *Костилов В.Г., Костилов Р.В., Гаврилин Я.С., Шахнов В.А.* Оценка надежности электромагнитных компонентов электронной аппаратуры. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. 35 с.
23. *Иванов В.А., Ильницкий Л.Я., Фузик М.И.* Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Киев: Техника, 1983. 120 с.
24. *Князев А.Д.* Элементы теории и практики электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. М.: Радио и связь, 1984. 336 с.
25. Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи / под ред. В.И. Кравченко. М.: Радио и связь, 1984. 256 с.
26. *Уайт Д.* Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: пер. с англ. Вып. 1. М.: Сов. радио. 1977. 348 с.
27. ГОСТ 11001–80. Измерители радиопомех. Общие требования.
28. *Михайлов А.С.* Измерение параметров ЭМС РЭС. М.: Связь, 1980. 244 с.
29. *Аполлонский С.М.* Справочник по расчету электромагнитных экранов. М.: Энергоатомиздат. 1988. 244 с.
30. *Ефремов В.П., Костилов В.Г.* Использование динамического хаоса в источниках электропитания радиолокационных станций // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2000. № 4. С. 115–121.
31. *Крылов В.А., Югенков Т.В.* Защита от электромагнитных излучений. М.: Сов. радио, 1972. 216 с.
32. ГОСТ Р 51724–2001. Экранированные объекты, помещения, технические средства. Поле гипогеомагнитное. Методы измерений и оценки соответствия уровней полей техническим требованиям и гигиеническим нормативам.
33. СанПиН 2.2.4.3359–16. Санитарно-эпидемиологические требования к физическим факторам на рабочих местах.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	5
Список сокращений	7
Некоторые термины и определения	8
1. КОНСПЕКТ ЛЕКЦИЙ	11
1.1. Классификация источников электропитания и технические требо- вания к ним	12
1.1.1. Общие сведения об источниках электропитания электронной аппаратуры	12
1.1.2. Классификация источников электропитания электронной аппаратуры	14
1.1.3. Основные параметры источников электропитания электрон- ной аппаратуры	18
Тесты к лекции 1.1	20
1.2. Системы электропитания электронной аппаратуры	21
Тесты к лекции 1.2	30
1.3. Источники бесперебойного электроснабжения электронной аппаратуры	31
Тесты к лекции 1.3	38
1.4. Первичные источники тока	39
1.4.1. Химические источники питания электронной аппаратуры ...	39
1.4.2. Фотоэлементы и солнечные батареи	48
1.4.3. Термобатареи, топливные элементы и биохимические источники тока	55
Тесты к лекции 1.4	57
1.5. Трансформаторы в источниках электропитания	59
Тесты к лекции 1.5	72
1.6. Пассивные элементы в источниках электропитания	74
Тесты к лекции 1.6	79
1.7. Конденсаторы в источниках электропитания	81
Тесты к лекции 1.7	90
1.8. Дроссели в источниках электропитания	91
Тесты к лекции 1.8	98
1.9. Диоды в источниках электропитания и технические требования к ним	100
Тесты к лекции 1.9	107
1.10. Транзисторы в источниках электропитания	108
1.10.1. Биполярные транзисторы	108
1.10.2. Полевые транзисторы с изолированным затвором	112

1.10.3. Транзистор МДП с быстродействующим обратным диодом . . .	119
1.10.4. Биполярные транзисторы с изолированным затвором	125
Тесты к лекции 1.10	136
1.11. Стабилитроны и стабилитроны, источники опорного напряжения в источниках электропитания	138
1.11.1. Стабилитроны и стабилитроны	139
1.11.2. Источники опорного напряжения.	144
Тесты к лекции 1.11	146
1.12. Транзисторные выпрямители.	148
Тесты к лекции 1.12	153
1.13. Сглаживающие фильтры в источниках электропитания.	154
Тесты к лекции 1.13	157
1.14. Стабилизаторы напряжения постоянного тока непрерывного действия.	159
1.14.1. Параметрические стабилизаторы напряжения	159
1.14.2. Компенсационные стабилизаторы напряжения.	162
Тесты к лекции 1.14	172
1.15. Стабилизаторы напряжения постоянного тока с фиксированным выходным напряжением.	174
Тесты к лекции 1.15	177
1.16. Способы импульсного регулирования выходного напряжения в источниках электропитания	178
Тесты к лекции 1.16	188
1.17. Трансформаторно-выпрямительные модули в источниках электропитания	189
Тесты к лекции 1.17	197
1.18. Источники электропитания импульсного действия	198
1.18.1. Однотактные преобразователи напряжения	199
1.18.2. Однотактные однофазные преобразователи напряжения.	207
1.18.3. Двухтактные однофазные (мостовые) преобразователи напряжения	209
1.18.4. Многофазные преобразователи	213
Тесты к лекции 1.18	214
1.19. Преобразователь напряжения с амплитудной модуляцией по входу инвертора.	216
Тесты к лекции 1.19	228
1.20. Низковольтные источники электропитания со стабилизацией выходного тока	230
Тесты к лекции 1.20	232
1.21. Многоканальные источники электропитания	234
1.21.1. Согласующий каскад	238
1.21.2. Силовой каскад.	242
1.21.3. Выходные цепи	243
1.21.4. Схема плавного пуска	244
Тесты к лекции 1.21	248

1.22. Источники электропитания персональных компьютеров	249
Тесты к лекции 1.22	262
1.23. Форм-факторы источников электропитания персональных компьютеров	263
Тесты к лекции 1.23	280
1.24. Источники электропитания высокого напряжения малой мощности.	282
Тесты к лекции 1.24	290
1.25. Электромагнитная совместимость источников электропитания в составе электронной аппаратуры	292
Тесты к лекции 1.25	313
2. МЕТОДИЧЕСКИЕ МАТЕРИАЛЫ	315
2.1. Методические указания по выполнению практических работ	315
Практическая работа (семинар) № 1. Расчет низковольтного высоко- частотного трансформатора на базе стандартного магнитопровода . .	315
Контрольные вопросы	327
Практическая работа (семинар) № 2. Расчет высокопотенциаль- ного двухобмоточного трансформатора, работающего на повы- шенной частоте.	328
Контрольные вопросы	342
Практическая работа (семинар) № 3. Расчет многообмоточного высокочастотного трансформатора для преобразования одно- полярных прямоугольных импульсов напряжения	343
Контрольные вопросы	354
Практическая работа (семинар) № 4. Расчет мощного высокочастот- ного высокопотенциального трансформатора на базе нестандарт- ного магнитопровода.	355
Контрольные вопросы	358
Практическая работа (семинар) № 5. Конструктивный расчет дросселя	359
Контрольные вопросы	361
Практическая работа (семинар) № 6. Расчет параметрического стабилизатора	362
Контрольные вопросы	363
Практическая работа (семинар) № 7. Расчет стабилизаторов	364
Контрольные вопросы	369
Практическая работа (семинар) № 8. Расчет низковольтного источника электропитания	370
Контрольные вопросы	373
Практическая работа (семинар) № 9. Расчет источников стабильного тока	374
Контрольные вопросы	387
Практическая работа (семинар) № 10. Расчет ключевого компо- нента инвертора с источником постоянного тока на входе	388
Контрольные вопросы	394

2.2. Методические указания по выполнению контрольных работ	395
Контрольная работа № 1. Расчет низкочастотного силового трансформаторно-выпрямительного модуля	395
Контрольная работа № 2. Расчет высокочастотного трансформатора . . .	396
2.3. Методические указания по выполнению домашнего задания	397
Общие требования	397
Требования к оформлению домашнего задания и его структуре	398
Правила оформления расчетно-пояснительной записки	399
Методические рекомендации по выполнению домашнего задания . . .	400
3. НОРМАТИВНАЯ ДОКУМЕНТАЦИЯ	409
3.1. Примерная базовая программа дисциплины	409
3.2. Структура и состав фондов оценочных средств по дисциплине	418
3.3. Спецификация учебных видео- и аудиоматериалов, слайдов, эскизов, плакатов и других дидактических материалов	420
Заключение	424
Литература	426

Учебное издание

Артемьев Борис Викторович
Костиков Владимир Григорьевич
Шахнов Вадим Анатольевич

**ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ
В ПРИБОРОСТРОЕНИИ**

Редактор *Е.К. Кошелева*
Художник *Я.М. Асинкритова*
Корректор *Ю.Н. Морозова*
Компьютерная графика *Т.Ю. Кутузовой*
Компьютерная верстка *И.Д. Звягинцевой*

Оригинал-макет подготовлен
в Издательстве МГТУ им. Н.Э. Баумана.

В оформлении использованы шрифты
Студии Артемия Лебедева.

Подписано в печать 11.03.2024. Формат 70×100/16.
Усл. печ. 35,1 л. Тираж 100 экз.

Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана.
105005, г. Москва, улица 2-я Бауманская, д. 5, стр. 1.
press@bmstu.ru
<https://press.bmstu.ru>

Отпечатано в типографии МГТУ им. Н.Э. Баумана.
105005, г. Москва, улица 2-я Бауманская, д. 5, стр. 1.
baumanprint@gmail.com