

Ж. А. Мкртчян

**ОСНОВЫ
ПОСТРОЕНИЯ
УСТРОЙСТВ
ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ
ЭВМ**



Москва

«Радио и связь»

1990

ББК 31.264.5
М 71
УДК 621.311.6:681.322

Рецензент д-р техн. наук, проф. Э. С. Ромаш

Редакция литературы по электронике

Мкртчян Ж. А.

М 71 Основы построения устройств электропитания ЭВМ.
М.: Радио и связь, 1990. — 208 с.: ил.

ISBN 5-256-00753-X.

Рассмотрены основы, методы построения и вопросы проектирования высокоэффективных систем электропитания ЭВМ. Приведен обширный материал по теории и практическим расчетам устройств электропитания. Даны рекомендации по обеспечению электромагнитной совместимости ИВЭП.

Для специалистов, занимающихся разработкой и эксплуатацией устройств электропитания ЭВМ; может быть полезна преподавателям и студентам вузов соответствующих специальностей.

М $\frac{2302020200-061}{046(01)-90}$ 53-90

ББК 31.264.5

Производственное издание

МКРТЧЯН ЖИРАИР АРТАШЕСОВИЧ

ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ УСТРОЙСТВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭВМ

Заведующий редакцией Ю. Н. Рысев

Редактор Н. В. Ефимова

Обложка художника К. М. Просолова

Художественный редактор А. С. Широков

Технический редактор Г. Э. Кузнецова

Корректор Т. В. Дземидович

ИБ № 1818

Сдано в набор 16.11.89	Подписано в печать 31.01.90		
Т-06037	Формат 60×90 ^{1/16}	Бумага типограф. № 2	Гарнитура литературная
Печать высокая	Усл. печ. л. 13,0	Усл. кр.-отт. 13,25	Уч.-изд. л. 15,13
Тираж 15 000 экз.	Изд. № 22411	Зак. № 94	Цена 75 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693			

Типография издательства «Радио и связь». 101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

ISBN 5-256-00753-X

© Мкртчян Ж. А., 1990

Оглавление

Предисловие	4
Глава 1. Назначение системы электропитания ЭВМ и особенности ее проектирования	5
1.1. Назначение и типовая структура построения систем электропитания ЭВМ	5
1.2. Основные требования и характеристики СЭП, особенности ее проектирования	6
1.3. Классификация и структура построения ИВЭП	15
1.4. Элементная база для ИВЭП	22
Глава 2. Повышение эффективности разрабатываемых ИВЭП	32
2.1. Комбинированные ИВЭП с устройствами подавления	32
2.2. Методы исключения несимметричных режимов работы трансформаторов регулируемого преобразователя	44
2.3. Динамические потери в транзисторах импульсных ИВЭП и методы их уменьшения	60
2.4. Оптимизация основных параметров импульсных и комбинированных ИВЭП	68
Глава 3. Исследование электромагнитной совместимости устройств системы электропитания	93
3.1. Основные задачи обеспечения электромагнитной совместимости устройств СЭП с другими устройствами ЭВМ	93
3.2. Исследование и обеспечение бесперебойной работы ЭВМ при различных помехах в напряжении первичной сети	102
3.3. Исследование помехообразования в устройствах СЭП и методы уменьшения электромагнитных помех	116
3.4. Имитаторы сетевых помех	142
3.5. Рекомендации по выбору и проектированию помехоподавляющих фильтров	146
Глава 4. Системы вторичного электропитания ЭВМ	150
4.1. Классификация СЭП ЭВМ	150
4.2. Повышение надежности систем электропитания ЭВМ при неисправности первичной сети	155
4.3. Параллельная работа ИВЭП	172
4.4. Диагностика СЭП ЭВМ	178
Глава 5. Практические схемы ИВЭП	186
5.1. Источники вторичного электропитания ЕС ЭВМ	186
5.2. Сильноточные ИВЭП	191
5.3. Многоканальные ИВЭП	194
5.4. Источники вторичного электропитания на базе параметрических трансформаторов	199
Список литературы	207

Предисловие

Современные электронно-вычислительные машины (ЭВМ) нашли широкое применение в различных отраслях народного хозяйства как важное средство эффективного управления различными производственными процессами и объектами, а также решения разнообразных научных и инженерных задач. Расширение сферы применения ЭВМ, а также автоматических систем управления (АСУ) на их основе обусловило повышение требований к быстродействию, производительности, надежности, массогабаритным показателям, потребляемой энергии и стоимости ЭВМ. Указанные требования должны обеспечиваться в жестких условиях эксплуатации ЭВМ и АСУ.

Выполнение этих требований в определенной степени зависит от характеристик систем вторичного электропитания (СЭП). Так как устройства СЭП являются наиболее материалу- и энергоемкими устройствами ЭВМ, трудно поддающимися миниатюризации, то разработка выекоэффективных СЭП приобретает проблемный характер.

В предлагаемой читателям книге обобщен опыт, накопленный автором в процессе научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ по проектированию источников вторичного электропитания (ИВЭП) и других устройств СЭП; рассмотрены особенности работы СЭП и их устройств; определены требования, предъявляемые к устройствам СЭП; проведена классификация СЭП и их устройств; даны рекомендации по выбору оптимальной структуры СЭП; рассмотрены вопросы оптимизации переходных процессов в ИВЭП при нестационарных, стационарных и профилактических режимах работы ЭВМ с целью улучшения качества выходного напряжения ИВЭП и обеспечения помехоустойчивости ЭВМ, а также оптимизации характеристик устройств СЭП с целью обеспечения их электромагнитной совместимости с техническими средствами ЭВМ; приведены рекомендации по обеспечению помехоустойчивости узлов ЭВМ при различных возмущениях напряжения сети; рассмотрены новые схемотехнические решения, обеспечивающие надежность СЭП; проведена стандартизация основных параметров СЭП, обеспечивающая широкое применение унифицированных устройств СЭП; определены мероприятия, позволяющие автоматизировать контроль и диагностику СЭП ЭВМ.

Книга снабжена справочными материалами по элементной базе, необходимой для проектирования ИВЭП.

Глава 1. НАЗНАЧЕНИЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭВМ И ОСОБЕННОСТИ ЕЕ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

1.1. Назначение и типовая структура построения систем электропитания ЭВМ

Системы электропитания универсальных ЭВМ выполняют следующие основные функции: обеспечение узлов и устройств ЭВМ стабилизированными напряжениями постоянного тока; контроль, блокировку, защиту устройств и цепей электропитания в рабочем и аварийном режимах работы ЭВМ и сигнализацию об их рабочем состоянии; обеспечение определенной очередности включения и отключения устройств ЭВМ, а также ИВЭП, входящих в эти устройства; выдачу сигналов для сохранения массива информации в ЭВМ; защиту цепей электропитания от сетевых, коммутационных и электромагнитных помех; обеспечение режима профилактического контроля узлов и устройств ЭВМ путем изменения выходных напряжений ИВЭП; автоматический контроль и диагностику устройств СЭП.

Типовая структурная схема СЭП универсальных ЭВМ приведена на рис. 1.1. Напряжение первичной сети (ПС) переменного (или постоянного) тока через агрегат гарантийного электропитания (АГП), обеспечивающий бесперебойность электропитания ЭВМ, и сетевой помехоподавляющий фильтр (Ф), подается на распределительное устройство (РУ), которое с помощью коммутирующих элементов обеспечивает ввод и распределение электроэнергии между устройствами СЭП — блоком управления системой (БУС), блоками управления электропитанием (БУП), ИВЭП внешних устройств (ВУ) и устройств центральной части ЭВМ.

Пульт управления электропитанием (ПУЭ) предназначен для дистанционного включения и отключения АГП, РУ, БУС, а также для получения соответствующей информации о состоянии работы устройств СЭП.

Блок контроля сети (БКС) контролирует параметры напряжения первичной сети и обеспечивает сигнал отключения при аварии; БУП управляют ИВЭП и сигнализируют о рабочем состоянии; БУС управляет БУП устройств ЭВМ и сигнализирует об их состоянии; ИВЭП преобразуют первичное напряжение переменного (постоянного) тока в стабилизированные напряжения постоянного тока.

Автоматическая система контроля и диагностики электропитания (АСКДЭ) осуществляет контроль выходных напряжений ИВЭП, тепловых режимов узлов ЭВМ, вентиляционных устройств и др.

Устройства центральной части ЭВМ

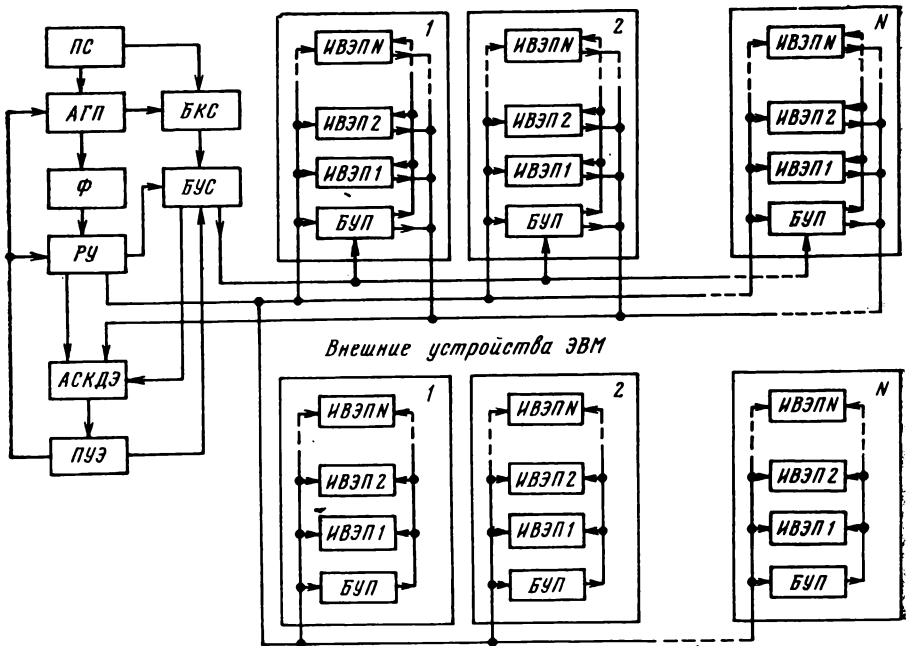


Рис. 1.1. Типовая структурная схема СЭП универсальных ЭВМ

Функции, выполняемые входящими в СЭП устройствами, могут быть совмещены или разделены, а в некоторых случаях отдельные устройства могут отсутствовать. В связи с этим, несмотря на то, что по выполняемым функциям большинство СЭП различных ЭВМ идентично, на практике встречается большое разнообразие структурных схем СЭП. Различны также их схемотехнические решения и конструктивно-технологическое исполнение. Это обстоятельство объясняется недостаточностью унифицированных устройств СЭП, отсутствием единой методики проектирования СЭП, а также конструктивно-технологическими различиями узлов и устройств ЭВМ.

1.2. Основные требования и характеристики СЭП, особенности ее проектирования

При проектировании СЭП заданными являются следующие параметры и требования:

1. Параметры первичной сети: род тока (переменный или постоянный); значение напряжения, пределы его изменения; характер и параметры переходного процесса при внешних и внутренних возмущениях; временные характеристики при прерывании напряжения. Для первичного источника электропитания пе-

ременного тока указываются число фаз, частота напряжения и пределы ее изменения, коэффициент искажения кривой напряжения. Для сетей трехфазного тока указывается также коэффициент несимметрии напряжения. Для источника постоянного тока указываются значение и форма переменной составляющей напряжения, внешние характеристики или внутреннее сопротивление.

2. Требования к энергетическим показателям: потребляемая мощность центральной части ЭВМ (процессоров, запоминающих устройств и т. д.), потребляемая мощность ВУ, общая потребляемая мощность и коэффициент мощности потребляемой энергии ЭВМ.

3. Параметры ИВЭП: выходные напряжения, потребляемые токи узлов и устройств ЭВМ, значение и характер динамической (импульсной) нагрузки, удельная мощность.

4. Требования к климатическим и механическим воздействиям.

5. Требования к эксплуатационным параметрам.

6. Компоновка устройств и узлов ЭВМ.

7. Требования по управлению электропитанием: местное и дистанционное включение и отключение устройств ЭВМ, последовательность их включения, сигнализация о рабочем состоянии устройств, аварийное отключение устройств, формирование сигналов для сохранения массива информации в ЭВМ при плановых и аварийных отключениях первичной сети и устройств СЭП и т. п.

8. Требования к нормам промышленных радиопомех, создаваемых устройствами ЭВМ, в том числе СЭП.

9. Требования к показателям надежности.

К СЭП универсальных ЭВМ предъявляется ряд специфических требований, усложняющих их разработку: низкие значения выходных напряжений ИВЭП при больших токах нагрузки импульсного характера; высокие удельные показатели ИВЭП (удельная мощность, удельная материалоемкость); необходимость обеспечения минимальной суммарной нестабильности непосредственно на устройствах ЭВМ независимо от их удаленности от ИВЭП, тепловой и электромагнитной совместимости устройств СЭП и ЭВМ, определенной очередности включения и отключения устройств ЭВМ, профилактического режима (местного, дистанционного, автоматического) устройств ЭВМ, бесперебойности работы СЭП и функционирования ЭВМ в аварийных режимах первичной сети.

Особое место занимают конструктивные требования, определяемые из следующих условий: рациональной компоновки, обеспечивающей свободный доступ к элементам и узлам устройств СЭП; рационального отвода тепла от элементов и узлов устройств СЭП; обеспечения минимального аэродинамического сопротивления и равномерности его распределения.

Одновременно выполнить все перечисленные требования не всегда возможно, так как некоторые из них противоречат друг

другу. Поэтому проектирование СЭП сводится к выбору оптимального варианта выполнения этих требований.

При проектировании высокоэффективных СЭП необходимо провести работы по стандартизации основных параметров и проектированию эффективных и надежных устройств СЭП с их максимальной унификацией, что значительно сократит затраты на разработку и внедрение СЭП. Для повышения технико-экономических показателей СЭП необходимо автоматизировать технологические процессы изготовления, контроля и настройки СЭП.

В СЭП ЭВМ (рис. 1.1) большую часть общего объема (примерно 80...90%) составляют ИВЭП, поэтому технико-экономические показатели СЭП в основном характеризуются параметрами ИВЭП. В связи с этим проектированию ИВЭП необходимо уделять особое внимание.

При проектировании ИВЭП исходными требованиями являются: параметры входного напряжения, значения выходного напряжения и тока нагрузки, пределы плавной и ступенчатой регулировки выходного напряжения, значение и характер изменения импульсной составляющей тока нагрузки, суммарная нестабильность выходного напряжения, уровень переменной составляющей (пульсации) выходного напряжения, условия работы ИВЭП на удаленную нагрузку, допустимые нормы превышения выходного напряжения и тока нагрузки, энергетические показатели (КПД, коэффициент мощности), нормы промышленных радиопомех, показатели надежности.

Рассмотрим некоторые из перечисленных требований с учетом особенностей работы устройств ЭВМ.

Как показывает опыт разработки ЭВМ, электропитание большинства из них осуществляется от первичной сети переменного тока промышленной частоты. Согласно [1] напряжение первичной сети составляет 380/220 В с допустимыми отклонениями от +10 до -15%. Однако в нормативных документах отсутствуют данные по кратковременным изменениям напряжения первичной сети и импульсным помехам, обусловленным нестационарными режимами в энергосистеме, переходными процессами в электропотребителях, коммутацией мощности и др.

Кратковременные изменения напряжения первичной сети и уровни помех зависят от характеристик источника первичного напряжения и энергетического оборудования (подстанция с линиями передач, преобразовательные агрегаты и т. д.), являющегося промежуточным звеном между первичной сетью и ЭВМ, и обычно значительно превышают нормы колебаний напряжения первичной сети. Большие колебания напряжения первичной сети снижают эффективность проектируемых ИВЭП. При наличии АГП в СЭП эти колебания уменьшаются, вследствие чего в значительной степени повышаются КПД, удельные показатели, надежность ИВЭП и СЭП в целом. Необходимо отметить, что кратковременные изменения входного напряжения ИВЭП в основном носят

случайный характер, поэтому выработка единых норм является весьма сложной задачей, так как для каждого конкретного случая требуются длительные исследования, а также разработка соответствующей измерительной аппаратуры для набора статистических данных.

Повышение КПД ИВЭП является основным условием проектирования высокоэффективных СЭП, так как при этом уменьшаются потери мощности, облегчаются тепловые режимы элементов ИВЭП, повышаются удельная мощность и надежность ИВЭП. Расширение функциональных возможностей ЭВМ и переход к интегральным схемам (ИС) привели к значительному увеличению потребляемых токов и снижению уровней напряжения. Например, для ЭВМ третьего поколения средней производительности потребляемый ток составляет несколько тысяч ампер при напряжениях 2...5 В. При таких низких значениях выходного напряжения ИВЭП потери мощности в них значительны. Например, потери мощности только в выпрямительных диодах и на соединительных проводах ИВЭП — потребитель соизмеримы с выходной мощностью. Это приводит к снижению КПД и удельных показателей ИВЭП. Для повышения КПД используют ИВЭП с импульсным регулированием выходного напряжения, размещая их у потребителя. Однако при этом возникает необходимость обеспечения тепловой и электромагнитной совместимости ИВЭП и узлов ЭВМ.

Следует отметить, что применение импульсных ИВЭП не полностью решает вопрос повышения их удельных показателей. Наблюдается тенденция некоторого отставания миниатюризации ИВЭП от миниатюризации логических устройств ЭВМ. Это связано с тем, что ИВЭП средней и большой мощности включают в себя электрорадиокомпоненты широкой номенклатуры, отличающиеся конструктивным исполнением и технологией изготовления, в связи с чем комплексная миниатюризация затрудняется.

Современные быстродействующие ИС требуют повышенной точности стабилизации выходного напряжения ИВЭП, т. е. уменьшения суммарной нестабильности и пульсации выходного напряжения. Суммарная нестабильность выходного напряжения ИВЭП представляет собой сумму абсолютных значений отклонений выходного напряжения ИВЭП при различных внешних возмущениях (изменении напряжения сети и тока нагрузки в статическом и динамическом режимах, изменении температуры окружающей среды и т. п.). Значение ее зависит от характера дестабилизирующих факторов и закономерности их одновременного действия, которое определяется выбором метода построения, элементной базой и конструктивно-технологическим исполнением ИВЭП.

Основными дестабилизирующими факторами для ИВЭП являются изменения входного напряжения, тока нагрузки температуры окружающей среды, поэтому их правильное определение весьма важно для проектирования ИВЭП. Изменения температу-

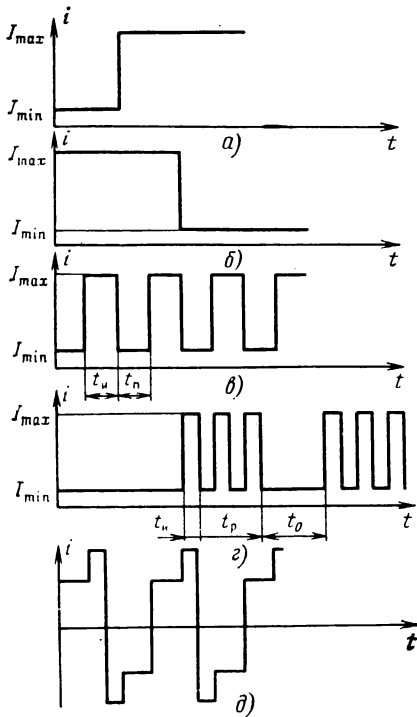
ры окружающей среды и статические изменения входного напряжения определяются нормативными документами, т. е. являются заданными.

Как потребитель ЭВМ представляет собой совокупность нагрузок различного характера, так как состоит из узлов и устройств различного типа ИС и ферромагнитных элементов, приводных механизмов и т. п.

Для обеспечения минимальной статической нестабильности напряжения электропитания ИС необходимо уделять особое внимание проблемам, связанным с системой распределения тока. Нестабильность от статического изменения тока нагрузки ИВЭП можно уменьшить подключением линий обратной связи (ОС) к нагрузке. Однако из-за распределенности нагрузки устройств ЭВМ полностью исключить статическую нестабильность невозможно. Частичное уменьшение ее достигается увеличением сечения соединительных проводов.

Импульсная нагрузка устройств ЭВМ может иметь различную форму и изменяться в широком диапазоне частоты и скважности.

Характер изменения тока нагрузки зависит от элементной базы ЭВМ, режима работы узлов и устройств ЭВМ, а также программы, выполняемой ЭВМ. Наиболее характерные изменения тока нагрузки в устройствах ЭВМ приведены на рис. 1.2. На рис. 1.2,а,б представлены графики импульсной нагрузки, носящей еди-



ничный характер. Рисунок 1.2,в характеризует периодически коммутируемую нагрузку с длительностью импульса t_n и длительностью паузы t_p . На рис. 1.2,г последовательность нескольких импульсов тока длительностью t_n в течение времени t_p чередуется с их отсутствием в течение времени t_o . В некоторых узлах ЭВМ меняется также полярность импульсного тока (рис. 1.2,д). Минимальный статический и максимальный импульсный токи нагрузки могут иметь различные значения и длительности. Следует отметить, что ток нагрузки отдельных узлов ЭВМ может быть сочетанием различных импульсных токов, формы которых приведены на рис. 1.2.

Рис. 1.2. Характерные изменения тока нагрузки в устройствах ЭВМ

Импульсную нагрузку для ИВЭП представляют собой ЗУ на ферритовых сердечниках, цилиндрических пленках и т. п. В этих устройствах в зависимости от записываемой информации изменяется как амплитуда, так и длительность импульсного тока, а также частота его следования. Амплитудное значение тока нагрузки намного превышает его среднее значение, а длительности работы и паузы ЗУ могут изменяться в широком диапазоне — от единичной коммутации до коммутации на максимальной частоте.

Импульсная нагрузка ИВЭП создается устройствами ввода-вывода, когда происходит обмен информацией с оперативной памятью. Доля времени обмена в общем времени зависит от типа устройства и его быстродействия. Например, в устройствах с внешними накопителями на магнитных барабанах и накопителями на магнитных дисках, обладающих сравнительно большим быстродействием, обмен информацией производится чаще. Доля времени обмена находится в большой зависимости от характера выполняемых программ, режима работы и т. п., но в среднем может оцениваться от долей процента до нескольких процентов. Для некоторых устройств ввода-вывода с перфокарт и перфолент устройств печати время обмена информацией еще меньше.

Ток нагрузки ИВЭП изменяется в зависимости от режимов работы арифметико-логического узла, устройства управления и микропрограммного управления процессора. В процессе выполнения машинных операций стандартные цепи выборки команд и операндов более насыщены, с точки зрения количества одновременно выполняемых микрокоманд, что приводит к большому числу пересылок между регистрами процессора, следовательно, к большому потреблению тока. Время выборки команд при этом составляет 10...50% от общего времени выполнения команд и в зависимости от быстродействия ЭВМ находится в пределах от десятков и сотен наносекунд до десятков микросекунд. В зависимости от специфики выполняемых команд некоторые участки программы, находящиеся в цикле, приводят к более интенсивным пересылкам информации между регистрами процессора. Это особенно четко проявляется в тестовых программах, например при проверке оперативной памяти, когда считывается и записывается большое число единиц и нулей в ячейки памяти. Обычно такие участки программы по времени составляют 20—30% данного программного цикла и для машин различного быстродействия находятся в пределах от единиц до сотен микросекунд.

Применение схем ЭСЛ в качестве элементной базы ЭВМ создает благоприятные условия для ИВЭП, так как основная доля потребляемого тока является статической. При применении схем ТТЛ увеличивается импульсная со-

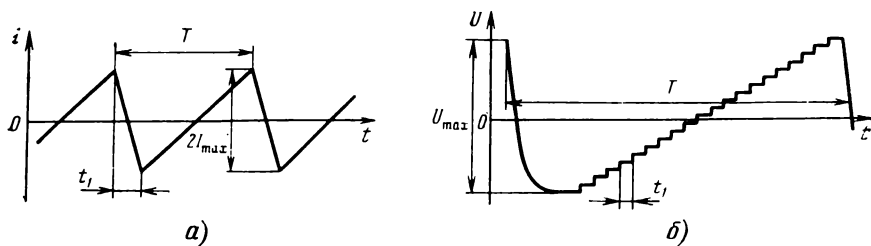


Рис. 1.3. Временные диаграммы работы устройства отображения алфавитно-цифровой информации ЕС-7927:

$a - T = 74$ мкс, $t_r = 12$ мкс, $2I_{max} = 9$ А; $b - T = 20$ мс, $t_r = 0,8$ мс, $U_{max} = \pm 12$ В

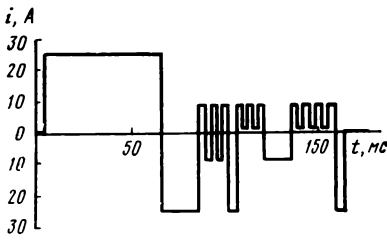


Рис. 1.4. Временная диаграмма тока в обмотке якоря электродвигателя каретки накопителя на сменных магнитных дисках ЕС-5056

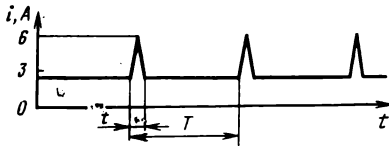


Рис. 1.6. Временная диаграмма тока потребления электродвигателем устройства подготовки данных на магнитной ленте АП-5080 ($T=20$ мс, $t=1$ мс)

ставляющая потребляемого тока и повышаются требования к стабильности выходного напряжения ИВЭП. На рис. 1.3—1.8 приведены кривые импульсного изменения тока нагрузки в некоторых устройствах ЭВМ.

Как следует из вышезложенного, импульсные изменения тока нагрузки в основном превышают его статические изменения. Импульсные изменения напряжения сети также превышают его статические изменения. Поэтому динамическая нестабильность составляет большую часть суммарной нестабильности ИВЭП. В связи с этим при проектировании следует уделять большое внимание обеспечению динамических характеристик ИВЭП.

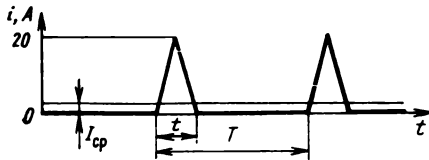


Рис. 1.7. Временная диаграмма тока электромагнитного устройства последовательной печати типа АП-7101 ($T=20$ мс, $t=2$ мс, $I_{cp}=2$ А)

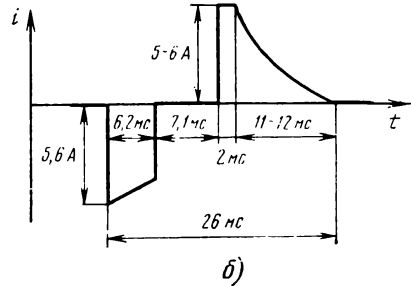
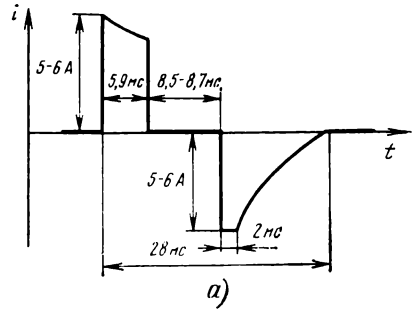


Рис. 1.5. Кривые изменения тока нагрузки накопителя ЕС 5059.01 при перемещении каретки с магнитной головкой вперед (а) и назад (б)

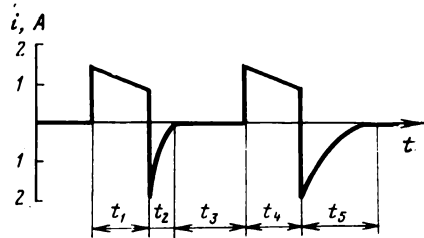


Рис. 1.8. Временная диаграмма тока управления электродвигателем блока магнитной ленты устройства АП-5080 ($t_1=10$ мс, $t_2=4$ мс, $t_3=100$ мс, $t_4=10$ мс, $t_5=100$ мс)

Для повышения надежности и производительности ЭВМ необходимо обеспечивать режим профилактического контроля по электропитанию путем ступенчатого (плавного) изменения выходного напряжения ИВЭП на $\pm 5\%$ ($\pm 10\%$). Изменение выходного напряжения ИВЭП от одного установившегося значения до другого сопровождается переходным процессом, приводящим к увеличению динамической нестабильности выходного напряжения ИВЭП. Это обстоятельство необходимо учитывать при проектировании ИВЭП.

Часто на практике не учитываются некоторые факторы, влияющие на параметры ИВЭП. Например, из-за наличия развязывающих конденсаторов, индуктивности монтажных проводов и соединительных элементов уменьшается амплитуда и увеличиваются фронты импульсного тока, передаваемого от ИС на выход ИВЭП. Так как эти изменения трудно учитывать из-за технологических разбросов параметров ИС, наличия развязывающих конденсаторов, индуктивности монтажных проводов и других факторов, часто предъявляют завышенные требования к значению и временным характеристикам импульсной нагрузки ИВЭП, что усложняет их разработку.

В рамках программы создания ЕС ЭВМ разработаны и внедрены стандарты, устанавливающие требования, предъявляемые к ИВЭП ЕС ЭВМ, типы и основные параметры унифицированных ИВЭП ЕС ЭВМ. В табл. 1.1 приведены основные требования, предъявляемые к ИВЭП ЕС ЭВМ.

Суммарная нестабильность выходного напряжения ИВЭП ($\Sigma\sigma_{\pm}$), приведенная в табл. 1.1, определяется по формуле:

$$\Sigma\sigma_{\pm} = |\sigma_u| + |\sigma_{I_{ст}}| + |\sigma_{I_{д}}| + |\sigma_{t_0}| + |\sigma_T|, \quad (1.1)$$

где σ_u — нестабильность выходного напряжения ИВЭП от изменения напряжения первичной сети (наибольшее значение при статическом или динамическом изменении напряжения сети); $\sigma_{I_{ст}}$ — нестабильность выходного напряжения ИВЭП от статического изменения тока нагрузки; $\sigma_{I_{д}}$ — нестабильность выходного напряжения ИВЭП от динамического изменения тока нагрузки; σ_{t_0} — нестабильность выходного напряжения ИВЭП от изменения температуры окружающей среды; σ_T — временной дрейф выходного напряжения при непрерывной работе ИВЭП в течение восьми часов.

Значения указанных нестабильностей выходного напряжения ИВЭП определяются по формуле

$$\sigma = \frac{\Delta u_{вых}}{U_{вых.ном}} 100,$$

где $\Delta u_{вых}$ — изменение выходного напряжения ИВЭП при изменении дестабилизирующего фактора в заданных пределах. Как правило, фактическое значение суммарной нестабильности намного меньше значений, приводимых в технических требованиях, так как не все дестабилизирующие факторы действуют одновременно.

К ИВЭП предъявляются определенные требования по защите ИС, узлов и устройств ЭВМ, а также элементов самих ИВЭП от повышения и понижения выходного напряжения, перегрузок по выходному току, короткого замыкания, а также напряжения обратной полярности, попадаемого на выход ИВЭП. Требования к защите определяются в основном применяемой элементной базой.

На основании статистических данных построены гистограммы (рис. 1.9), отображающие максимальные и минимальные значения составляющих суммарной

Таблица 1.1

Входные параметры		Выходные параметры		
Род тока	Номинальное значение входного напряжения $U_{\text{вх.ном}}$, В	Номинальное значение выходного напряжения, $U_{\text{вых.ном}}$, В	Суммарная нестабильность выходного напряжения, $\pm\%$, от $U_{\text{вых.ном}}$	Пульсация выходного напряжения, $\pm\%$, от $U_{\text{вых.ном}}$
Трёхфазный с частотой (50±1) Гц	380/220	2	4	1
	380/220	2,4	4	1
	380/220	4,5	3	1
	380/220	5	3	1
	380/220	5,2	3	1
	380/220	6,3	3	1
	380/220	12,6	3	1
	380/220	20	3	0,5
	380/220	27	3	0,5
Однофазный с частотой (50±1) Гц	380/220	48	3	0,5
	220	2	4	1
	220	2,4	4	1
	220	4,5	3	1
	220	5	3	1
	220	5,2	3	1
	220	6,3	3	1
	220	12,6	3	1
	220	20	3	0,5
	220	27	3	0,5
220	48	3	0,5	

Примечания: 1. Предельное отклонение входного напряжения от $U_{\text{вх.ном}}$ составляет $\begin{matrix} +10\% \\ -15\% \end{matrix}$.

2. Регулировка выходного напряжения от $U_{\text{вых.ном}}$: плавная $\pm 10\%$, ступенчатая $\pm 5\%$.

нестабильности ИВЭП (рис. 1.9,а), фактические значения суммарной нестабильности ИВЭП (рис. 1.9,б) и значения отдельных составляющих суммарной нестабильности (рис. 1.9,в). Анализ гистограммы на рис. 1.9 показывает, что фактическое значение суммарной нестабильности (рис. 1.9,б) более чем у 70% ИВЭП не превышает 1,5%, у 19% ИВЭП — 2%, у 10% ИВЭП — 2,3% и лишь у 1% ИВЭП приближается к 3%. Из составляющих суммарной нестабильности наибольшая доля (около 35%) приходится на динамическую составляющую (рис. 1.9,в).

Необходимо отметить, что реальные значения динамической нестабильности в основном меньше значений, указанных в технических условиях (ТУ) на ИВЭП. Это объясняется условной методикой измерения динамической нестабильности, заключающейся в том, что параметры импульсной нагрузки ИВЭП, принятые для определения динамической нестабильности, отличаются от реальных, так как не учитываются зависимость параметров ИВЭП от характера импульсной нагрузки и ее удаленности от ИВЭП, индуктивность соединительных проводов, емкость развязывающих конденсаторов и другие факторы, облегчающие условия работы ИВЭП. Эти допущения в значительной степени упрощают исследования и расчеты динамических характеристик ИВЭП.

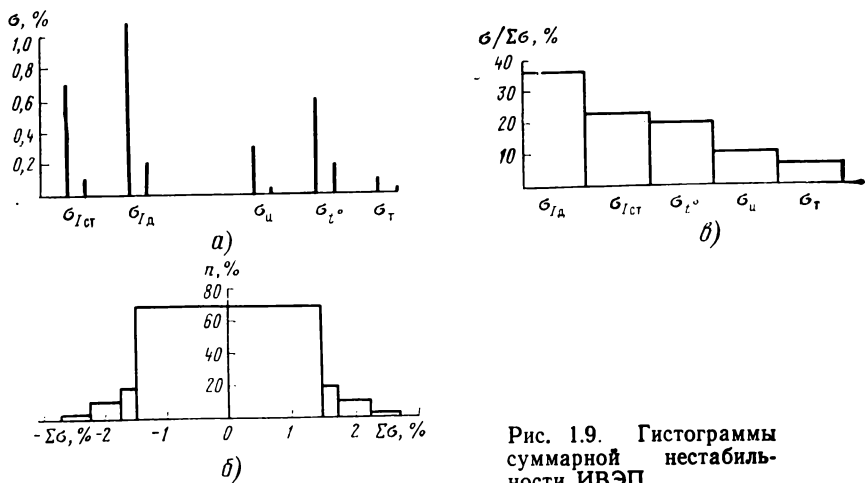


Рис. 1.9. Гистограммы суммарной неустойчивости ИВЭП

Если учесть, что не все дестабилизирующие факторы действуют одновременно и влияние некоторых из них незначительно, то можно утверждать, что реальная суммарная неустойчивость ИВЭП составляет 1...1,5%.

Из рассмотренного следует, что устройства ЭВМ как потребители электроэнергии предъявляют различные требования к устройствам СЭП ЭВМ. В связи с этим требуется большое разнообразие устройств СЭП, в частности ИВЭП. При этом возникает необходимость стандартизации их параметров, что обеспечит: унификацию ИВЭП и их функциональных узлов (ФУ); уменьшение номенклатуры ИВЭП и ФУ, способствующее организации их серийного производства с минимальными затратами; обеспечение высокого качества и уменьшение сроков проектирования и внедрения ИВЭП и их ФУ; исключение дублирования при проектировании и внедрении ИВЭП в серийное производство; значительное сокращение номенклатуры применяемых в ИВЭП электрорадиоизделий (ЭРИ); унификацию сервисного оборудования, используемого в процессе проектирования, изготовления, испытания и эксплуатации ИВЭП; широкое применение ИВЭП в СЭП различных структур; установление единых требований и норм по разработке руководящих технических документов.

1.3. Классификация и структура построения ИВЭП

Как правило, электропитание устройств и узлов ЭВМ осуществляется ИВЭП, выполненными на стабилизаторах напряжения постоянного тока компенсационного типа (в дальнейшем — ИВЭП компенсационного типа), которые различаются (рис. 1.10): применяемой элементной базой или оборудованием, способом включения регулирующего элемента (РЭ) и режимом его работы, числом ступеней регулирования.

Электромашинные ИВЭП широко использовались в ЭВМ первого и частично второго поколений. Электромашинный ИВЭП представляет собой генератор постоянного тока, где с помощью отрицательной обратной связи (ОС) обеспечивается постоян-

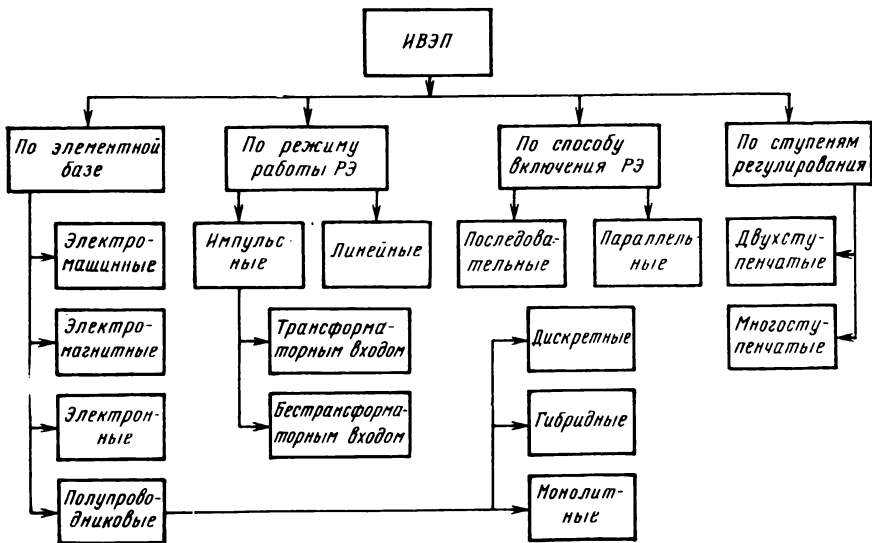


Рис. 1.10. Классификация ИВЭП для ЭВМ

во выходного напряжения, при этом приводным двигателем является асинхронный двигатель. Они характеризуются низкими показателями надежности, большой динамической нестабильностью и пульсацией выходного напряжения, малым сроком службы, требуют постоянного ухода при эксплуатации и специального помещения для преобразовательных агрегатов, являются источниками электромагнитных помех. Несмотря на эти недостатки электромашинные агрегаты в настоящее время используются в качестве преобразователей первичного напряжения для гальванической развязки промышленной сети от входного напряжения ЭВМ.

Электромагнитные ИВЭП, широко применявшиеся в ЭВМ второго и третьего поколений, лишены ряда недостатков, присущих электромашинным ИВЭП. В электромагнитных ИВЭП РЭ выполнен на ферромагнитных элементах — дросселях насыщения (ДН) или магнитных усилителях (МУ).

К преимуществам электромагнитных ИВЭП относятся высокая эксплуатационная надежность, особенно при перегрузках и в аварийных режимах, большой срок службы, а также отсутствие необходимости в постоянном уходе, однако они имеют худшие динамические характеристики (из-за большой инерционности) и низкий коэффициент мощности при глубоком регулировании выходного напряжения.

С целью улучшения переходных характеристик электромагнитных ИВЭП и уменьшения потерь мощности в цепях управления в качестве РЭ вместо ДН используются МУ с внутренней и внешней ОС. Для уменьшения массогабаритных показателей и улучшения переходных характеристик ИВЭП на электромагнитных

элементах целесообразно повышать частоту напряжения первичной сети. Однако верхний предел частоты ограничивается увеличением потерь мощности, а нижний — ухудшением массогабаритных показателей и переходных характеристик выходного напряжения ИВЭП.

В настоящее время в ТС ЭВМ, в частности в ВЗУ, нашли применение ИВЭП на многофункциональных параметрических трансформаторах (ПТ), которые благодаря уникальному свойству одновременно выполнять функции трансформации, стабилизации, фильтрации помех и защиты от перегрузок позволяют создавать высокоэффективные ИВЭП.

Источники вторичного электропитания на электронных приборах, нашедшие широкое применение в ЭВМ первого поколения, не применяются в современных ЭВМ из-за низких КПД и массогабаритных показателей, малого срока службы, низкой надежности, чувствительности к механическим и климатическим воздействиям. Этих недостатков лишены ИВЭП на полупроводниковых приборах, используемые в современных ЭВМ.

По режиму работы РЭ ИВЭП на полупроводниковых приборах делятся на линейные и импульсные. Очевидно, что при работе РЭ в линейном режиме потери мощности больше, следовательно, КПД меньше, габариты как самого РЭ, так и остальных ФУ ИВЭП больше. По сравнению с импульсными линейные ИВЭП просты, имеют лучшие показатели качества выходного напряжения, обеспечивается их электромагнитная совместимость (ЭМС) с устройствами ЭВМ.

Из-за низких энергетических и массогабаритных показателей использование линейных ИВЭП для мощных потребителей нецелесообразно. Они широко применяются для электропитания маломощных узлов ЭВМ, особенно устройств ЭВМ, где требуется несколько питающих напряжений разной полярности малой мощности и незначительные пульсации напряжения, что важно для аналоговых цепей этих устройств, например компараторов, операционных усилителей и т. п. Кроме этого, линейные ИВЭП нашли широкое применение для электропитания узлов мощных ИВЭП.

Импульсный режим работы РЭ обеспечивает более высокие массогабаритные показатели ИВЭП, которые в значительной степени улучшаются повышением частоты переключения РЭ. При этом улучшаются динамические показатели выходного напряжения, благодаря уменьшению постоянной времени силовой цепи и времени запаздывания цепи ОС. Однако с повышением частоты увеличиваются потери мощности, поэтому при проектировании ИВЭП необходимо определить оптимальную частоту переключения РЭ.

Рассеиваемая мощность РЭ минимальна при малых значениях напряжения насыщения и неуправляемого тока коллектора, а также при малых динамических потерях переключаемого транзистора. Кроме того, относительные потери мощности меньше,

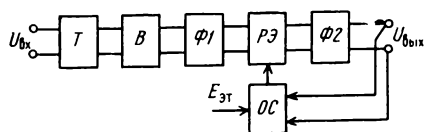


Рис. 1.11. Структурная схема ИВЭП с трансформаторным входом

когда транзистор РЭ включен в цепь высокого напряжения с малым током коллектора, например, в ИВЭП с бестрансформаторным входом, питающимся непосредственно от промышленной сети. Импульсные ИВЭП, питающиеся от сети переменного тока, в свою очередь, делятся на ИВЭП с трансформаторным и с бестрансформаторным входом. В частном случае, когда питающей сетью является источник постоянного тока, используются только ИВЭП с бестрансформаторным входом.

На рис. 1.11 приведена структурная схема ИВЭП с трансформаторным входом, где входное напряжение $U_{вх}$ через трансформатор T , выпрямитель B , фильтр $\Phi 1$ подается к $PЭ$, который управляется OC и работает в импульсном режиме. Напряжение с выхода $PЭ$ фильтруется в $\Phi 2$ и выходное напряжение $U_{вых}$ ИВЭП подается к нагрузке. Массогабаритные показатели таких ИВЭП невысоки из-за наличия низкочастотных трансформатора T и фильтра $\Phi 1$, несмотря на лучшие показатели регулирующего элемента $PЭ$ и фильтра $\Phi 2$, работающих на повышенной частоте.

На рис. 1.12,а,б приведены структурные схемы высокоэффективных импульсных ИВЭП без низкочастотного трансформатора. Здесь (рис. 1.12,а) $U_{вх}$ непосредственно выпрямляется $B1$, сглаживается $\Phi 1$ с последующим преобразованием регулируемым преобразователем $PП$ в переменное напряжение прямоугольной формы высокой частоты. Выпрямленное $B2$ и сглаженное $\Phi 2$ напряжение сравнивается с эталонным напряжением $E_{эт}$, их разность усиливается и модулируется в виде прямоугольных управляющих импульсов, которые воздействуют на $PП$ таким образом, что выходное напряжение ИВЭП остается постоянным. В схеме, приведенной на рис. 1.12,б, стабилизация выходного напряжения осуществляется импульсным стабилизатором, к выходу которого подключен нерегулируемый преобразователь напряжения $П$ повышенной частоты.

Наряду с указанными положительными сторонами импульсные ИВЭП по сравнению с линейными имеют худшие динамические характеристики выходного напряжения при больших пределах изменения тока нагрузки и являются источниками электро-

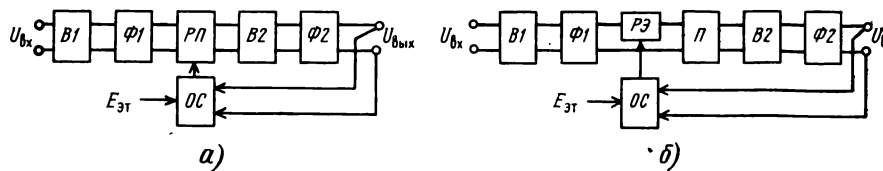


Рис. 1.12. Структурная схема ИВЭП без низкочастотного трансформатора

магнитных помех. Несмотря на это, импульсные ИВЭП нашли широкое применение в устройствах ЭВМ, где импульсные изменения тока нагрузки составляют примерно 10...20% от номинального тока нагрузки. При этом принимаются меры по исключению влияния на устройство ЭВМ электромагнитных помех, создаваемых импульсными ИВЭП.

В настоящее время в связи с совершенствованием элементной базы, появлением высокочастотных и высоковольтных транзисторов, диодов, конденсаторов и ферромагнитных материалов с лучшими частотными характеристиками и минимальными потерями возникла реальная перспектива разработки ИВЭП на основе транзисторных «резонансных» инверторов, способных работать на частотах единицы мегагерц. При этом улучшаются массогабаритные показатели ИВЭП, а также облегчается возможность обеспечения ЭМС, так как у таких ИВЭП форма напряжения и тока близка к синусоидальной, вследствие чего динамические потери мощности в транзисторах близки к нулю. Однако при широком диапазоне изменения тока нагрузки ИВЭП частота преобразования изменяется в больших пределах, что несколько снижает эффективность «резонансных» ИВЭП.

При больших значениях тока нагрузки (единицы и десятки ампер) и большом диапазоне импульсного изменения тока нагрузки импульсные ИВЭП не могут обеспечить требуемую нестабильность выходного напряжения, а линейные ИВЭП не экономичны. В таких случаях применяются ИВЭП с несколькими ступенями регулирования, которые часто называют комбинированными ИВЭП. Комбинированные ИВЭП по сравнению с линейными имеют лучшие массогабаритные показатели и более высокий КПД, а по сравнению с импульсными — лучшие динамические показатели и меньшую пульсацию выходного напряжения. При импульсном характере изменения нагрузки и широком диапазоне плавной регулировки выходного напряжения в комбинированных ИВЭП эффективно сочетаются положительные стороны линейных и импульсных ИВЭП.

Обычно в комбинированных ИВЭП для повышения их эффективности первые ступени регулирования выполняются на ферромагнитных элементах или полупроводниковых приборах, работающих в импульсном режиме.

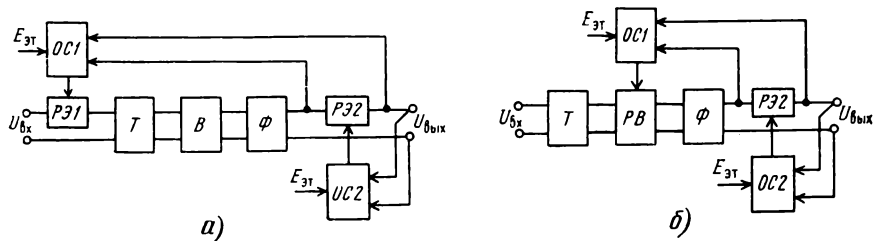


Рис. 1.13. Структурная схема комбинированного ИВЭП с зависимыми ступенями регулирования

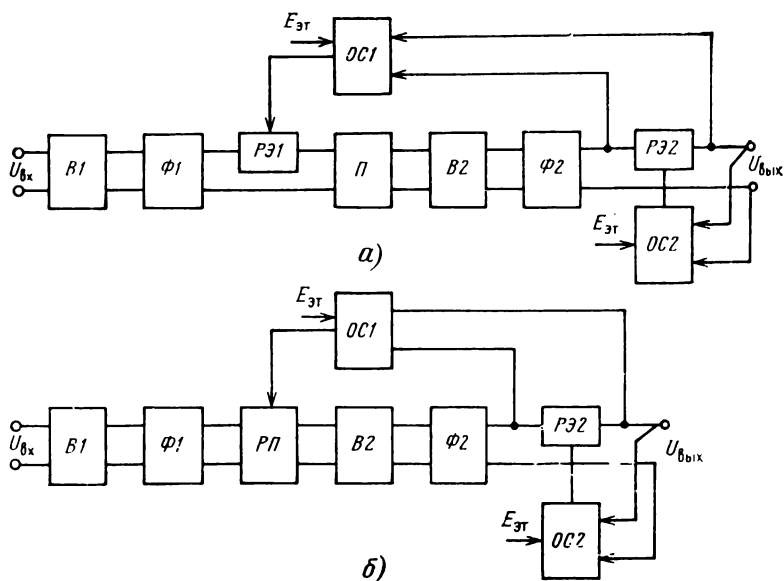


Рис. 1.14. Структурная схема комбинированного ИВЭП с зависимыми ступенями регулирования

На рис. 1.13 и 1.14 приведены структурные схемы комбинированных ИВЭП с зависимыми ступенями регулирования, т. е. режим работы первой ступени зависит от режима работы второй ступени. Первая ступень регулирования осуществляется с помощью регулирующего элемента $PЭ1$ (рис. 1.13,а и 1.14,а), регулируемого выпрямителя $PВ$ (рис. 1.13,б) и регулируемого преобразователя $PП$ (рис. 1.14,б). Вторая ступень представляет собой линейный стабилизатор, на $PЭ2$ которого, независимо от изменения напряжения первичной сети, пределов регулировки выходного напряжения и тока нагрузки, напряжение поддерживается постоянным с помощью первой ступени регулирования ($PЭ1$, $OC1$ и $PВ$, $OC1$ на рис. 1.13; $PЭ1$, $OC1$ и $PП$, $OC1$ на рис. 1.14). Напряжение на транзисторе $PЭ2$ выбирается по возможности минимальным — в пределах 2...3 В для германиевых и 3...4 В для кремниевых транзисторов, чтобы рассеиваемая мощность была минимальной.

На рис. 1.15,а—в приведены структурные схемы ИВЭП с двумя ступенями регулирования. В отличие от предыдущих схем вторая ступень стабилизации выходного напряжения представляет собой устройство подавления $УП$, питающееся от дополнительного источника напряжения $U_{дин}$; $УП$ работает только в переходных режимах, предотвращая провалы и выбросы выходного напряжения стабилизатора. Регулирующие элементы $УП$ в статическом режиме работы стабилизатора независимо от уровня выходного напряжения не принимают участие в стабилизации, поэтому по-

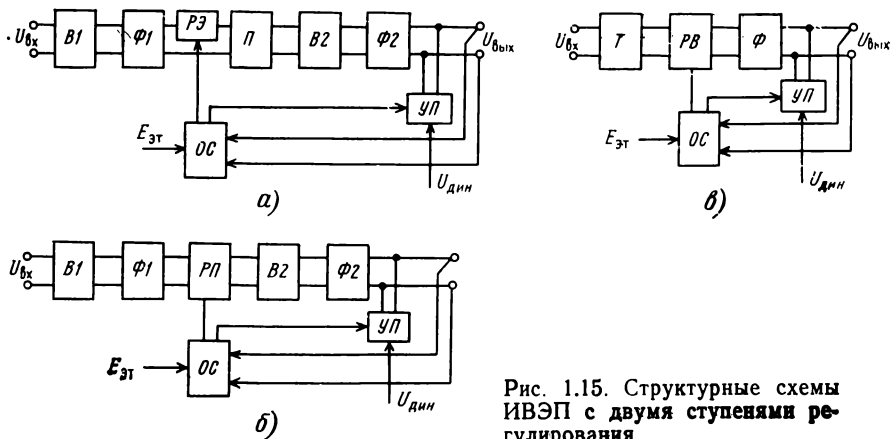


Рис. 1.15. Структурные схемы ИВЭП с двумя ступенями регулирования

тери мощности на элементах УП малы, вследствие чего ИВЭП с УП имеют лучшие энергетические показатели.

По способу включения РЭ различают ИВЭП последовательного и параллельного типов. В ЭВМ широкое применение нашли ИВЭП последовательного типа, имеющие лучшие массогабаритные и энергетические показатели по сравнению с ИВЭП параллельного типа. Однако в ряде случаев, в зависимости от характера нагрузки узлов ЭВМ, например, когда для питания логических элементов требуются различные уровни напряжения или импульсный ток, потребляемый устройством, меняет полярность и стабилизатор может работать на противо-ЭДС, целесообразно применять ИВЭП параллельного типа. В качестве примера рассмотрим функциональные схемы стабилизаторов последовательного и параллельного типов (рис. 1.16, а, б, соответственно), в которых $|U_1| > |U_{\text{вых}}|$ (U_1 и $U_{\text{вых}}$ — уровни напряжений логических элементов); R_3 — эквивалентное сопротивление части нагрузки. Уменьшение R_3 приводит к увеличению $U_{\text{вых}}$. При этом в стабилизаторе последовательного типа (рис. 1.16, а) за счет ОС транзистор VT запирается, переходя в режим отсечки. В этом случае нестабильность выходного напряжения увеличивается и опреде-

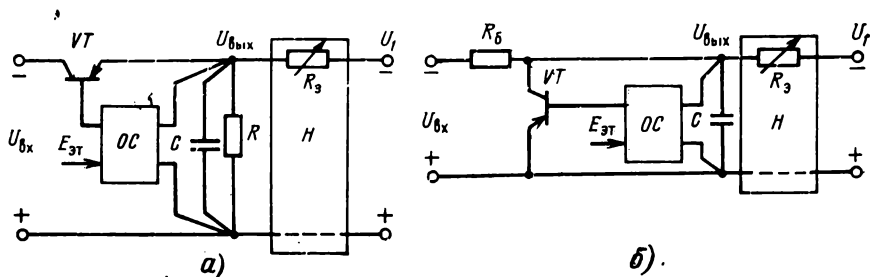


Рис. 1.16. Функциональные схемы ИВЭП последовательного и параллельного типов

Таблица 1.2

Характеристика ИВЭП	Тип ИВЭП			
	Линейный	Импульсный	На параметрическом трансформаторе	Комбинированный
Переходная характеристика выходного напряжения	хорошая	средняя	средняя	хорошая
Точность стабилизации	высокая	высокая	средняя	высокая
Пулсация	минимальная	средняя	средняя	минимальная
Объем и масса	наибольшие	наименьшие	ниже средних	средние
КПД	низкий	высокий	высокий	средний
Число компонентов	среднее	наибольшее	наименьшее	среднее
Генерируемые помехи	не создает	высокий уровень помех	не создает	высокий уровень помех
Фильтрация сетевых помех	не обеспечивается	обеспечивается частично	обеспечивается	обеспечивается частично
Показатели надежности	низкие	средние	высокие	средние

ляется параметрами нагрузки и напряжением U_1 . В стабилизаторе параллельного типа (рис. 1.16,б) уменьшение R_2 также приведет к увеличению $U_{\text{вых}}$. Однако при воздействии ОС ток транзистора VT увеличится настолько, что $U_{\text{вых}}$ остается постоянным.

В стабилизаторе напряжения последовательного типа (рис. 1.16,а) путем включения на выходе дополнительного резистора R и увеличения емкости конденсатора C можно уменьшить нестабильность выходного напряжения, но при этом по сравнению со стабилизаторами параллельного типа увеличиваются габариты и уменьшаются КПД. Как следует из рассмотренного, при нагрузке, включающей в себя противо-ЭДС, предпочтительными являются стабилизаторы параллельного типа.

В табл. 1.2 приведена обобщенная оценка характеристик различных типов ИВЭП, используемых в ЭВМ. Подводя итоги, можно отметить, что из рассмотренных ИВЭП в современных ЭВМ находят применение ИВЭП различных типов в зависимости от конкретных требований, предъявляемых узлами и устройствами ЭВМ к качеству питающего напряжения.

1.4. Элементная база для ИВЭП

Постоянная тенденция улучшения технико-экономических показателей ИВЭП заставляет искать новые пути и методы преобразования электрической энергии. Одним из таких путей является увеличение частоты преобразования. Однако увеличение частоты преобразования ограничивается возможностями существующей элементной базы, наиболее важными компонентами которой являются мощные высоковольтные высокочастотные транзисторы, мощные высокочастотные тири-

сторы, мощные силовоточные выпрямительные диоды, энергоемкие и высокочастотные конденсаторы, сердечники магнитопроводов трансформаторов и дросселей, микросхемы, предназначенные для управления, контроля и диагностики работы ИВЭП. В связи с этим усовершенствование элементной базы должно идти по пути улучшения ее частотных свойств, энергетических и эксплуатационных характеристик при учете воздействия целого ряда дестабилизирующих факторов.

Процесс преобразования и регулирования электрической энергии в ИВЭП характеризуется наличием в его цепях и элементах как установившихся, так и нестационарных электрических режимов, вследствие которых силовые приборы могут подвергаться значительному превышению коммутируемых токов, напряжений и мощностей относительно установившегося режима. Поэтому в процессе разработки ИВЭП выбор той или иной элементной базы необходимо проводить с учетом всех режимов работы в соответствии с ее основными электрическими и теплофизическими параметрами, оговоренными в нормативно-технической документации.

Основными наиболее ответственными элементами ИВЭП являются мощные переключающие транзисторы преобразователей. Опыт показал, что большая часть из общего числа причин отказов ИВЭП приходится на долю выхода из строя мощных транзисторных ключей. По этой причине характеристики и предельные электрические возможности мощных транзисторных ключей являются определяющим критерием в повышении удельных показателей и надежности ИВЭП. Особо следует отметить высоковольтные транзисторы, применяемые в ИВЭП с бестрансформаторным входом.

В настоящее время наибольшее применение получили кремниевые высоковольтные планарные диффузионные биполярные транзисторы, обладающие хорошими частотными характеристиками. Статические потери в этих транзисторах ничтожны; частота их переключения ограничивается динамическими потерями. Они зависят как от протекаемого тока и переключаемого напряжения, так и от траектории перемещения рабочей точки, характеризующей мгновенные значения тока и напряжения транзистора в моменты переключения (при рабочей частоте всего несколько килогерц они во много раз превышают статические потери).

Для всех биполярных транзисторов характерна инерционность, обусловленная временем рассасывания неосновных носителей, накопленных в базе, резко ограничивающей скорость переключения. Это явление заметно усиливается с увеличением рабочего тока. Для обеспечения надежной работы транзисторов их режимы должны выбираться исходя из области безопасной работы (ОБР). На рис. 1.17 приведена типичная кривая ОБР биполярного транзистора (сплошная линия). Как видно из рис. 1.17, ОБР биполярных транзисторов резко ограничивается вторичным пробоем.

Вместе с тем следует отметить, что при проектировании ИВЭП на мощных высоковольтных биполярных транзисторах необходимо учитывать большую зависимость коэффициента передачи по току и быстродействия транзистора от значения протекающего тока, а также эффект отсечения тока к его периферии при выключении и к центру при включении, создающий большие плотности тока и локальные перегревы в узких областях структуры транзистора.

Появление полевых транзисторов позволило избежать многих недостатков, присущих биполярным транзисторам. Существуют два типа полевых транзисторов: с управляющим $p-n$ переходом и с изолированным затвором (МДП-тран-

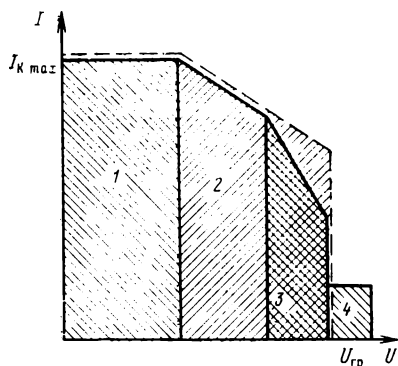


Рис. 1.17. Кривая ОБР биполярного (сплошная линия) и мощного полевого (пунктирная) транзисторов:

1 — область, ограниченная максимально-допустимым током коллектора; 2 — область, ограниченная максимально-допустимой мощностью рассеяния; 3 — область, ограниченная вторичным пробоем; 4 — максимально-допустимое обратное напряжение коллектор-эмиттер

зисторы). Важным преимуществом полевых транзисторов является малое время задержки при включении, благодаря чему обеспечивается относительно высокая скорость переключения.

На рис. 1.17 показана ОБР (пунктирной линией) мощного полевого транзистора. Для сравнения максимальный коллекторный ток $I_{K \max}$ и граничное напряжение для биполярного и полевого транзисторов взяты одинаковыми. Как видно из рис. 1.17, у полевых транзисторов нет области, ограниченной вторичным пробоем [2].

Мощные полевые транзисторы по сравнению с биполярными имеют ряд преимуществ: высокое входное сопротивление, хорошие усилительные свойства, высокую скорость переключения, большую перегрузочную способность, возможность параллельного соединения приборов, малую вероятность теплового саморазогрева, большую область безопасной работы, допустимость резкого изменения тока стока.

Особый интерес представляют полевые транзисторы со статической индукцией с управляемым $p-n$ переходом, называемые статическими индукционными транзисторами (СИТ). В настоящее время созданы СИТ с мощностью, рассеиваемой стоком, до 1 кВт, на рабочие токи и напряжения 20 А и 800 В соответственно, способные переключать мощности в сотни киловатт, с временем переключения, не превышающим 300 нс. Высокие перегрузочная способность и быстрое действие позволили с успехом использовать их в качестве высоковольтных ключей.

Основными достоинствами СИТ являются высокие усилительные свойства, малые нелинейные искажения выходных сигналов, высокая устойчивость к перегрузкам и перенапряжениям. Статические индукционные транзисторы имеют ОБР, аналогичную полевым транзисторам. Недостатком их (как и всех полевых транзисторов с $p-n$ переходом) является нормально открытый канал, требующий первоначальной подачи запирающего напряжения, а затем рабочего напряжения. Этому недостатка лишен статический индукционный транзистор биполярного типа (БСИТ). Он эквивалентен биполярному транзистору по токовым возможностям и значительно превосходит по частотным свойствам. Его выходные характеристики аналогичны выходным характеристикам биполярного транзистора, однако ОБР аналогична СИТ.

Немалый интерес представляют транзисторы по схеме Дарлингтона. По своим свойствам они занимают среднее положение между обычным биполяр-

ным и полевым транзисторами. Это двоянный эмиттерный повторитель из биполярных транзисторов, который обеспечивает не только высокое входное сопротивление, но и большой коэффициент передачи, характерный для мощного полевого транзистора. Выбрав подходящий биполярный транзистор, можно получить коэффициент передачи по току в несколько тысяч и входное сопротивление, измеряемое тысячами ом.

В табл. 1.3 и 1.4 приведены параметры некоторых отечественных и зарубежных транзисторов,

Таблица 1.3

Тип транзистора	Значение параметра						
	$I_{К, А}$	$I_{К, в, А}$	$U_{КЭ0 гр, В}$	$U_{КЭ, В}$	$t_{сп, мкс}$	$P, Вт$	$h_{21 э}$
КТ809П (СССР)	3	5	200	400	0,4	40	15...100
КТ812А (СССР)	8	12	350	700	1,3	50	10
КТ826П (СССР)	1	1	500	700	0,7	50	5
КТ828А (СССР)	5	7,5	700	1400	1,2	50	2,25
КТ839 (СССР)	10	10	700	1500	0,3	50	5
КТ840А (СССР)	6	8	450	900	0,2	60	25
КТ841А (СССР)	10	15	350	600	0,5	50	12
КТ847А (СССР)	15	25	350	650	0,8	125	8
КТ506А (СССР)	2	5	400	800	0,2	10	30
2N6678 (США)	15	20	400	650	0,6	175	8
BUX-81 (США)	10	15	450	1000	0,8	100	—
ВРУ96 (США)	10	15	350	750	0,3	—	—
МJ1600 (США)	15	—	—	1000	0,06	—	—
КТ834 (США)	5	10	400	500	—	50	150
1R6062 (США)	15	20	400	—	—	175	—
SVT6061 (США)	10	20	350	—	—	125	—
2N6925 (США)	35	—	—	500	0,015	—	—

Таблица 1.4

Тип транзистора	Значение параметра			
	$I_{С, А}$	$R_{СИ, ом}$	$U_{СИ, В}$	$t_{выкл, нс}$
КП904 (СССР)	5	—	70	50
КП802 (СССР)	2,5	3	500	25...50
КП926А (СССР)	16	0,03	450	25...50
IRF430 (США)	3,5	1,5	500	—
IRF350 (США)	11	0,3	400	—
IRF305 (США)	5	1	400	—
IRF450 (США)	24	0,22	500	—
25К180 (Япония)	20	1,5	600	250
25К181 (Япония)	20	2	800	250
25К181Е (Япония)	60	1	600	300
25К183Е (Япония)	60	1,5	800	300
25К183Е (Япония)	60	1,5	1200	300
25К183VE (Япония)	60	1,5	1500	300
25К183V (Япония)	60	—	1500	300
2N7068 (США)	120	0,02	200	200
2N7069 (США)	40	0,2	650	200
2N7070 (США)	50	0,1	500	200

Основную долю в общих потерях мощности в низковольтных сильноточных ИВЭП составляют потери в выпрямительных диодах. Выпрямительные диоды в зависимости от функционального назначения можно разделить на высоковольтные и низковольтные. Первые используются в высоковольтных цепях в качестве выпрямителей, в цепях рекуперации энергии, в цепях формирования фронтов при переключении транзисторов. В связи с этим к ним предъявляются такие же требования по быстродействию, допустимому обратному напряжению, максимальному прямому току, что и к соответствующим параметрам мощных транзисторов.

В табл. 1.5 приведены основные параметры некоторых отечественных и зарубежных диодов. Ограниченное время восстановления обратного сопротивления диодов является причиной «сквозных» токов, приводящих к увеличению потерь мощности и появлению высокочастотных помех в ИВЭП. В ИВЭП с импульсным преобразованием в качестве низковольтных выпрямителей используются кремниевые высокочастотные диоды с *p-n* переходом с временем восстановления менее 1 мкс при токах 5 ... 30 А. Однако большое прямое падение напряжения (около 1 В), сравнительно малое быстродействие, отсутствие практической возможности параллельного соединения диодов не позволяют получить хорошие показатели выпрямителей.

В настоящее время большое распространение получили диоды с барьером Шотки с прямым падением напряжения (0,55 ... 0,9) В и временем восстановления обратного сопротивления (50 ... 20) нс. Недостатками диодов с барьером Шотки являются довольно низкое допустимое обратное напряжение (30 ... 50) В и большой обратный ток.

В последние годы широкое применение нашли эпитаксиальные диоды. По времени восстановления обратного сопротивления эпитаксиальные диоды не уступают лучшим образцам диодов с барьером Шотки, допускают более высокое обратное напряжение и имеют существенно меньший обратный ток. При этом по прямому напряжению они занимают промежуточное место между обычными кремниевыми диодами и диодами с барьером Шотки.

Т а б л и ц а 1.5

Тип диода	$I_{пр}$, А	$I_{пр. н}$, А	$U_{цр}$, В	$U_{обр}$, В	$I_{обр}$, мА	$t_{восст}$, мкс
1N5554 (США)	3	—	1,1	1000	0,025	2
КД220 (СССР)	3	60	1,3	1000	45	0,5
КД230 (СССР)	3	60	1,3	1000	45	0,5
КД212 (СССР)	1	—	1	200	2	0,5
КД213 (СССР)	10	—	1	200	10	0,5
КД2997 (СССР)	30	100	1	200	0,2	0,2
КД2999 (СССР)	20	100	1	200	0,2	0,2
IN6096 (США)	25	365	0,7	40	200	0,01
IN6097 (США)	50	730	0,55	30	200	0,01
КД219 (СССР)	10	—	0,6	20	200	0,05
КД2998 (СССР)	30	—	0,6	40	200	0,05
ВУW30 (США)	14	—	0,85	50...150	—	0,05
ВУW92 (США)	40	—	0,95	50...150	—	0,05
SER8150 (США)	100	—	0,45	150	—	0,05

В перспективе в качестве выпрямительных диодов в синфазных выпрямителях будут применяться полевые транзисторы с малыми потерями, обеспечивающие высокий КПД.

В настоящее время проблема защиты РЭА от выбросов питающих напряжений в основном решается с помощью кремниевых ограничительных диодов, преимущество которых перед обычными стабилитронами и варисторами является меньшее время срабатывания. Недостаток полупроводниковых ограничителей всех классов — большая межэлектродная емкость, которая ограничивает их применение в цепях высокой частоты. В табл. 1.6 приведены параметры некоторых типов зарубежных ограничительных диодов.

Повышение стабильности и снижение пульсации выходного и входного напряжений ИВЭП при значительных статических и импульсных напряжениях и токе нагрузки, обеспечение заданной помехоустойчивости и надежности функционирования, повышение удельных показателей во многом определяются выбором и эффективностью использования энергоемких конденсаторов.

Конденсаторы входного фильтра ИВЭП с бестрансформаторным входом должны обладать большими допустимыми значениями пульсации тока, высокой удельной емкостью, повышенной рабочей температурой. Наибольшее распространение в цепях входного фильтра получили алюминиевые высоковольтные электролитические конденсаторы.

Существенную долю общего объема ИВЭП занимают конденсаторы выходных фильтров. С точки зрения повышения удельных показателей основными требованиями, предъявляемыми к этим конденсаторам, должны быть высокая удельная емкость, малые допустимые значения последовательного сопротивления, индуктивности, большие допустимые пульсации тока.

В табл. 1.7 приведены параметры некоторых отечественных и зарубежных конденсаторов.

В цепях коррекции траектории переключения транзистора, а также в LC-резонансных ИВЭП используются высоковольтные высокочастотные конденсаторы.

Основными требованиями, предъявляемыми к высоковольтным высокочастотным конденсаторам, являются работа на повышенных частотах, большие значения переменных составляющих напряжения, высокая удельная емкость и повышенная температура окружающей среды.

Одним из энергоемких компонентов, используемых в ИВЭП, являются сердечники магнитопроводов трансформаторов и дросселей. К основным требованиям, предъявляемым к сердечникам магнитопроводов для импульсных ИВЭП, относятся: работа на повышенных частотах, высокая удельная мощность, ра-

Т а б л и ц а 1.6

Серия	Напряжение ограничения крайних групп в серии, В		Максимальная рассеиваемая мощность, кВт	Рабочий ток крайних групп в серии, А	
	min	max		min	max
DSAS50 — DSAS156 (США)	475	1530	800	30	1000
DSAS170 — DSAS314 (США)	1600	3100	1,6	15	30
IN5907 — IN5908 (США)	6	7	1,5	165	200

Таблица 1.7

Тип конденсатора	Пределы номинального напряжения, В	Пределы номинальной емкости, мкФ
K53-1 (СССР)	6...30	0,033...100
K53-4 (СССР)	6...20	0,47...100
K53-12 (СССР)	6,3...30	1...100
K53-25 (СССР)	6,3...40	0,68...150
K53-28 (СССР)	6,3...40	1...150
K50-24 (СССР)	6,3...160	2,2...10 ⁴
K50-27 (СССР)	160...400	2,2...10 ³
K50-33 (СССР)	6,3...160	470...22·10 ³
K50-34 (СССР)	6,3...63	6,8·10 ³ ...15·10 ⁴
K50-41 (СССР)	6,3...63	22·10 ³ ...15·10 ⁴
042/046 (США)	250...385	47...4,7·10 ³
115/150 (США)	250...385	47...4,7·10 ³

бота при повышенной температуре окружающей среды, малые потери, высокая индукция.

На качество трансформаторов влияют форма и размер сердечника.

В ИВЭП широкое применение нашли ферритовые сердечники, обладающие высоким удельным сопротивлением, высокой индукцией насыщения и имеющие низкие потери. Технология изготовления ферритов позволяет получить сердечники любой конфигурации, обеспечивающей требуемые качества.

В табл. 1.8 приведены основные электрические параметры сердечников из никель-марганцевых сплавов.

В средних и особенно сильных полях применяются марганец-цинковые ферриты. Они обладают низкими потерями, высокой стабильностью к воздействию механических нагрузок. Применение в трансформаторах этих ферритов позволяет увеличить рабочую частоту, вследствие чего повышаются удельные показатели трансформаторов.

Таблица 1.8

Марка материала	Параметр						
	$\mu_{нач}$	$\text{tg } \delta / (\mu_{нач} \cdot 10^4)$			Петля гистерезиса $H=800 \text{ А/м}$		
		$f, \text{ МГц}$	$H=0,8 \text{ А/м}$	$H=8 \text{ А/м}$	$B, \text{ Тл}$	$B_r, \text{ Тл}$	$H_c, \text{ А/м}$
2000НМ	15000...25000	0,01	10	30	0,35	0,11	2
1000НМ	8000...15000	0,02	35	90	0,35	0,11	4
6000НМ1	4800...800	0,03	10	30	0,35	0,09	8
4000НМ	3500...4800	0,1	35	60	0,35	0,13	8
3000НМ	2500...3500	0,1	35	60	0,35	0,12	12
2000НМ	1700...2500	0,1	15	45	0,35	0,13	24
2000НМ	1800...2400	0,1	85	270	0,38	0,11	24
1500НМ	1200...1800	0,1	15	45	0,35	0,11	20
1000НМ	800...1200	0,1	50	150	0,25	0,12	8
1000НН	800...1200	0,1	22	75	0,27	0,15	20
100НН	80...120	0,7	125	—	0,44	0,29	56

Таблица 1.9

Марка феррита	Порошки			Изделия		
	$P_{уд}$, Вт/м ³ ·Гц, при $B=0,2$ Тл	B_m , Тл, при $H=240$ А/м		$P_{уд}$, Вт/м ³ ·Гц, при $B=0,2$ Тл	B_m , Тл, при $H=240$ А/м	
	температура, °С					
	25±10	100±3	100±3	25±10	100±3	100±3
2000 НМС	14	16	0,26	16,2	17,6	0,24
3000 НМС	8	8	0,3	10	10	0,27
2000 НМС1	10	9,2	0,29	12,8	12,8	0,26
2500 НМС1	9,5	7,8	0,31	10,5	8,7	0,29
2500 НМС2	8,5	6	0,34	9,3	7	0,33

В табл. 1.9 приведены параметры марганец-цинковых ферритов, выпускаемых промышленностью.

На рис. 1.18—1.21 представлены для сравнения основные зависимости, характеризующие свойства марганец-цинковых ферритов для сильных полей при различных температурах, частоте и индукции, и феррита марки 2000 НМ, часто

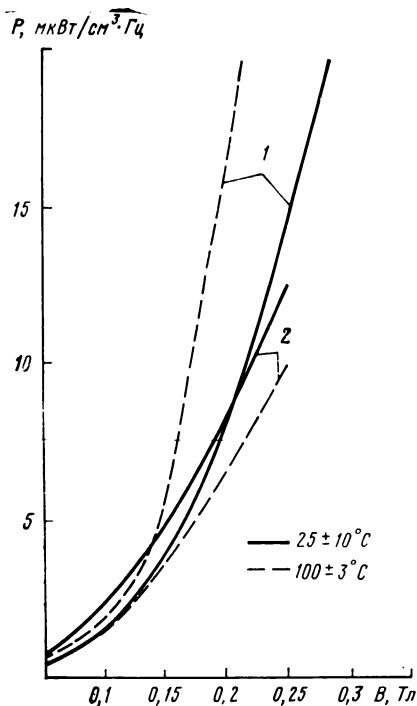


Рис. 1.18. Зависимость удельных объемных потерь от индукции для ферритов марок 2000 НМ (1) и 2500 НМС1 (2) при температуре (25±10) и (100±3)°С

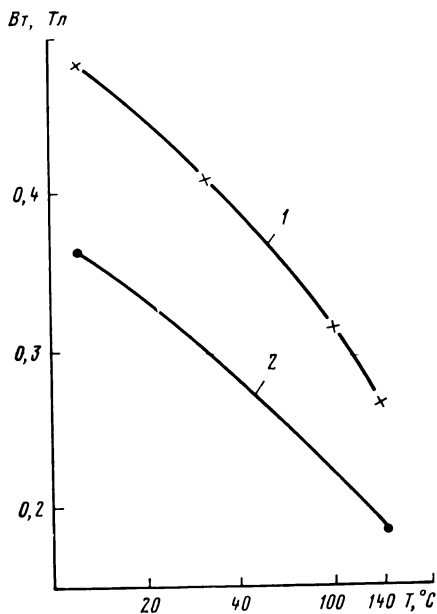


Рис. 1.19. Температурная зависимость магнитной индукции ферритов марок 2500 НМС (1) и 2000 НМ (2)

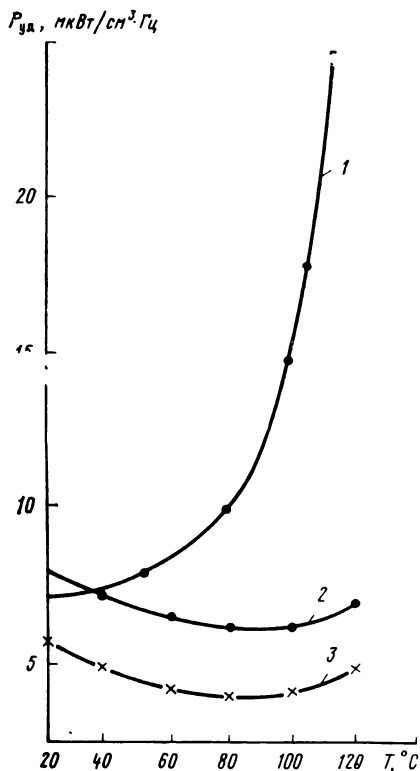


Рис. 1.20. Температурная зависимость объемных потерь ферритов марок 2000 НМ (1), 2500 НМС1 (2) и 2500 НМС2 (3)

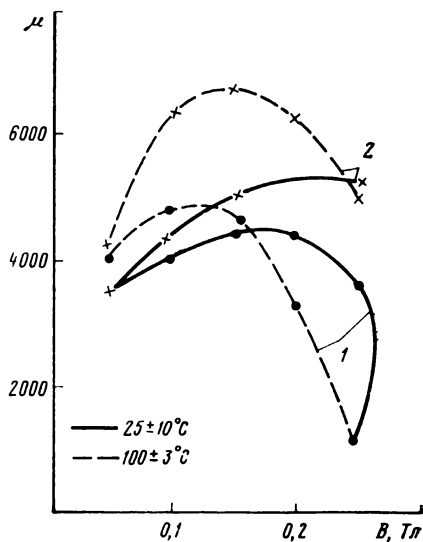


Рис. 1.21. Зависимость магнитной проницаемости от индукции ферритов марок 2000 НМ (1) и 2500 НМС1 (2) при температуре $(25 \pm 10)^\circ\text{C}$ и $(100 \pm 3)^\circ\text{C}$

используемого в трансформаторах для сильных полей. Применение в ИВЭП ферритов с индексом НМС вместо ферритов с индексом НМ позволяет уменьшить массу и габариты трансформатора на 8...15%, а при сохранении прежних типоразмеров — увеличить мощность на 20%.

В последние годы хорошо себя зарекомендовали сердечники из аморфных материалов. Они имеют малые потери, большую индукцию, более технологичны. Так, например, трансформатор фирмы «Vacuumschmelze GmbH» (ФРГ) [3] с частотой преобразования 100 кГц имеет габариты в 2...3 раза меньшие, чем трансформаторы с ферритовыми сердечниками.

Современные импульсные ИВЭП имеют довольно сложную структуру. Особо надо отметить управляющую часть, которая выполняет функции управления силовыми приборами, контроля, защиты, диагностики и сигнализации. Существуют микросхемы, выполняющие как частично, так и полностью указанные функции, применение которых способствует миниатюризации ИВЭП.

Фирмой «Teledyne Philbrick» (Дедем шт. Массачусетс) [4] разработан комплект мощных гибридных интегральных схем (ГИС) для импульсных ИВЭП. В комплект входят ГИС широтно-импульсного модулятора (ШИМ), ГИС с мощными ключами и предоконечными каскадами и ГИС мощного двух- или однополупериодного выпрямителя на диодах Шотки. Гибридная интегральная схема ШИМ включает в себя усилитель сигнала рассогласования, источник опорного

напряжения, ШИМ, генератор, выходные формирователи и схему ограничения тока. Рабочая частота 167 кГц; ГИС выполняет все функции управления преобразователем постоянного тока. В ГИС мощных ключей входят два мощных полевых транзистора и цепи подавления выбросов. Такая ГИС рассчитана на ток 30 А (импульсный 120 А) и частоту 50—500 кГц, она предусмотрена для преобразователя мощностью 100 Вт и обеспечивает КПД не ниже 80%. Гибридная интегральная схема выпрямителя рассчитана на ток 40 А с прямым падением напряжения 300 мВ. Добавляя к рассмотренным ГИС трансформатор, входной и выходной фильтры и два конденсатора, можно создать ИВЭП.

В настоящее время известны маломощные ИВЭП, изготавливаемые как в интегральном, так и в интегрально-гибридном исполнении с применением толстопленочной технологии. В табл. 1.10 приведены параметры линейных стабилизаторов напряжения серии К142. Указанные микросхемы выполнены по интегральной технологии и имеют высокие удельные показатели. В интегрально-гибридном исполнении выпускаются микросхемы, выполненные по схеме импульсного преобразователя, обеспечивающие гальваническую развязку входа-выхода.

Т а б л и ц а 1.10

Тип микросхемы	Основное функциональное назначение	Нестабильность выходного напряжения, % от $U_{\text{вых.ном}}$ не более	Минимальное выходное напряжение, В	Максимальное выходное напряжение, В	Максимальный выходной ток, А
К142ЕН1А	Регулируемый стабилизатор напряжения	0,3	3	12	0,15
К142ЕН1Б		0,1	3	12	0,15
К142ЕН1В		0,5	3	12	0,15
К142ЕН1Г		0,2	3	12	0,15
К142ЕН2А		0,3	12	30	0,18
К142ЕН2Б		0,1	12	30	0,18
К142ЕН2В		0,5	12	30	0,18
К142ЕН2Г		0,2	12	30	0,18
К142ЕН3		0,05	9	45	3
К142ЕН4		0,05	9	45	4
К142ЕН5А	Стабилизатор с фиксированным напряжением	0,05	—	5±0,1	1,2
К142ЕН5Б		0,05	—	6±0,12	1,2
К142ЕН5В		0,05	—	5±0,18	1,2
К142ЕН5Г		0,05	—	6±0,21	1,2
К142ЕН8А		0,05	—	9±0,27	1,5
К142ЕН8Б		0,05	—	12±0,36	1,5
К142ЕН8В		0,05	—	15±0,45	1,5
К142ЕН8Г		0,1	—	9±0,36	1,5
К142ЕН8Д		0,1	—	12±0,48	1,5
К142ЕН8Е		0,1	—	15±0,6	1,5
К142ЕН6А	Стабилизатор с фиксированным двухполярным напряжением	0,0015	±14,5	±15,3	0,2
К142ЕН6Б		0,005	±14,7	±15,3	0,2
К142ЕН6В		0,005	±14	±16	0,2

2.1. Комбинированные ИВЭП с устройствами подавления

Традиционные комбинированные ИВЭП с двухступенчатым регулированием выходного напряжения, сочетающие импульсный предварительный регулятор и выходной линейный стабилизатор, подключенный последовательно или параллельно нагрузке, разделяются на комбинированные ИВЭП последовательного и параллельного типов. В комбинированных ИВЭП последовательного типа (см. рис. 1.13) посредством предварительного регулятора напряжение на РЭ2 линейного стабилизатора поддерживается постоянно на минимально необходимом уровне, независимо от изменения напряжения первичной сети, тока нагрузки, а также пределов регулировки выходного напряжения. Минимально необходимое напряжение на РЭ2 линейного стабилизатора определяется соотношением статического и импульсного токов нагрузки, внутренним сопротивлением источника первичного напряжения, параметрами выходного фильтра предварительного регулятора и т. п.

В комбинированных ИВЭП параллельного типа предварительный регулятор выполняет функции стабилизации тока при изменении напряжения первичной сети и обеспечивает пропорциональное изменение тока предварительного регулятора при регулировке выходного напряжения стабилизатора. Однако в комбинированных ИВЭП из-за больших мощностей, рассеиваемых на РЭ линейного стабилизатора, значительного выигрыша в массогабаритных показателях получить все же не удается.

Одним из эффективных способов стабилизации выходного напряжения ИВЭП при обеспечении требуемых динамических показателей является комбинированный метод стабилизации, при котором сочетаются импульсный стабилизатор с устройством подавления УП (см. рис. 1.15). Применение ИВЭП с использованием УП обеспечивает улучшение динамических характеристик, сглаживание переменной составляющей выходного напряжения, повышение устойчивой работы.

Сущность работы УП заключается в подавлении выбросов и провалов выходного напряжения ИВЭП в переходных режимах. В зависимости от выполняемых функций УП разделяются на УП выбросов (УПВ) и УП провалов (УПП). В статическом режиме работы ИВЭП УП обесточены или потребляют ничтожно малый ток. В общем случае УПП через дополнительный источник напряжения (ДИН) включается последовательно с выходом стабилизатора, составляя регулирующий элемент РЭ последовательного типа, а УПВ — параллельно к выходу стабилизатора, составляя РЭ параллельного типа. Устройства УПВ и УПП — самостоятельные. Их отдельно или совместно применяют в сочетании с

ИВЭП различных типов (линейных, импульсных, импульсно-линейных комбинированных). Использование УП в ИВЭП в каждом конкретном случае определяется технико-экономическими показателями ИВЭП.

В линейных ИВЭП УП применяются при широком диапазоне регулирования выходного напряжения, наличии дросселя во входном фильтре и импульсном воздействии тока нагрузки. При этом благодаря применению УПП в ИВЭП последовательного типа значительно уменьшается необходимое минимальное напряжение на РЭ, в результате повышается КПД и уменьшаются габариты ИВЭП. В линейных ИВЭП последовательного типа УПВ не применяется, так как выброс напряжения, возникающий во входном фильтре, через РЭ на выход ИВЭП не передается.

В импульсно-линейных комбинированных ИВЭП для повышения удельных показателей применяется УПП. Более широкое применение УП нашли в импульсных ИВЭП, где для улучшения динамических характеристик ИВЭП УПП и УПВ используются как раздельно, так и совместно.

Для пояснения общего принципа работы ИВЭП с УП рассмотрим структурную схему, приведенную на рис. 2.1. В ИВЭП без УП из-за инерционности его элементов в общем случае в переходных режимах при изменении входного напряжения, тока нагрузки и ступенчатом изменении выходного напряжения возникает провал $U_{пр}$ и выброс $U_{вб}$ выходного напряжения. На рис. 2.2 приведены кривые изменения выходного напряжения при скачкообразном изменении тока нагрузки при наличии и отсутствии УП в ИВЭП. Наличие в ИВЭП УПП предотвращает провал выходного напряжения при скачкообразном увеличении тока нагрузки. В течение переходного процесса сигнал управления приводит в действие УПП, и от ДИН к нагрузке поступает дополнительный ток, поддерживающий выходное напряжение на уровне $U_{вых} = U_{ст} - \Delta U_{(-)}$, где $U_{ст}$ — выходное напряжение в установившемся режиме $\Delta U_{(-)}$ — отрицательная составляющая динамической неустойчивости выходного напряжения (статической неустойчивостью пренебрегаем). По достижении выходным напряжением установившегося значения ток, протекающий через УПП, прекращается.

Наличие в ИВЭП УПВ предотвращает выброс выходного напряжения $U_{вб}$ при скачкообразном уменьшении тока нагрузки. В течение переходного процесса сигнал управления приводит в дей-

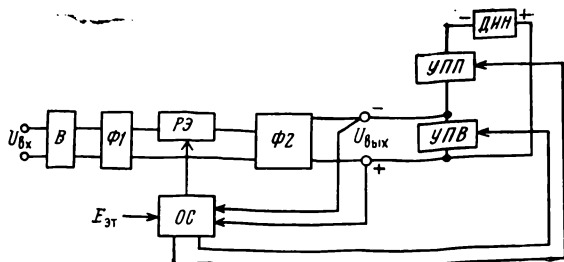


Рис. 2.1. Структурная схема комбинированного ИВЭП: УПП и УПВ

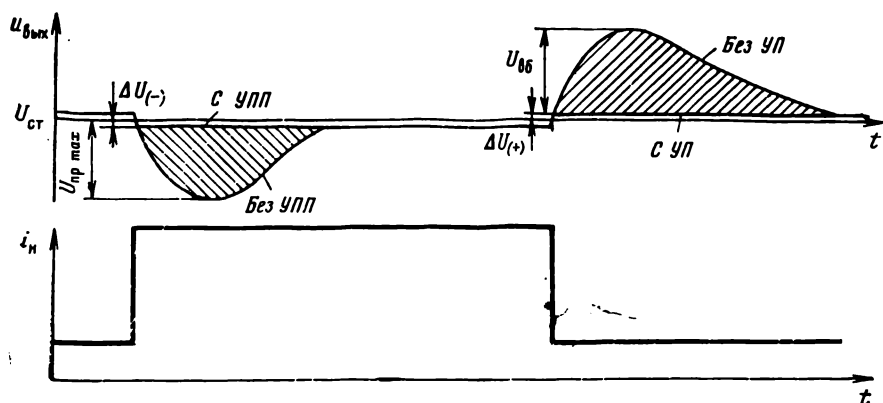


Рис. 2.2. Кривые изменения выходного напряжения при скачкообразном изменении тока нагрузки при наличии и отсутствии УПВ и УПВ в ИВЭП

ствии УПВ, который шунтируя выход ИВЭП, поддерживает выходное напряжение на уровне $U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} + \Delta U_{(+)}$, где $\Delta U_{(+)}$ — положительная составляющая динамической нестабильности выходного напряжения (статической нестабильностью пренебрегаем). По достижении выходным напряжением установившегося значения ток, протекающий через УПВ, прекращается.

Аналогичным образом УПП и УПВ подавляют провал и выброс выходного напряжения ИВЭП при динамических изменениях входного напряжения.

На рис. 2.3. приведена схема ИВЭП с УП, обеспечивающая относительно малую динамическую нестабильность [5]. Усилитель ОС стабилизатора собран на двух дифференциальных усилителях с транзисторами разной структуры. Коллекторной нагрузкой транзистора VT1 второго дифференциального усилителя служит ста-

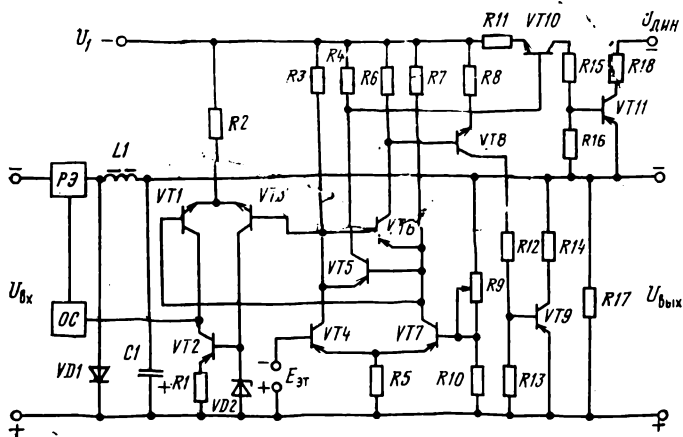


Рис. 2.3. Схема ИВЭП с УП с малой динамической нестабильностью

билизатор тока на транзисторе VT_2 , база которого подключена к коллектору транзистора VT_3 . В статическом режиме работы стабилизатора схема обеспечивает идентичность коллекторных напряжений транзисторов VT_4 и VT_7 первого дифференциального усилителя. Поскольку разность коллекторных напряжений VT_4 и VT_7 управляет транзисторами VT_5 и VT_6 усилителей рассогласования УП, в статическом режиме последние заперты и заперты транзисторы VT_{11} , VT_9 выходных каскадов УП.

В динамическом режиме работы при уменьшении выходного напряжения ИВЭП равенство коллекторных напряжений транзисторов VT_4 , VT_7 нарушается. Это приводит к отпиранию транзисторов VT_5 , VT_{10} , VT_{11} , и через дополнительный источник к нагрузке поступает необходимый ток, поддерживающий выходное напряжение постоянным. По истечении переходного процесса ток через УП прекращается. Аналогичным образом при увеличении выходного напряжения отпираются транзисторы VT_6 , VT_8 , VT_9 , шунтируется выход стабилизатора и обеспечивается стабилизация выходного напряжения.

Описанная схема обладает следующими достоинствами: малой динамической нестабильностью, что позволяет применять ее в стабилизаторах как низких, так и высоких уровней выходного напряжения; обеспечением режима отсечки транзисторов УПП и УПВ в статическом режиме независимо от пределов регулирования выходного напряжения; отсутствием потребления мощности в статическом режиме работы стабилизатора; универсальностью (использованием в стабилизаторах любого типа); возможностью раздельного и совместного применения УПП и УПВ.

В [6—9] приведены различные варианты принципиальных схем с УП.

Одним из основных вопросов при проектировании ИВЭП с УП является определение мощности, рассеиваемой на УП. Для ее определения рассмотрим схему импульсного стабилизатора напряжения с УПП и УПВ, приведенную на рис. 2.4, в которой R_n — сопротивление начальной нагрузки; $R_{и}$ — сопротивление импульсной нагрузки, которое подключается (отключается) к выходу стабилизатора с помощью ключа K .

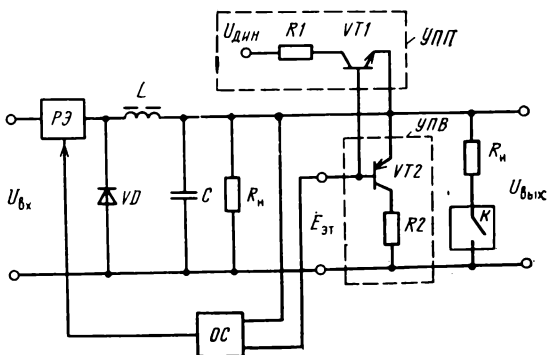


Рис. 2.4. Схема ИВЭП с УПП и УПВ

В режиме включения импульсной нагрузки функционирует только УПП, при этом транзистор $VT1$ работает в активной области и через него в нагрузку протекает необходимый ток, поддерживающий уровень выходного напряжения постоянным.

В режиме отключения импульсной нагрузки функционирует только УПВ. При этом транзистор $VT2$ работает в активной области и через коммутирующий диод VD происходит разряд накопленной энергии дросселя L через R_n и транзистор $VT2$.

Рассчитаем мощность, рассеиваемую на УП, при импульсном воздействии тока нагрузки. При расчете принимаем: диод VD — идеальный, т. е. имеет нулевое прямое и бесконечное обратное сопротивление; ключевой $PЭ$ и ключ K идеальные, т. е. сопротивления открытого $PЭ$ и замкнутого ключа K равны нулю, сопротивления запертого $PЭ$ и разомкнутого ключа K равны бесконечности; индуктивность дросселя L постоянна.

Пренебрежем статической и динамической нестабильностью выходного напряжения, т. е. примем $U_{\text{вых}} = \text{const}$. При этом конденсатор C выходного фильтра можно представить как источник постоянного напряжения.

В динамическом режиме при включенной импульсной нагрузке (K замкнут) ключевой $PЭ$ открыт, а при отключенной импульсной нагрузке (K разомкнут) $PЭ$ заперт.

В режиме включения импульсной нагрузки ток дросселя описывается дифференциальным уравнением

$$L \frac{di_{L1}}{dt} + i_{L1} R_L + U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}, \quad (2.1)$$

где $U_{\text{вх}} = IR_n R_n / (R_n + R_n)$; $I = i_{L1} + i_n$ — ток нагрузки стабилизатора; i_{L1} — ток дросселя при включенной нагрузке; i_n — ток УПП; R_L — активное сопротивление дросселя.

В режиме отключения импульсной нагрузки ток дросселя описывается дифференциальным уравнением

$$L \frac{di_{L2}}{dt} + i_{L2} R_L + U_{\text{вых}} = 0, \quad (2.2)$$

где $U_{\text{вых}} = I_0 R_n$; $I_0 = i_{L2} - i_b$ — ток начальной нагрузки стабилизатора; i_{L2} — ток дросселя при отключенной нагрузке; i_b — ток УПВ.

Решение дифференциального уравнения (2.1):

$$i_{L1} = I_{L \text{ max}} (1 - \exp pt) + I_{L1(0)} \exp pt, \quad (2.3)$$

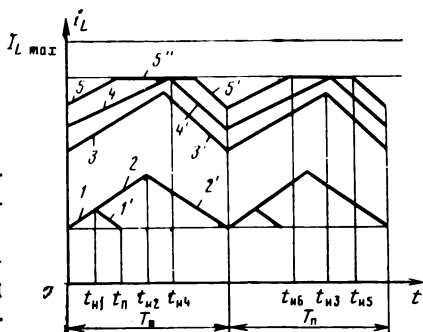
где $p = -R_L/L$; $I_{L \text{ max}} = (U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}})/R_L$ — принужденный ток дросселя; $I_{L1(0)}$ — значение тока дросселя в момент подключения R_n .

Установившееся значение тока дросселя при включенном R_n равно току нагрузки стабилизатора и определяется из выражения $I_{L1} = I = U_{\text{вых}} (R_n + R_n) / R_n R_n$.

Решение дифференциального уравнения (2.2) имеет вид:

$$i_{L2} = I_{L2(0)} \exp pt + \frac{U_{\text{вых}}}{R_L} (\exp pt - 1), \quad (2.4)$$

Рис. 2.5. Графики изменения тока дросселя в установившемся режиме для характерных режимов работы стабилизатора при периодической коммутации нагрузки



где $I_{L2(0)}$ — ток дросселя в момент отключения импульсной нагрузки.

При отключении R_n установившееся значение тока дросселя $I_{L2} = I_0 = U_{\text{вых}}/R_n$. Графики изменения тока дросселя в установившемся режиме для характерных режимов работы стабилизатора при периодической коммутации нагрузки приведены на рис. 2.5, где $t_{n1} - t_{n5}$ — длительности импульсного тока нагрузки. Кривые 1 и 1' соответствуют случаю, когда ток дросселя в момент $t_n < T_n$ при отключении R_n достигает значения I_0 :

$$t_n = \frac{1}{p} \ln \frac{[I_0 + (U_{\text{вых}}/R_L)] \exp p t_{n1}}{I_{L \max} (1 - \exp p t_{n1}) + I_0 \exp p t_{n1} + (U_{\text{вых}}/R_L)}$$

Кривые 2 и 2' соответствуют случаю, когда ток дросселя при отключении импульсной нагрузки достигает значения I_0 в момент времени T_n . При этом длительность импульсного тока

$$t_{n2} = \frac{1}{p} \ln \frac{[I_{L \max} + (U_{\text{вых}}/R_L)] \exp p T_n}{I_0 (1 - \exp p T_n) + I_{L \max} \exp p T_n + U_{\text{вых}}/R_L}$$

Для определения тока дросселя по кривым 1; 1' и 2; 2' можно воспользоваться соответственно уравнениями (2.3) и (2.4).

Кривые 3 и 3' соответствуют наиболее общему случаю, когда длительность импульсного тока t_{n3} лежит в интервале $t_{n2} \leq t_{n3} \leq t_{n4}$. При этом ток дросселя для интервала $0 \leq t \leq t_{n3}$ при включенной импульсной нагрузке (кривая 3) определяется:

$$i_{L1} = I_{L \max} (1 - \exp p t) + \frac{I_{L \max} [\exp p (T_n - t_{n3}) - \exp p T_n]}{1 - \exp p T_n} \exp p t + \frac{U_{\text{вых}} [\exp p (T_n - t_{n3}) - 1]}{R_L (1 - \exp p T_n)} \exp p t, \quad (2.5)$$

а для интервала времени $t_{n3} \leq t \leq T_n$ при отключенной импульсной нагрузке (кривая 3')

$$i_{L2} = \frac{I_{L \max} [\exp p (t - t_{n3}) - \exp p t]}{1 - \exp p T_n} + \frac{U_{\text{вых}} [(\exp p T_n - 1) - (\exp p t - \exp p (t - t_{n3}))]}{R_L (1 - \exp p T_n)} \quad (2.6)$$

Кривые 4 и 4' соответствуют случаю, при котором в момент достижения током дросселя значения $U_{\text{вых}}(R_n + R_n)/R_n R_n$ отключает-

ся R_n . В этом случае ток дросселя при включенной и отключенной нагрузке определяется соответственно выражениями (2.5) и (2.6). При этом длительность

$$t_{н4} = \frac{1}{\rho} \ln \frac{I_{L \max} - [U_{\text{вых}}(R_n + R_n)/R_n R_n] + [(U_{\text{вых}}/R_L) + \dots]}{I_{L \max} + (U_{\text{вых}}/R_L)} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{+ (U_{\text{вых}}(R_n + R_n)/R_n R_n) \exp \rho T_n}{1}.$$

Кривые 5, 5' и 5'' соответствуют случаю, когда $t_{н4} \leq t_{н5} \leq T_n$. При включении R_n ток дросселя достигает значения $U_{\text{вых}}(R_n + R_n)/R_n R_n$ до отключения R_n (кривая 5) — в момент $t_{н6} < t_{н5}$:

$$t_{н6} = \frac{1}{\rho} \ln \frac{[U_{\text{вых}}(R_n + R_n)/R_n R_n] - I_{L \max}}{[U_{\text{вых}}(R_n + R_n)/R_n R_n] \exp \rho (T_n - t_{н5}) + \dots}$$

$$\rightarrow \frac{1}{+ (U_{\text{вых}}/R_L) (\exp \rho (T_n - t_{н5}) - 1) - I_{L \max}}.$$

Для интервала $0 < t < t_{н6}$, когда R_n включено, ток дросселя (кривая 5)

$$i_{L1} = I_{L \max} (1 - \exp \rho t) + \{ [U_{\text{вых}}(R_n + R_n) \exp \rho (T_n - t_{н5})/R_n R_n] + (U_{\text{вых}}/R_L) (\exp \rho (T_n - t_{н5}) - 1) \} \exp \rho t.$$

Для интервала $t_{н5} \leq t \leq T_n$, когда R_n отключено, ток дросселя (кривая 5')

$$i_{L2} = [U_{\text{вых}}(R_n + R_n)/R_n R_n] \exp \rho (t - t_{н5}) + (U_{\text{вых}}/R_n) (\exp \rho (t - t_{н5}) - 1).$$

В интервале $t_{н6} \leq t \leq t_{н5}$ (кривая 5''), когда R_n включено, ток дросселя равен току нагрузки, т. е. $i_{L1} = I = U_{\text{вых}}(R_n + R_n)/R_n R_n$.

Определив токи дросселя для характерных режимов работы стабилизатора, можно найти токи, протекающие через УПП и УПВ.

Ток через УПП (i_n) определяется как разность тока нагрузки и тока дросселя:

для интервала $0 \leq t \leq t_{н2}$

$$i_{п1} = [U_{\text{вых}}(R_n + R_n)/R_n R_n] - I_{L \max} (1 - \exp \rho t) - I_0 \exp \rho t; \quad (2.7)$$

для интервала $0 \leq t \leq t_{н3}$

$$i_{п2} = \frac{U_{\text{вых}}(R_n + R_n)}{R_n R_n} - I_{L \max} (1 - \exp \rho t) - \frac{I_{L \max} (\exp \rho (T_n - t_{н5}) - \exp \rho T_n)}{1 - \exp \rho T_n} \exp \rho t - \frac{U_{\text{вых}} (\exp \rho (T_n - t_{н5}) - 1)}{R_L (1 - \exp \rho T_n)} \exp \rho t; \quad (2.8)$$

для интервала $0 \leq t \leq t_{н6}$

$$i_{п3} = \frac{U_{\text{вых}}(R_{н1} + R_{н2})}{R_{н1} R_{н2}} - I_{L \text{ max}} (1 - \exp pt) - \\ - \left[\frac{U_{\text{вых}}(R_{н1} + R_{н2})}{R_{н1} R_{н2}} \exp p (T_{п} - t_{н5}) + \frac{U_{\text{вых}}}{R_L} (\exp p (T_{п} - \\ - t_{н5}) - 1) \right] \exp pt. \quad (2.9)$$

Ток через УПВ ($i_{в}$) определяется как разность тока дросселя и тока начальной нагрузки:

для интервала $t_{н2} \leq t \leq T_{п}$

$$i_{в1} = I_{L2(0)} \exp p (t - t_{н2}) + (U_{\text{вых}}/R_L) (\exp p (t - t_{н2}) - 1) - (U_{\text{вых}}/R_{н1}), \quad (2.10)$$

где $I_{L2(0)} = I_{L \text{ max}} (1 - \exp p t_{н2}) + I_0 \exp p t_{н2}$ — ток дросселя в момент отключения $R_{н1}$;

для интервала $t_{н3} \leq t \leq T_{п}$

$$i_{в2} = \frac{I_{L \text{ max}} (\exp p (t - t_{н3}) - \exp pt)}{1 - \exp p T_{п}} + \\ + \frac{U_{\text{вых}} \{(\exp p T_{п} - 1) - [\exp pt - \exp p (t - t_{н3})]\}}{R_L (1 - \exp p T_{п})} - \frac{U_{\text{вых}}}{R_{н1}}; \quad (2.11)$$

для интервала $t_{н5} \leq t \leq T_{п}$

$$i_{в3} = [U_{\text{вых}} (R_{н1} + R_{н2})/R_{н1} R_{н2}] \exp p (t - t_{н5}) + \\ + (U_{\text{вых}}/R_L) (\exp p (t - t_{н5}) - 1) - (U_{\text{вых}}/R_{н1}). \quad (2.12)$$

Интегрируя выражения (2.7)–(2.9), определим среднее за период значение тока УПП ($I_{п.ср}$):

для интервала $0 \leq t \leq t_{н2}$

$$I_{п.ср1} = \frac{1}{T_{п}} \left\{ \left[\frac{U_{\text{вых}}(R_{н1} + R_{н2})}{R_{н1} R_{н2}} - I_{L \text{ max}} \right] t + \right. \\ \left. + \frac{(\exp pt - 1)}{p} (I_{L \text{ max}} - I_0) \right\}; \quad (2.13)$$

для интервала $0 \leq t \leq t_{н3}$

$$I_{п.ср2} = \frac{1}{T_{п}} \left\{ \left[\frac{U_{\text{вых}}(R_{н1} + R_{н2})}{R_{н1} R_{н2}} - I_{L \text{ max}} \right] t + \right. \\ \left. + \frac{(\exp pt - 1) (1 - \exp p (T_{п} - t_{н3}))}{(1 - \exp p T_{п}) p} \left(I_{L \text{ max}} + \frac{U_{\text{вых}}}{R_L} \right) \right\}; \quad (2.14)$$

для интервала $0 \leq t \leq t_{н6}$

$$I_{п.ср3} = \frac{1}{T_{п}} \left\{ \left[\frac{U_{\text{вых}}(R_{н1} + R_{н2})}{R_{н1} R_{н2}} - I_{L \text{ max}} \right] t + \right. \\ \left. + \frac{(\exp pt - 1)}{p} \left[I_{L \text{ max}} - \frac{U_{\text{вых}}(R_{н1} + R_{н2})}{R_{н1} R_{н2}} \exp p (T_{п} - \\ - t_{н5}) - \frac{U_{\text{вых}}}{R_L} (\exp p (T_{п} - t_{н5}) - 1) \right] \right\}. \quad (2.15)$$

Интегрируя выражения (2.10)–(2.12), определим среднее за период значение тока УПВ ($I_{в.ср}$):

для интервала $t_{н2} \leq t \leq T_{п}$

$$I_{в.ср1} = \frac{1}{T_{п}} \left\{ \frac{(\exp \rho (t - t_{н2}) - 1)}{\rho} \left[I_{L \max} (1 - \exp \rho t_{н2}) + I_0 \exp \rho t_{н2} + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_L} \right] - (t - t_{н2}) \left(\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_L} + I_0 \right) \right\}; \quad (2.16)$$

для интервала $t_{н3} \leq t \leq T_{п}$

$$I_{в.ср2} = \frac{1}{T_{п}} \left[\frac{(1 - \exp \rho (t - t_{н3})) (\exp \rho t_{н3} - 1)}{(1 - \exp \rho T_{п}) \rho} (I_{L \max} + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_L}) - \left(\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_L} + I_0 \right) (t - t_{н3}) \right]; \quad (2.17)$$

для интервала $t_{н5} \leq t \leq T_{п}$

$$I_{в.ср3} = \frac{1}{T_{п}} \left\{ \frac{(\exp \rho (t - t_{н5}) - 1)}{\rho} \left[\frac{U_{\text{ВЫХ}} (R_{н} + R_{н})}{R_{н} R_{н}} + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_L} \right] - \left(\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_L} + I_0 \right) (t - t_{н5}) \right\}. \quad (2.18)$$

Из уравнения (2.14) можно определить длительность импульса тока, при которой средний за период ток УПП имеет наибольшее значение:

$$t_{н.в.м} = \frac{1}{\rho} \ln \left\{ \frac{\left[I_{L \max} - \frac{U_{\text{ВЫХ}} (R_{н} + R_{н})}{R_{н} R_{н}} \right] (1 - \exp \rho T_{п})}{2 [I_{L \max} + (U_{\text{ВЫХ}}/R_L)]} \pm \sqrt{\left\{ \frac{\left[I_{L \max} - \frac{U_{\text{ВЫХ}} (R_{н} + R_{н})}{R_{н} R_{н}} \right] (1 - \exp \rho T_{п})}{2 [I_{L \max} + (U_{\text{ВЫХ}}/R_L)]} \right\}^2 + \exp \rho T_{п}} \right\}.$$

Из уравнения (2.17) определим длительность импульсного тока, при котором средний за период ток УПВ достигает наибольшего значения:

$$t_{н.в.м} = \frac{1}{\rho} \ln \left\{ - \frac{[(U_{\text{ВЫХ}}/R_L) + I_0] (1 - \exp \rho T_{п})}{2 [I_{L \max} + (U_{\text{ВЫХ}}/R_L)]} \pm \sqrt{\left\{ \frac{[(U_{\text{ВЫХ}}/R_L) + I_0] (1 - \exp \rho T_{п})}{2 [I_{L \max} + (U_{\text{ВЫХ}}/R_L)]} \right\}^2 + \exp \rho T_{п}} \right\}.$$

Полученные выражения (2.13)–(2.15) и (2.16)–(2.18) токов УПП и УПВ позволяют определить рассеиваемую на них мощность. Средняя мощность $P_{п.ср}$, рассеиваемая на УПП, определяется:

для интервала $0 \leq t \leq t_{н2}$

$$P_{п.ср1} = (U_{\text{ДИН}} - U_{\text{ВЫХ}}) I_{п.ср1} = \frac{U_{\text{ДИН}} - U_{\text{ВЫХ}}}{T_{п}} \times \left\{ \left[\frac{U_{\text{ВЫХ}} (R_{н} + R_{н})}{R_{н} R_{н}} - I_{L \max} \right] t + (\exp \rho t - 1) (I_{L \max} - I_0) / \rho \right\};$$

для интервала $0 \leq t \leq t_{из}$

$$P_{п.ср2} = (U_{дин} - U_{вых}) I_{п.ср2} = \frac{U_{дин} - U_{вых}}{T_{п}} \times \\ \times \left\{ \left[\frac{U_{вых} (R_{н} + R_{я})}{R_{н} R_{я}} - I_{L \max} \right] t + \right. \\ \left. + \frac{(\exp \rho t - 1) (1 - \exp \rho (T_{п} - t_{из}))}{(1 - \exp \rho T_{п}) \rho} \left(I_{L \max} + \frac{U_{вых}}{R_L} \right) \right\};$$

для интервала $0 \leq t \leq t_{иб}$

$$P_{п.ср3} = (U_{дин} - U_{вых}) I_{п.ср3} = \frac{(U_{дин} - U_{вых})}{T_{п}} \times \\ \times \left\{ \left[\frac{U_{вых} (R_{н} + R_{я})}{R_{н} R_{я}} - I_{L \max} \right] t + \frac{(\exp \rho t - 1)}{\rho} \times \right. \\ \times \left[I_{L \max} - \frac{U_{вых} (R_{н} + R_{я})}{R_{н} R_{я}} \exp \rho (T_{п} - t_{иб}) - \right. \\ \left. \left. - \frac{U_{вых}}{R_L} (\exp \rho (T_{п} - t_{иб}) - 1) \right] \right\}.$$

Наибольшее значение средней за период мощности рассеивания УПП при $t_{и.п.м} \geq t_{и2}$ равно

$$P_{п.ср.м} = \frac{1}{T_{п}} (U_{дин} - U_{вых}) \left\{ \left[\frac{U_{вых} (R_{н} + R_{я})}{R_{н} R_{я}} - \right. \right. \\ \left. \left. - I_{L \max} \right] t_{и.п.м} + \frac{(\exp \rho t_{и.п.м} - 1) (1 - \exp \rho (T_{п} - t_{и.п.м}))}{(1 - \exp \rho T_{п}) \rho} \times \right. \\ \left. \times \left(I_{L \max} + \frac{U_{вых}}{R_L} \right) \right\}.$$

Среднее за период значение мощности, рассеиваемой УПВ, определяется:

для интервала $t_{и2} \leq t \leq T_{п}$

$$P_{в.ср1} = U_{вых} I_{в.ср1} = \frac{U_{вых}}{T_{п}} \left\{ \frac{(\exp \rho (t - t_{и2}) - 1)}{\rho} \times \right. \\ \times \left[I_{L \max} (1 - \exp \rho t_{и2}) + I_0 \exp \rho t_{и2} + \frac{U_{вых}}{R_L} \right] - \\ \left. - \frac{U_{вых}}{R_L} + I_0 \right\} (t - t_{и2});$$

для интервала $t_{и3} \leq t \leq T_{п}$

$$P_{в.ср2} = U_{вых} I_{в.ср2} = \frac{U_{вых}}{T_{п}} \left[\frac{(1 - \exp \rho (t - t_{и3})) (\exp \rho t_{и3} - 1)}{(1 - \exp \rho T_{п}) \rho} \times \right. \\ \left. \times \left(I_{L \max} + \frac{U_{вых}}{R_L} \right) - \left(\frac{U_{вых}}{R_L} + I_0 \right) (t - t_{и3}) \right];$$

для интервала $t_{н5} \leq t \leq T_{п}$

$$P_{в.ср3} = U_{в.ср3} I_{в.ср3} = \frac{U_{в.ср3}}{T_{п}} \left\{ \frac{(\exp p(t - t_{н5}) - 1)}{p} \left[\frac{U_{в.ср3}(R_{н} + R_{и})}{R_{н} R_{и}} + \frac{U_{в.ср3}}{R_{L}} \right] - \left(\frac{U_{в.ср3}}{R_{L}} + I_0 \right) (t - t_{н5}) \right\}.$$

Наибольшее значение средней за период мощности рассеивания УПВ:

$$P_{в.ср.м} = \frac{U_{в.ср.м}}{T_{п}} \left[\frac{(1 - \exp p(T_{п} - t_{н.в.м})) (\exp p t_{н.в.м} - 1)}{(1 - \exp p T_{п}) p} \times \times \left(I_{L \max} + \frac{U_{в.ср.м}}{R_{L}} \right) - \left(\frac{U_{в.ср.м}}{R_{L}} + I_0 \right) (T_{п} - t_{н.в.м}) \right].$$

Определим средние токи (мощности) УПП и УПВ при единичной коммутации нагрузки.

При скачкообразном увеличении тока нагрузки ток дросселя $i_{L1} = I_{L \max} (1 - \exp pt) + (U_{в.ср.м}/R_{и}) \exp pt$.

Установившееся значение тока дросселя $I_{L1} \approx U_{в.ср.м} (R_{н} + R_{и})/R_{н} R_{и}$.

Ток дросселя достигает своего установившегося значения в момент времени

$$t_{e1} = \frac{1}{p} \ln \frac{I_{L \max} - U_{в.ср.м} (R_{н} + R_{и})/R_{н} R_{и}}{I_{L \max} - I_0}.$$

Ток транзистора УПП $i_{п.е} = [U_{в.ср.м} (R_{н} + R_{и})/R_{н} R_{и}] - i_{L1}$.

Ток транзистора УПП прекращается в момент t_{e1} , когда ток дросселя достигает установившегося значения.

Средний ток УПП при единичной коммутации нагрузки с периодом повторения $T_{п} = t_{e1} + t_{п}$, где $t_{п}$ — время с момента отключения УПП до момента его очередного включения, определяется:

$$I_{п.е.ср} = \frac{1}{t_{e1} + t_{п}} \left\{ \left[\frac{U_{в.ср.м} (R_{н} + R_{и})}{R_{н} R_{и}} - I_{L \max} \right] t_{e1} + + \frac{(\exp p t_{e1} - 1)}{p} (I_{L \max} - I_0) \right\}.$$

Средняя мощность, рассеиваемая на УПП при единичной коммутации нагрузки с периодом повторения $T_{п}$,

$$P_{п.е.ср} = \frac{U_{ДИН} - U_{в.ср.м}}{t_{e1} + t_{п}} \left\{ \left[\frac{U_{в.ср.м} (R_{н} + R_{и})}{R_{н} R_{и}} - I_{L \max} \right] t_{e1} + + \frac{(\exp p t_{e1} - 1)}{p} (I_{L \max} - I_0) \right\}.$$

Ток дросселя при скачкообразном уменьшении тока нагрузки

$$i_{L2} = U_{в.ср.м} \left[\frac{R_{н} + R_{и}}{R_{н} R_{и}} + \frac{1}{R_{L}} \exp pt - \frac{U_{в.ср.м}}{R_{L}} \right].$$

Установившийся ток дросселя при внезапном отключении нагрузки $I_{L2} \approx U_{в.ср.м}/R_{и}$.

Ток дросселя достигает установившегося значения в момент

$$t_{e2} = \frac{1}{p} \ln \frac{[(R_L + R_H) R_H]}{(R_H + R_H) R_L + R_H R_H}.$$

Ток через транзистор УПВ

$$i_{в.с} = i_{L2} - \frac{U_{ВЫХ}}{R_H} = \left[\frac{U_{ВЫХ} (R_H + R_H)}{R_H R_H} - \frac{U_{ВЫХ}}{R_L} \right] \exp pt - \\ - U_{ВЫХ} \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_H} \right).$$

По достижении тока дросселя в момент t_{e2} значения $U_{ВЫХ}/R_H$ ток УПВ прекращается.

Средний ток УПВ при единичной коммутации нагрузки с периодом повторения $T_n = t_{e2} + t_b$

$$I_{в.с.ср} = \frac{1}{t_{e2} + t_b} \left\{ \left[\frac{U_{ВЫХ} (R_H + R_H)}{R_H R_H} + \frac{U_{ВЫХ}}{R_L} \right] \frac{\exp pt_{e2} - 1}{p} - \right. \\ \left. - U_{ВЫХ} \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_H} \right) t_{e2} \right\},$$

где t_b — время с момента отключения УПВ до момента его очередного включения.

Средняя мощность, рассеиваемая на УПВ при единичной коммутации нагрузки с периодом повторения T_n ,

$$P_{в.с.ср} = \frac{U_{ВЫХ}}{t_{e2} + t_b} \left\{ \left[\frac{U_{ВЫХ} (R_H + R_H)}{R_H R_H} + \frac{U_{ВЫХ}}{R_L} \right] \frac{\exp pt_{e2} - 1}{p} - \right. \\ \left. - U_{ВЫХ} \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_H} \right) t_{e2} \right\}.$$

Определив средние мощности, рассеиваемые УПП и УПВ, можно вычислить габариты УПП, УПВ и источника электропитания с УПП и УПВ.

Коэффициент полезного действия стабилизатора с УП $\eta = P_H / (P_H + P + P_n + P_b)$, где P_H — мощность нагрузки стабилизатора; P — потери мощности в стабилизаторе без учета потерь на элементах УП; P_n — мощность рассеивания на УПП; P_b — мощность рассеивания на УПВ.

Таблица 2.1

Длительность, мс		Мощность, рассеиваемая на РЭ ИВЭП, Вт		
импульса	паузы	линейного типа	комбинированного последовательного типа	комбинированного типа с УП
10	10	13,7	12,5	7,7
10	20	9,2	8,3	5,4
10	30	6,8	6,2	3,8
10	40	5,5	5	3

В табл. 2.1 приведены значения рассеиваемых мощностей на РЭ ИВЭП различных типов на выходное напряжение 5 В при изменении тока нагрузки от 0 до 5 А при различных соотношениях длительностей импульса и паузы. Как видно из таблицы, потери мощности в комбинированных ИВЭП с УП меньше, чем потери в линейных стабилизаторах и в комбинированных ИВЭП последовательного типа. Следовательно, комбинированные ИВЭП с УП обладают относительно высоким КПД.

2.2. Методы исключения несимметричных режимов работы трансформаторов регулируемого преобразователя

При проектировании ИВЭП на двухтактных РП особое значение имеет обеспечение симметричного режима перемагничивания магнитопровода силового высокочастотного трансформатора. Несимметричный режим работы трансформатора регулируемого преобразователя РП приводит к перемагничиванию его магнитопровода по несимметричному циклу петли гистерезиса и к одностороннему насыщению. В результате недопустимо увеличиваются токи транзисторов РП, снижаются его КПД и надежность.

На рис. 2.6,а,б приведены схемы ИВЭП с бестрансформаторным входом на двухтактных РП, выполненных по полумостовой и мостовой схемам с конденсаторами в цепи первичной обмотки трансформатора. В указанных схемах РП отсутствует постоянная составляющая тока первичной обмотки трансформатора при статической асимметрии (неизменной или медленно изменяющейся во времени) асимметрии длительностей импульсов напряжения трансформатора в полупериодах работы РП, поскольку напряжение на конденсаторах емкостного делителя автоматически поддерживается таким, что средние значения токов и вольт-секундных площадей импульсов напряжения трансформатора в полупериодах получаются одинаковыми. Однако при асимметрии длительностей импульсов напряжения трансформатора, возникающей при динамических режимах работы ИВЭП (например, при работе ИВЭП на импульс-

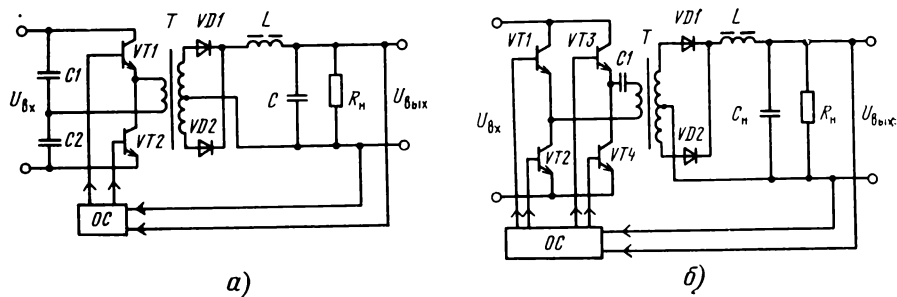


Рис. 2.6. Схемы ИВЭП с бестрансформаторным входом на двухтактных РП с конденсатором в цепи первичной обмотки трансформатора, выполненных по полумостовой (а) и мостовой (б) схемам

ную нагрузку, скачкообразном изменении входного и выходного напряжений, запуске РП и т. п.), из-за резкого изменения длительности управляющих импульсов кратковременно нарушается равенство вольт-секундных площадей импульсов напряжения на первичной обмотке трансформатора и возникает режим несимметричного перематничивания магнитопровода со всеми вытекающими отсюда последствиями.

Регулируемые преобразователи, выполненные по схеме мостового преобразователя или по схеме со средней точкой трансформатора, весьма чувствительны к любым видам асимметрии. Анализу несимметричных режимов работы трансформаторов двухтактных РП и методам устранения их насыщения посвящено много работ, однако исследования в них в основном проводились при постоянной асимметрии длительностей импульсов напряжения первичной обмотки трансформатора без учета асимметрии при динамических режимах работы ИВЭП.

Для анализа несимметричности режимов работы используется аналитическое представление петли гистерезиса, имеющей вид гиперболы дробно-линейной функции. Полученные при этом системы нелинейных дифференциальных уравнений одного плеча преобразователя решаются с помощью ЭВМ. Однако при всей очевидной эффективности машинный метод обеспечивает решение только частной задачи применительно к конкретным параметрам цепи без возможности качественного и количественного анализа процессов в общем виде. В [10, 11] характеристика намагничивания магнитопровода трансформатора аппроксимируется ломаными линиями. При этом рассматриваются два различных состояния магнитопровода: насыщенное и ненасыщенное. В [10] с помощью методов припасовывания проводится анализ влияния разбросов параметров элементов схемы со средней точкой трансформатора преобразователя на коэффициент использования магнитных свойств материала магнитопровода трансформатора. В [12] приводятся некоторые методы симметрирования режимов работы трансформаторов двухтактных преобразователей: симметрирование параметров элементов плеч преобразователя; введение дополнительной цепи регулируемой асимметрии; введение ОС по току с последующим корректированием длительностей управляющих импульсов.

При первом методе для симметрирования параметров элементов плеч преобразователя необходимо подобрать транзисторы и выпрямительные диоды с одинаковыми временными характеристиками. В то же время на практике подбор транзисторов с точки зрения одинаковой временной характеристики недопустим. Поэтому целесообразно уменьшение этих разбросов путем шунтирования перехода эмиттер-база транзисторов при отсутствии сигнала управления, обеспечение запирающих напряжений посредством схем, формирующих двухполярные импульсы управления [13], размыкание цепи эмиттера транзисторов с помощью более высокочастотного (низковольтного) транзистора [14], обеспечение режима не-

насыщенного ключа транзисторов преобразователя и т. п. Однако в этих случаях в двухтактных РП наряду с разбросами параметров элементов плеч возникает асимметрия в полупериодах управляющих импульсов.

При втором методе в качестве дополнительной цепи регулируемой асимметрии может быть использован конденсатор, подключенный последовательно к первичной обмотке трансформатора. Однако при этом не исключаются несимметричные режимы работы трансформатора в динамических режимах работы ИВЭП. В ряде случаев эффективным средством борьбы с насыщением может быть третий метод симметрирования режима работы трансформатора преобразователя, производимый сигналом от датчика тока. Его применение в полумостовой или мостовой схеме с конденсатором в цепи первичной обмотки трансформатора нецелесообразно, поскольку не обеспечивается выравнивание напряжений на конденсаторах емкостного делителя (в мостовой схеме не исключается постоянная составляющая напряжения на конденсаторе), и работа ИВЭП становится неустойчивой.

В динамическом режиме работы ИВЭП возникает изменяющаяся во времени асимметрия, приводящая к кратковременному насыщению магнитопровода трансформатора и тем самым к резкому увеличению тока транзисторов преобразователя, т. е. к вторичному пробоему этих транзисторов. Кроме того, при насыщении магнитопровода трансформатора повышается интенсивность помехообразования ИВЭП. В связи с этим необходимы исследования по устранению режима насыщения трансформатора двухтактного РП и обеспечению симметрирования режима его работы.

Рассмотрим несимметричный режим работы трансформатора двухтактного РП с конденсатором в первичной цепи. Зависимость индукции от напряженности магнитного поля в области насыщения примем линейной, при этом $B = B_s + (I_\mu L_\mu / \omega Q)$, где B_s — индукция насыщения магнитопровода; L_μ — индуктивность трансформатора при насыщении магнитопровода; ω — число витков первичной обмотки трансформатора; Q — активное сечение магнитопровода.

При ненасыщенном состоянии магнитопровода ток намагничивания трансформатора достаточно мал по сравнению с током нагрузки преобразователя и им можно пренебречь. Тогда изменение индукции магнитопровода будет зависеть от противо-ЭДС его обмотки, которая возникает при перемагничивании магнитопровода: $dB/dt = -e/\omega Q = u_\tau/\omega Q$, где e — ЭДС обмотки трансформатора; u_τ — напряжение, прикладываемое к обмотке трансформатора.

Двухтактные РП, выполненные по полумостовой и мостовой схемам с конденсатором в цепи первичной обмотки трансформатора (рис. 2.6, а, б), имеют много общего с точки зрения режима работы трансформатора, поэтому их эквивалентные схемы в насыщенном и ненасыщенном режимах магнитопровода трансформатора можно привести к одному и тому же виду.

В дополнение к допущениям, оговоренным выше для трансформатора РП в насыщенном и ненасыщенном режимах, пренебрегаем: индуктивностью рассеяния обмоток трансформатора ввиду ее малого значения по сравнению с индуктивностью дросселя выходного фильтра; пульсацией и нестабильностью выходного напряжения ИВЭП из-за их малых значений по сравнению с выходным напряжением $U_{\text{вых}}$; разбросами параметров элементов плеч вторичной цепи РП: током утечки конденсаторов первичной цепи РП. Принимаем во внимание, что разбросы параметров элементов плеч входной цепи преобразователя учтены в значении длительности полупериодов сигналов управления РП и ток дросселя выходного фильтра непрерывен.

На рис. 2.7, а, б приведены эквивалентные схемы двухтактного РП в насыщенном и ненасыщенном режимах магнитопровода соответственно, где L' — приведенная к первичной цепи индуктивность дросселя выходного фильтра; $R'_н$ — приведенное к первичной цепи сопротивление нагрузки; U_m — входное напряжение РП ($U_m = U_{\text{вх}}/2$ — для схемы, представленной на рис. 2.6, а; $U_m = U_{\text{вх}}$ — для схемы, представленной на рис. 2.6, б); $U'_{\text{вых}}$ — выходное напряжение ИВЭП, приведенное ко входу РП; C — емкость конденсатора первичной цепи РП ($C = C_1 + C_2$ и $C = C_1$ для схем, представленных на рис. 2.6, а и б соответственно); $R = R_{\text{к.э.нас}} + R_{1т} + R'_{2т} + R'_д + R'_L$ — активное сопротивление первичной и вторичной силовых цепей РП ($R_{\text{к.э.нас}}$ и $R'_д$ — сопротивление открытого транзистора и приведенное к первичной цепи сопротивление открытого диода соответственно; $R_{1т}$ и $R'_{2т}$ — активные сопротивления первичной обмотки и приведенного к первичной цепи вторичной обмотки трансформатора соответственно; R'_L — приведенное к первичной цепи активное сопротивление дросселя); $K1-K3$ — ключи.

Определим ток i_k транзистора РП и ток насыщения; i_μ трансформатора в операторной форме при начальных условиях $u_c = U_c(m)$; $i_k = I'_L(m)$; $i_\mu = 0$, где $U_c(m)$ — напряжение на конденсаторе C в момент перехода трансформатора РП в режим насыщения; $I'_L(m)$ — приведенный к первичной цепи ток дросселя выходного фильтра в момент перехода трансформатора РП в режим насыщения.

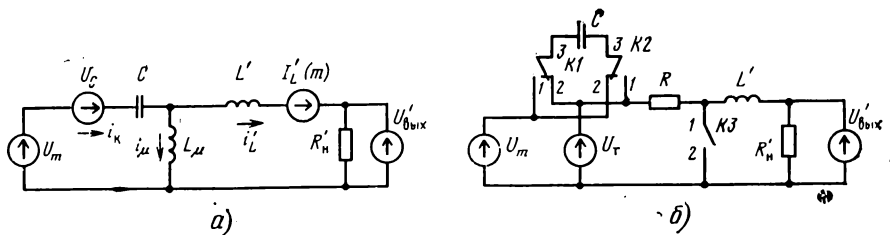


Рис. 2.7. Эквивалентные схемы двухтактных РП:

а — в насыщенном режиме магнитопровода трансформатора; б — в ненасыщенном режиме магнитопровода трансформатора

Применив преобразование Лапласа для эквивалентной схемы рис. 2.7,а, получим:

$$I_K(s) = \frac{[(U_m + U_C(m))/L_\mu] - (U'_{\text{вых}}/L') + I'_L(m)s}{s^2 + \omega_\mu^2}; \quad (2.19)$$

$$I_\mu(s) = \frac{1}{s^2} \left\{ \frac{U_m + U_C(m)}{L_\mu} - \frac{L' \omega_\mu^2}{L' + L_\mu} \times \right. \\ \left. \times \left[\frac{(U_m + U_C(m))/L_\mu - (U'_{\text{вых}}/L') + I'_L(m)s}{s^2 + \omega_\mu^2} \right] \right\}, \quad (2.20)$$

где $\omega_\mu = 1/\sqrt{\frac{L' L_\mu}{L' + L_\mu} C}$; s — оператор преобразования Лапласа.

Допустимое напряжение $U_C(m)_{\text{доп}}$ на конденсаторе, обеспечивающем условие нормального функционирования ИВЭП.

$$U_C(m) < U_{m \text{ min}} - U'_{\text{вых max}}, \quad (2.21)$$

где $U_{m \text{ min}}$ и $U'_{\text{вых max}}$ — минимальное входное и максимальное выходное напряжения соответственно. При этом $C > i_K(T_H/2)/(U_{m \text{ min}} - U'_{\text{вых max}})$.

Выполнив обратное преобразование, получим значения тока транзистора РП и тока насыщения трансформатора:

$$i_K = \left(\frac{U_m + U_C(m)}{L_\mu} - \frac{U'_{\text{вых}}}{L'} \right) \frac{\sin \omega_\mu t}{\omega_\mu} + I'_L(m) \cos \omega_\mu t; \quad (2.22)$$

$$i_\mu = \frac{U_m + U_C(m) + U'_{\text{вых}}}{L' + L_\mu} t + U'_{\text{вых}} t + \\ + \left(\frac{U_m + U_C(m)}{L_\mu} - \frac{U'_{\text{вых}}}{L'} \right) \frac{L'}{L' + L_\mu} \frac{\sin \omega_\mu t}{\omega_\mu} - \\ - I'_L(m) \frac{L'}{L' + L_\mu} (1 - \cos \omega_\mu t). \quad (2.23)$$

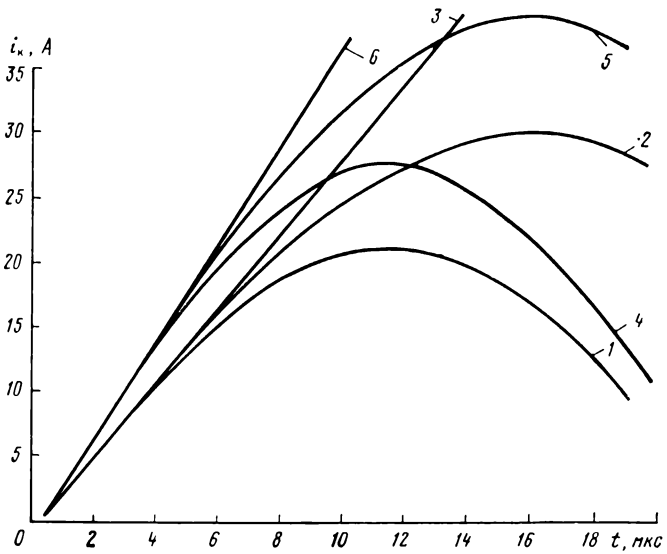
Выражения (2.22) и (2.23) при условии $\omega_\mu \ll 1$ принимают вид:

$$i_K = \left(\frac{U_m + U_C(m)}{L_\mu} - \frac{U'_{\text{вых}}}{L'} \right) t + I'_L(m);$$

$$i_\mu = \frac{U_m + U_C(m)}{L_\mu} t.$$

На рис. 2.8 приведены временные зависимости тока транзисторов РП для $L' = 0,0864$ Гн; $I'_L(m) = 0,5$ А; $U'_{\text{вых}} = 120$ В; $U_m = 300$ В; $U_C(m) = 180$ В и различных значениях L_μ и C : $L_\mu = 10^{-3}$ Гн, $C = 0,5 \cdot 10^{-6}$ Ф (кривая 1); $L_\mu = 10^{-3}$ Гн, $C = 10^{-6}$ Ф (кривая 2); $L_\mu = 10^{-3}$ Гн, $C = 10 \cdot 10^{-6}$ Ф (кривая 3); $L_\mu = 10^{-4}$ Гн, $C = 0,5 \cdot 10^{-6}$ Ф (кривая 4); $L_\mu = 10^{-4}$ Гн, $C = 10^{-6}$ Ф (кривая 5); $L_\mu = 10^{-4}$ Гн, $C = 10 \cdot 10^{-6}$ Ф (кривая 6).

Рис. 2.8. Временные зависимости тока транзисторов РП для различных значений параметров



Как видно из рис. 2.8, ток в цепи РП при насыщении трансформатора превышает номинальное значение на порядок, что представляет реальную опасность для транзисторов РП. Для уменьшения токов i_k и i_μ необходимо уменьшить емкость конденсатора. Однако при этом нарушается условие (2.21) нормального функционирования РП и не исключается режим насыщения трансформатора.

При использовании трансформатора с большой индуктивностью насыщения L_μ уменьшаются токи i_μ и i_k , но также не решается вопрос полного исключения режима насыщения трансформатора. Кроме того, увеличение L_μ достигается за счет увеличения габаритов трансформатора или увеличения потерь при использовании для этой цели магнитопроводов с воздушным зазором, что нежелательно.

Для поиска путей уменьшения насыщения трансформатора двухтактного РП рассмотрим процессы перемагничивания магнитопровода при изменении длительностей импульсов напряжения трансформатора РП (t_1 и t_2 на рис. 2.9) при периоде повторения T_n

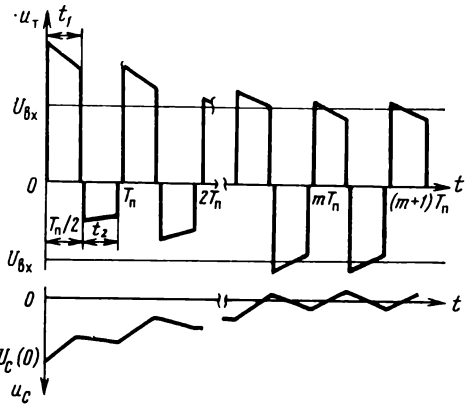


Рис. 2.9. Временная диаграмма напряжения трансформатора РП с конденсатором в первичной цепи при включении импульсной нагрузки

[15]. Полагаем, что до возникновения возмущения средние значения напряжения трансформатора в полупериодах РП одинаковы и равны $U_{\text{ср}}$, а длительности импульсов напряжения трансформатора РП равны t_{01} и t_{02} . Кроме того, полагаем, что в моменты действия возмущений индукция в магнитопроводе равна $-B_{\text{ст}}$, а из-за неполного использования магнитных свойств материала магнитопровода трансформатор насыщается в первом полупериоде m -го периода работы РП.

Пользуясь законом электромагнитной индукции, при условии

$$U_{2\text{ср}}(n) > 2\omega Qf B_1 [n] [1 - (B_r/B_s)] \cdot 10^{-4}, \quad n = \overline{0, k},$$

определяем индукцию магнитопровода в конце первого полупериода k -го периода:

$$B_1 [k] = -B_{\text{ст}} + \frac{1}{2\omega Qf} \sum_{n=0}^{k-1} \Delta U_{\text{ср}}(n) + \frac{U_{1\text{ср}}(k)}{2\omega Qf},$$

где $\sum_{n=0}^{k-1} \Delta U_{\text{ср}}(n) = 0$ при $k=0$; f — частота РП; $\Delta U_{\text{ср}}(n) = U_{1\text{ср}}(n) - U_{2\text{ср}}(n)$ — среднее за период значение напряжения первичной обмотки трансформатора n -го периода; $U_{1\text{ср}}(n)$, $U_{2\text{ср}}(n)$ — средние значения напряжения первичной обмотки трансформатора в первом и во втором полупериодах n -го периода соответственно; B_s — индукция насыщения магнитопровода; B_r — остаточная индукция.

Если с k -го периода выполняется условие

$$U_{2\text{ср}}(n) \leq 2\omega Qf B_1 [n] [1 - (B_r/B_s)] \cdot 10^{-4}, \quad n = \overline{k, m},$$

то индукция сердечника в конце первого полупериода m -го периода

$$B_1 [m] = B_1 [k] (B_r/B_s)^{m-k} + \sum_{n=k}^{m-1} \frac{U_{1\text{ср}}(n+1)}{2\omega Qf} (B_r/B_s)^{m-n-1}, \quad (2.24)$$

где $\sum_{n=k}^{m-1} U_{1\text{ср}}(n+1) = 0$ при $k=m$.

Разделив (2.24) на значение рабочей индукции B_m и учтя, что в конце первого полупериода m -го периода магнитопровод трансформатора насыщается, получим

$$\frac{1}{k_B} = \left[-\frac{U_{0\text{ср}}}{U_m} + 2 \sum_{n=0}^{k-1} \frac{\Delta U_{\text{ср}}(n)}{U_m} + 2 \frac{U_{1\text{ср}}(k)}{U_m} \right] \left(\frac{B_r}{B_s} \right)^{m-k} + 2 \sum_{n=k}^{m-1} \frac{U_{1\text{ср}}(n+1)}{U_m} \left(\frac{B_r}{B_s} \right)^{m-n-1}, \quad (2.25)$$

где $k_B = B_m/B_s$ — коэффициент, характеризующий степень использования магнитопровода; $U_m = 4\omega Qf B_m \cdot 10^{-4}$ — расчетное напряжение первичной обмотки трансформатора, равное входному напряжению РП.

Относительная индукция в конце первого полупериода $(m+1)$ -го периода

$$\frac{B_1(m+1)}{B_m} = \frac{B_1(m)}{B_m} + 2 \frac{\Delta U_{\text{ср}}(m)}{U_m} \left(1 + \frac{I_{\mu \text{ср}}}{U_{1 \text{ср}}} \frac{T_{\Pi}}{2C} \right) - \frac{I_{\mu \text{ср}} T_{\Pi}}{CU_m}, \quad (2.26)$$

где $I_{\mu \text{ср}}$ — средний ток подмагничивания трансформатора при насыщении магнитопровода в первом полупериоде m -го периода.

При $B_1(m+1) \leq B_1(m)$ из (2.26) получим

$$\frac{I_{\mu \text{ср}}}{I'_L} \geq \frac{\Delta U_{\text{ср}}(m) U_{1 \text{ср}}(m)}{2U_{1 \text{ср}}(m) - \Delta U_{\text{ср}}(m)} \frac{R'_n 2C}{T_{\Pi} U'_{\text{вых}}}. \quad (2.27)$$

Для определения числа периодов из (2.27) и значения K_B из (2.25) найдем напряжение первичной обмотки трансформатора, воспользовавшись эквивалентной схемой (см. рис. 2.7,б) полумостового (см. рис. 2.6,а) и мостового (см. рис. 2.6,б) РП.

Определение напряжения первичной обмотки трансформатора по эквивалентной схеме (см. рис. 2.7,б) сводится к решению линейных дифференциальных уравнений для следующих интервалов:

$n \leq \bar{t} \leq x + \gamma_1$ (ключи $K1, K2$ — в положении 1, ключ $K3$ — в разомкнутом положении);

$n + \gamma_1 \leq \bar{t} \leq n + 1/2$ (ключи $K1, K2$ — в нейтральном положении, ключ $K3$ — в замкнутом положении);

$n + 1/2 \leq \bar{t} \leq n + 1/2 + \gamma_2$ (ключи $K1, K2$ — в положении 2, $K3$ — в разомкнутом положении);

$n + 1/2 + \gamma_2 \leq \bar{t} \leq n + 1$ (ключи $K1, K2$ — в нейтральном положении, ключ $K3$ — в замкнутом положении).

Здесь $\bar{t} = t/T_{\Pi}$ — время в относительных единицах; $\gamma_1 = t_1/T_{\Pi}$; $\gamma_2 = t_2/T_{\Pi}$ — относительные длительности импульсов напряжения трансформатора соответственно в первом и втором полупериодах.

В соответствии с эквивалентной схемой (см. рис. 2.7,б) напряжение на конденсаторе u_C и ток дросселя i_L в интервале $n \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1$:

$$u_C = U - \left[(U - u_C[n]) \cos \omega_C (\bar{t} - n) + \frac{u_C[n]}{C \omega_C} T_{\Pi} \sin \omega_C (\bar{t} - n) \right] \exp \left(-\frac{RT_{\Pi}}{2L'} \right) (\bar{t} - n); \quad (2.28)$$

$$i_L = - \left[\frac{U - u_C[n]}{L' \omega_C} T_{\Pi} \sin \omega_C (\bar{t} - n) - i_L[n] \cos \omega_C (\bar{t} - n) \right] \exp \left(-\frac{RT_{\Pi}}{2L'} \right) (\bar{t} - n), \quad (2.29)$$

где $U = U_m - U'_{\text{вых}}$; $u_C[n]$; $i_L[n]$ — напряжение на конденсаторе C и ток дросселя L' в момент времени $\bar{t} = n$; $\omega_C = T_{\Pi} / \sqrt{LC}$ — относительный период квантования РП.

В интервале $n + \gamma_1 \leq \bar{t} \leq n + 1/2$ напряжение на конденсаторе не изменяется, т. е. $u_C[n + \gamma_1] = u_1[n + 1/2]$, а ток дросселя определяется:

$$i_L = i_L[n + \gamma_1] - (U'_{\text{вых}}/L')(\bar{t} - n - \gamma_1)T_{\Pi}, \quad (2.30)$$

где $u_C[n + \gamma_1]$ и $i_L[n + \gamma_1]$ определяются из (2.28) и (2.29) соответственно при $\bar{t} = n + \gamma_1$.

При $\bar{t} = n + 1/2$ из (2.3) найдем

$$i_L[n + 1/2] = i_L[n + \gamma_1] - (U'_{\text{вых}}/L')(1/2 - \gamma_1)T_{\Pi}.$$

Напряжение на конденсаторе и ток дросселя в интервале

$$n + 1/2 \leq \bar{t} \leq n + 1/2 + \gamma_2:$$

$$u_C = -U + \left[U + u_C[n + 1/2] \cos \omega_C(\bar{t} - n - 1/2) - \frac{i_L[n + 1/2]}{C\omega_C} \sin \omega_C(\bar{t} - n - 1/2) \right] \exp \left[-\frac{RT_{\Pi}}{2L'}(\bar{t} - n - 1/2) \right]; \quad (2.31)$$

$$i_L = \left[\frac{U + u_C[n + 1/2]}{L'\omega_C} T_{\Pi} \sin \omega_C(\bar{t} - n - 1/2) + i_L[n + 1/2] \cos \omega_C(\bar{t} - n - 1/2) \right] \exp \left[-\frac{RT_{\Pi}}{2L'}(\bar{t} - n - 1/2) \right]. \quad (2.32)$$

В интервале $n + 1/2 + \gamma_2 \leq \bar{t} \leq n + 1$ напряжение на конденсаторе не изменяется, т. е. $u_C[n + 1/2 + \gamma_2] = u_C[n + 1]$, а ток дросселя

$$i_L = i_L[n + 1/2 + \gamma_2] + (U'_{\text{вых}}/L')(\bar{t} - n - 1/2 - \gamma_2), \quad (2.33)$$

где $u_C[n + 1/2 + \gamma_2]$ и $i_L[n + 1/2 + \gamma_2]$ определяются из (2.31) и (2.33) соответственно при $\bar{t} = n + 1/2 + \gamma_2$.

Подставляя значения $u_C[n + 1/2]$ и $i_L[n + 1/2]$ в (2.31) при $\bar{t} = n + 1/2 + \gamma_2$ и $i_L[n + 1/2 + \gamma_2]$ в (2.33) при $\bar{t} = n + 1$, получим системы разностных уравнений в виде:

$$\begin{aligned} u_C[n + 1] - u_C[n] \left(\exp -\frac{RT_{\Pi}}{2L'} \gamma \right) \cos \omega_C \gamma + \\ + \frac{i_L[n]}{L'\omega_C} T_{\Pi} \left(\exp -\frac{RT_{\Pi}}{2L'} \gamma \right) \sin \omega_C \gamma = U (2 \cos \omega_C \gamma_2 - \cos \omega_C \gamma - 1); \\ i_L[n + 1] - \frac{u_C[n]}{L'\omega_C} T_{\Pi} \left(\exp -\frac{RT_{\Pi}}{2L'} \gamma \right) \sin \omega_C \gamma - \\ - i_L[n] \left(\exp -\frac{RT_{\Pi}}{2L'} \gamma \right) \cos \omega_C \gamma = \frac{UT_{\Pi}}{L'\omega_C} (2 \sin \omega_C \gamma_2 - \sin \omega_C \gamma) - \\ - \frac{U'_{\text{вых}} T_{\Pi}}{L'} [(1/2 - \gamma_1) \cos \omega_C \gamma_2 - 1/2 + \gamma_2], \end{aligned}$$

где $\gamma = \gamma_1 + \gamma_2$.

Пользуясь методом решения разностных уравнений [16], с помощью Д-преобразования при начальных условиях $u_C(0)$ и $i_L(0)$, получаем выражения напряжения на конденсаторе u_C и тока дросселя i_L в любой момент. Затем найдем напряжения на первичной обмотке трансформатора в полупериодах работы РП: $u_{T1} = U_{вх} - u_C$; $u_{T2} = U_{вх} + u_C$.

Относительное среднее значение напряжения трансформатора в первом полупериоде

$$\begin{aligned} \frac{U_{i\text{cp}}(n)}{U_m} &= \frac{2}{T_{\Pi}} \int_0^{t_1} u_{T1} dt = 2\gamma_{\text{в}1} \left[1 - \left(\exp \left(-\frac{RT_{\Pi}}{2L'} n\gamma \right) \right) \cos \omega_C n\gamma \right] + \\ &+ \frac{2u_1(0)}{U_m} \frac{\sin \omega_C (n\gamma + \gamma_1) - \sin \omega_C n\gamma}{\omega_C} \exp -\frac{RT_{\Pi}}{2L'} - \\ &- 2 \frac{i_L(0)L'}{U_m T_{\Pi}} [\cos \omega_C n\gamma - \cos \omega_C (n\gamma + \gamma_1)] \exp -\frac{RT_{\Pi}}{2L'} n\gamma + \\ &+ \frac{U'_{\text{в}yx}}{U_m} \left\{ 2\gamma_1 - [(\gamma_1 - \gamma_2)\gamma_{\text{в}2} + 2\gamma_{\text{в}1}] \left(1 - \left(\exp -\frac{RT_{\Pi}}{2L'} n\gamma \right) \cos \omega_C n\gamma \right) \right\} + \\ &+ (1 - \gamma_1 - \gamma_2) \omega_C \gamma_{\text{в}1} \left(\exp -\frac{RT_{\Pi}}{2L'} n\gamma \right) \sin \omega_C n\gamma \left. \right\}, \quad (2.34) \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{в}1} &= \frac{2}{\omega_C} \frac{\sin \omega_C \gamma_1 + \sin \omega_C \gamma_2 - \sin \omega_C \gamma}{1 - \cos \omega_C \gamma}; \\ \gamma_{\text{в}2} &= \frac{1 - \cos \omega_C \gamma - \cos \omega_C \gamma_1 + \cos \omega_C \gamma_2}{1 - \cos \omega_C \gamma}; \end{aligned}$$

$$u_1(0) = U_{\text{в}x} - u_C(0);$$

$$u_1(0)/U_m \text{ и } 2i_L(0)L'/T_{\Pi}U_m$$

вычисляются из выражений для напряжения трансформатора и тока дросселя соответственно при $\gamma_1 = \gamma_{\text{в}1}$; $\gamma_2 = \gamma_{\text{в}2}$; $n \rightarrow \infty$:

$$\begin{aligned} \frac{u_1(0)}{U_m} &= 2 - \gamma_{\text{в}2} - \frac{U'_{\text{в}yx}}{U_m} \left[2 - \gamma_{\text{в}2} - (0,5 - \gamma_{\text{в}1}) \frac{\omega_C^2}{4} \gamma_{\text{в}1} + \right. \\ &+ \left. \frac{\omega_C}{2} (\gamma_{\text{в}1} - \gamma_{\text{в}2}) \text{ctg} \omega_C \frac{\gamma_{\text{в}1} + \gamma_{\text{в}2}}{2} \right]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 2 \frac{i_L(0)L'}{T_{\Pi}U_m} &= -\gamma_{\text{в}1} + \frac{U'_{\text{в}yx}}{U_m} [\gamma_{\text{в}1} + \gamma_{\text{в}1} - \gamma_{\text{в}2} + \\ &+ (0,5 - \gamma_{\text{в}1}) (2 - \gamma_{\text{в}2})]; \end{aligned}$$

$$\gamma_{\text{в}1} = t_{\text{в}1}/T_{\Pi}; \quad \gamma_{\text{в}2} = t_{\text{в}2}/T_{\Pi}.$$

Значение $U_{o.cр}/U_m$ определяется из (2.34) при $\gamma_1 = \gamma_{01}$; $\gamma_2 = \gamma_{02}$; $n \rightarrow \infty$:

$$\frac{U_{o.cр}}{U_m} = \frac{U'_{вых}}{U_m} = 2 \gamma_{0c1} + \frac{U'_{вых}}{U_m} [2 \gamma_{01} - (\gamma_{01} - \gamma_{02}) \gamma_{0c2} - 2 \gamma_{0c1}]. \quad (2.35)$$

Относительное среднее за период значение напряжения трансформатора $\Delta U_{cр}(n)/U_m$ и сумма $2 \sum_0^{n-1} \Delta U_{cр}(n)/U_m$:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta U_{cр}}{U_m} = & \left\{ 4 \left[\frac{1 - \cos \omega_C \gamma_2}{\omega_C} \sin \omega_C n \gamma - \frac{\sin \omega_C \gamma_2}{\omega_C} \cos \omega_C n \gamma \right] + \right. \\ & + 2 \frac{u_1(0)}{U_m} \left[\frac{\sin \omega_C \gamma}{\omega_C} \cos \omega_C n \gamma - \frac{1 - \cos \omega_C \gamma}{\omega_C} \sin \omega_C n \gamma \right] - \\ & - 2 \frac{i_L(0) L'}{U_m T_{\Pi}} [\sin \omega_C \gamma \sin \omega_C n \gamma + (1 - \cos \omega_C \gamma) \cos \omega_C n \gamma] + \\ & + \frac{U'_{вых}}{U_m} \left[\left(1 - 2 \gamma_2 - \cos \omega_C \gamma_2 + 2 \gamma_1 \cos \omega_C \gamma_2 + \right. \right. \\ & + 4 \frac{\sin \omega_C \gamma_2}{\omega_C} \left. \right) \cos \omega_C n \gamma + \left(\sin \omega_C \gamma_2 - 2 \gamma_1 \sin \omega_C \gamma_2 - \right. \\ & \left. \left. - 4 \frac{1 - \cos \omega_C \gamma_2}{\omega_C} \right) \sin \omega_C n \gamma \right] \left. \right\} \exp - \frac{RT_{\Pi}}{2L'} n \gamma; \quad (2.36) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 2 \sum_{m=0}^{n-1} \frac{\Delta U_{cр}(n)}{U_m} = & 8 \left(1 - \frac{U'_{вых}}{U_m} \right) \left(\kappa_1 \frac{1 - \cos \omega_C \gamma_2}{\omega_C} - \right. \\ & - \kappa_2 \frac{\sin \omega_C \gamma_2}{\omega_C} \left. \right) + 4 \frac{u_1(0)}{U_m} \left(\frac{\sin \omega_C \gamma}{\omega_C} \kappa_2 - \frac{1 - \cos \omega_C \gamma}{\omega_C} \kappa_1 \right) - \\ & - 4 \frac{i_L(0) L'}{U_m T_{\Pi}} [\kappa_1 \sin \omega_C \gamma + \kappa_2 (1 - \cos \omega_C \gamma)] + \\ & + 2 \frac{U'_{вых}}{U_m} \{ [1 - 2 \gamma_2 - (1 - 2 \gamma_1) \cos \omega_C \gamma_2] \kappa_2 + \\ & + \kappa_1 (1 - 2 \gamma_1) \sin \omega_C \gamma_2 \}, \quad .37 \end{aligned}$$

где $\kappa_1 = \frac{\sin \omega_C \gamma - [\sin \omega_C n \gamma - \sin \omega_C (n-1) \gamma] \exp \left(- \frac{RT_{\Pi}}{2L'} n \gamma \right)}{2 (1 - \cos \omega_C \gamma)}$;

$$\kappa_2 = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{\cos \omega_C (n-1) \gamma - \cos \omega_C n \gamma}{1 - \cos \omega_C \gamma} \exp \left(- \frac{RT_{\Pi}}{2L'} n \gamma \right) \right].$$

Из выражения (2.27) с учетом (2.34) и (2.36) для разных значений емкости конденсатора C при $U'_{вых}/U_m = 0,5$; $\gamma_1 = \gamma_2 = 0,5$; $L' = 0,02$ Гн; $R'_{\Pi} = 50$ Ом; $T_{\Pi} = 50$ мкс; $I_{\mu.cр}/I_{cр} = 0,5$ с помощью

Таблица 2.2

С, мкФ	0,5		0,8		1,4		3		12,5	
$\gamma_{02} - \gamma_{01}$	0,335	0,03	0,335	0,03	0,335	0,03	0,335	0,03	0,335	0,03
κ_B	1	1	2	1	4	1	7	1	15	10
κ_B	0,24	0,6	0,18	0,58	0,13	0,57	0,09	0,56	0,05	0,3

ЭВМ определено число периодов, при котором наступает режим насыщения трансформатора, а затем из выражения (2.25) вычислен κ_B . Результаты расчета приведены в табл. 2.2.

Допустимая асимметрия относительных длительностей импульсов напряжения трансформатора ($\gamma_{02} - \gamma_{01} = 0,335$) определяется из выражения (2.35) при $\gamma_{02} = 0,5$.

Как видно из табл. 2.2, чем меньше емкость конденсатора в первичной цепи РП, тем больше κ_B . Однако при уменьшении емкости конденсатора в первичной цепи РП возрастает пульсация на выходе ИВЭП, что требует увеличения габаритов и массы выходных фильтров, а при $\omega > 0,5$ теряется работоспособность ИВЭП (2.21).

Из выражения (2.27) при $m = 0$ определена зависимость $I_{\mu \text{ ср}}/I'_L$ (рис. 2.10) от $T_{\Pi}/R'_n C$ для $\kappa_n = B_r/B_B = 0,03$; $T_{\Pi} R'_n/L' = 0,125$; $\kappa_B = 1$, которая подтверждает, что за счет уменьшения емкости конденсатора в первичной цепи РП возможно уменьшение тока насыщения трансформатора при $\omega_c > 0,5$.

Выражение (2.27) при $m = 0$; $\omega_c \ll 1$ с учетом (2.34), (2.35) и (2.36) принимает вид

$$\frac{I_{\mu \text{ ср}}}{I'_L} = \frac{\gamma_1}{\gamma_{01}} \frac{\gamma_{02} \gamma_1 - \gamma_{01} \gamma_2}{\gamma_{02} \gamma_1 + \gamma_{01} \gamma_2} \frac{2R'_n C}{T_{\Pi}}. \quad (2.38)$$

При этом κ_B будет максимальным.

Подставляя в (2.25) $m = 0$, с учетом (2.34) и (2.35) получаем

$$\frac{1}{\kappa_B} = 4 \frac{\gamma_{01}}{\gamma_{01} + \gamma_{02}} (2\gamma_2 - \gamma_{02}). \quad (2.39)$$

Из (2.38) следует, что $I_{\mu \text{ ср}}/I'_L$ стремится к нулю при $\gamma_{02}\gamma_1 = \gamma_{01}\gamma_2$, а это возможно при условии обеспечения одинаковых по длительности импульсов напряжения трансформатора в полупериодах, т. е. $\gamma_{01} = \gamma_{02}$; $\gamma_1 = \gamma_2$. Кроме того, при $\gamma_{01} = \gamma_{02}$ и $\gamma_1 = \gamma_2$ напряжение на конденсаторе первичной цепи РП стремится к нулю (в полумостовой схеме РП напряжения на конденсаторах емкостного делителя выравниваются), следовательно, выравниваются амплитуды импульсов напряжения трансформатора и уменьшается пульсация выходного напряжения ИВЭП. Поэтому с точки зрения полного использования магнитопровода трансформатора наиболее эффективным является обеспечение симметричности длительностей импульсов управления транзисторами РП.

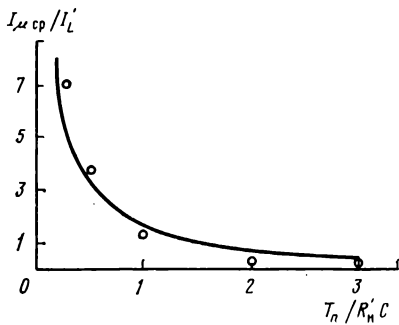


Рис. 2.10. Зависимость $I_{\mu\text{cp}}/I'_L$ от $T_{\text{п}}/(R'_n C)$ для $\kappa_B=1$; $T_{\text{п}}R'_n/L=0,125$ при несимметричном управлении транзисторами РП

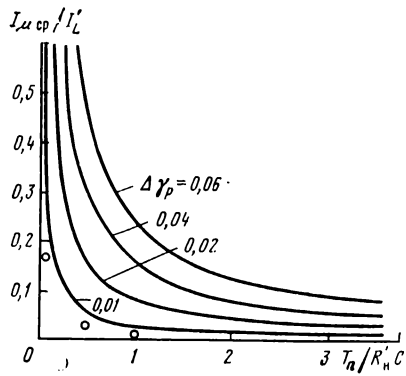


Рис. 2.11. Зависимость $I_{\mu\text{cp}}/I'_L$ от $T_{\text{п}}/(R'_n C)$ для $\kappa_B=1$; $T_{\text{п}}R'_n/L=0,125$ и различных значениях $\Delta\gamma_p$ при симметричном управлении транзисторами РП

При симметричном управлении транзисторами РП как в статическом, так и в динамическом режимах работы ИВЭП разность $(\gamma_{02}\gamma_1 - \gamma_{01}\gamma_2)$ определяется разбросами параметров элементов плеч силовой цепи РП, при этом асимметрия имеет постоянное значение:

$$\Delta\gamma_p = \gamma_{01} - \gamma_{02} = \gamma_1 - \gamma_2. \quad (2.40)$$

Выражение (2.38) при $\Delta\gamma_p \ll \gamma_{01}$ с учетом (2.40) преобразуется:

$$\frac{I_{\mu\text{cp}}}{I'_L} = \frac{(\gamma_1 - \gamma_{01}) \Delta\gamma_p}{\gamma_{01}^2} \frac{CR'_n}{T_{\text{п}}}. \quad (2.41)$$

По выражению (2.41) построены графические зависимости $I_{\mu\text{cp}}/I'_L$ от $T_{\text{п}}/R'_n C$ для значений $\gamma_1=0,5$; $\gamma_{01}=0,25$; $\Delta\gamma_p=0,01$; $0,02$; $0,04$; $0,06$ (рис. 2.11), которые дают возможность определить максимальную емкость конденсатора первичной цепи РП по заданным значениям $I_{\mu\text{cp}}/I'_L$; R'_n ; $T_{\text{п}}$.

Выражение (2.39) при $\Delta\gamma_p \ll \gamma_{01}$ с учетом (2.40) преобразуется: $\kappa_B=1/2(2\gamma_1 - \gamma_{01})$. При этом для получения $\kappa_B=1$ необходимо обеспечить условие: $\gamma_1(0) \leq (\gamma_{01} + 0,5)/2$, где $\gamma_1(0)$ — относительная длительность импульсов напряжения трансформатора в первом полупериоде с момента воздействия возмущения.

В результате проведенного анализа несимметричных режимов работы трансформатора двухтактного РП с конденсатором в первичной цепи в динамических режимах работы ИВЭП установлено, что изменение емкости C в первичной цепи РП или индуктивности трансформатора в широких пределах не оказывает значительного влияния на уменьшение амплитуды тока транзисторов РП, а следовательно, и на значение импульсных помех.

Для повышения степени использования магнитных свойств материала магнитопровода трансформатора наиболее эффективным средством является обеспечение симметрии длительностей управляющих импульсов мощных транзисторов [17]. При этом выравниваются напряжения на конденсаторах емкостного делителя в полумостовой схеме (в мостовой схеме постоянная составляющая напряжения на конденсаторе стремится к нулю).

На рис. 2.12 приведена структурная схема ИВЭП, обеспечивающая симметричность длительностей управляющих импульсов РП, а на рис. 2.13, а, б — временные диаграммы, поясняющие ее работу.

В момент равенства сигналов усилителя обратной связи (УОС) $U_{о.с}$ и генератора пилообразного напряжения (ГПН) $U_{гпн}$ формируется сигнал ШИМ $U_{шим}$ (рис. 2.13, а) только в первом полупериоде напряжения задающего генератора ЗГ. Модулированные по ширине импульсы с фиксированным срезом поступают на вход триггера Тг. С выхода Тг сигнал с фиксированным фронтом следует на первый управляющий вход двухтактного РП. На второй управляющий вход РП через формирователь управляющих импульсов (ФУИ) поступает сигнал U_2 , смещенный на один полупериод по отношению к поступающему на первый вход РП сигналу U_1 . В результате на входы двухтактного РП в течение одного периода приходят смещенные по фазе импульсы управления одинаковой длительности ($t_1 = t_2$), т. е. независимо от сигнала ОС во втором полупериоде на второй управляющий вход РП поступает сигнал такой же длительности, что и в первом полупериоде на первый управляющий вход РП.

Если при сравнении $U_{о.с}$ и $U_{гпн}$ вырабатывается несколько сигналов (рис. 2.13, б), например при воздействии сигналов, поступающих от схемы токовой защиты или импульсных помех, Тг выдает только один сигнал $U_{тр}$, длительность которого определяется началом первого и окончанием последнего сигналов, что исключает возможность возникновения режима несимметричного перемагничивания магнитопровода трансформатора.

Формирователь управляющих импульсов может быть выполнен по различным вариантам принципиальной электрической схемы. Рассмотрим варианты исполнения ФУИ для симметричного способа управления транзисторами РП. На рис. 2.14 приведены принципиальная электрическая схема ФУИ с подстройкой длительностей управляющих импульсов второго полупериода (рис. 2.14, а) и

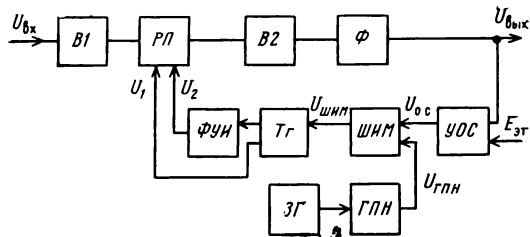


Рис. 2.12. Структурная схема ИВЭП, обеспечивающая симметричность длительностей управляющих импульсов РП

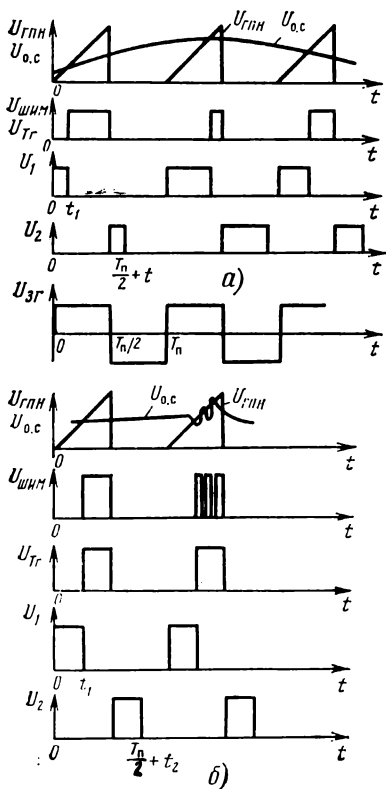


Рис. 2.13. Временные диаграммы работы схемы рис. 2.12

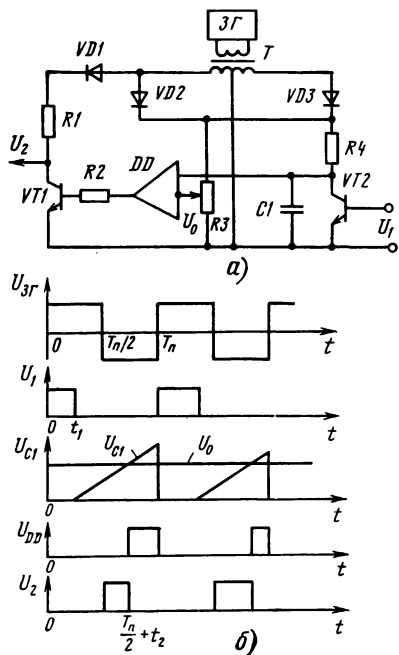


Рис. 2.14. ФУИ с подстройкой длительностей управляющих импульсов второго полупериода

временные диаграммы (рис. 2.14,б), поясняющие ее работу [18]. Управляющие импульсы второго полупериода формируются на выходе операционного усилителя DD в результате сравнения пилообразного U_{C1} и постоянного U_0 напряжений, поступающих с конденсатора $C1$ и резистора $R3$ соответственно.

Напряжение U_0 устанавливается резистором $R3$ с таким расчетом, чтобы длительность t_1 управляющего импульса U_1 первого полупериода на входе транзистора $VT2$ была равна длительности t_2 управляющего импульса U_2 второго полупериода на выходе транзистора $VT1$.

При линейном законе изменения напряжения на конденсаторе $C1$ амплитуда пилообразного напряжения изменяется прямо пропорционально изменению длительности управляющих импульсов первого полупериода. При этом управляющие импульсы второго полупериода также изменяются прямо пропорционально изменению амплитуды пилообразного напряжения, тем самым обеспечи-

вается симметричность длительностей управляющих импульсов во всем диапазоне их изменения. Недостатком схемы ФУИ с точки зрения получения одинаковых длительностей импульсов управления является необходимость стабилизации частоты ЗГ, опорного напряжения $E_{ст}$, напряжения питания транзистора VT2, а также обязательность подстройки длительностей импульсов напряжения второго полупериода.

На рис. 2.15,а приведена принципиальная электрическая схема ФУИ, не требующая подстройки длительностей управляющих импульсов, а на рис. 2.15,б — временные диаграммы, поясняющие ее работу [19]. На переход эмиттер — база транзистора VT4 поступают синхронизирующие импульсы $U_{сх}$ и управляющие импульсы первого полупериода U_{Tr} (рис. 2.15,а). В интервале $0-t_1$ транзистор VT4 заперт, на конденсаторе C2 формируется пилообразное напряжение U_{C2} , которое следует на неинвертирующий вход операционного усилителя DD. В этом же интервале времени конденсатор C1 заряжается до уровня напряжения на конденсаторе C2 через диод VD2 и резистор R6 от выходного напряжения операционного усилителя. В интервале $t_1-T_{п}/2$ формирования модулированных по ширине импульсов $U_{шпим}$ транзистор VT4 стперт, конденсатор C2 заряжен. При этом, поскольку на неинвертирующий вход операционного усилителя напряжение не поступает, полярность напряжения на выходе операционного усилителя изменяется с положительной на отрицательную (U_{DD} на рис. 2.15,б). Диод предотвращает поступление напряжения отрицательной полярности на конденсатор C1, и в интервале $t_1-T_{п}/2$ напряжение на нем остается практически на том же уровне, что и в момент t_1 . Транзистор VT2 в первом полупериоде отпирается напряжением трансформатора ЗГ, поступающим через резистор R2 и диод VD5, предотвращая отпирание транзистора VT3.

Во втором полупериоде транзистор VT4 заперт, конденсатор C2 заряжается. В момент $T_{п}/2+t_2$, когда напряжение на конденсаторе C2 достигает уровня напряжения на конденсаторе C1, на выходе операционного усилителя формируется импульс напряже-

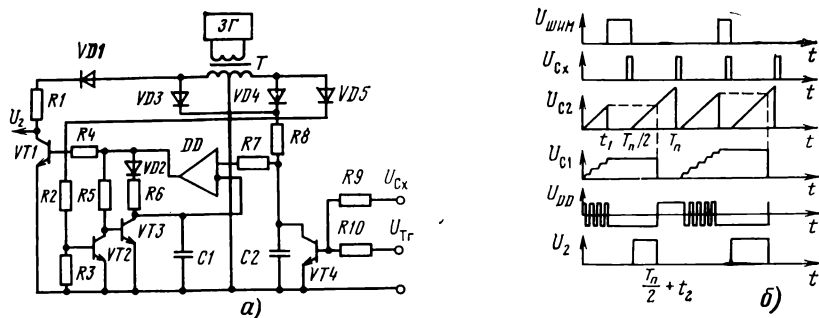


Рис. 2.15. ФУИ без подстройки длительностей управляющих импульсов

ния положительной полярности, при этом отпирается транзистор $VT3$ (транзистор $VT2$ заперт) и разряжается конденсатор $C1$. В конце каждого полупериода на переход эмиттер — база транзистора $VT4$ поступает синхронизирующий импульс $U_{сх}$, при котором транзистор $VT4$ отпирается, а конденсатор $C2$ разряжается. Напряжение с выхода операционного усилителя поступает на переход эмиттер — база транзистора $VT1$.

Питание транзистора $VT1$ осуществляется от второй полуобмотки вторичной обмотки трансформатора $3Г$, поэтому от $T_{п}/2$ до $T_{п}/2 + t_2$ транзистор $VT1$ заперт и на выходе ФУИ формируются управляющие импульсы для второго полупериода РП (U_2 на рис. 2.15,б).

Поскольку в ИВЭП с симметричным управлением транзисторами двухтактных РП сравнение пилообразного и постоянного напряжений осуществляется только в первом полупериоде работы РП, а управляющие импульсы для второго полупериода формируются независимо от сигнала ОС, система регулирования будет иметь некоторое постоянное запаздывание, определяемое длительностью управляющего импульса полупериода. Наличие постоянного запаздывания требует рассмотрения влияния симметричного управления на выходные параметры ИВЭП (оно приводится в § 2.4).

2.3. Динамические потери в транзисторах импульсных ИВЭП и методы их уменьшения

Выбор режима работы мощного транзисторного ключа в импульсных ИВЭП с бестрансформаторным входом является одним из наиболее важных вопросов проектирования ИВЭП. Характерной особенностью режима работы транзисторов является высокое напряжение на коллекторе. В результате во время переключений, когда рабочая точка переходит в активную область, даже при сравнительно небольшом токе и малом времени переключения, в транзисторе выделяется энергия, в десятки раз превышающая допустимую, и, если не принимать специальных мер, такие ключи могут стать неработоспособными.

Для достижения высокой надежности работы ИВЭП следует, в первую очередь, выбрать такой режим работы высоковольтного транзистора, который обеспечивает нахождение рабочей точки в ОБР и минимальные потери.

Полные потери мощности P в транзисторе можно разделить на статические P_c , динамические P_d , потери на управление P_y : $P = P_d + P_c + P_y$.

Статические потери мощности в среднем за период

$$P_c = P_{с0} + P_{сз} = I_K \frac{U_{КЭ\text{нас}} t_n}{T_n} + \frac{U_{КЭ} (T_n - t_n)}{T_n} I_{КБО},$$

где $P_{с0}$ и $P_{сз}$ — потери мощности в открытом и закрытом состояниях соответственно; I_K — ток коллектора в открытом состоянии;

$U_{кэ\text{ нас}}$ — напряжение насыщения; $U_{кэ}$ — напряжение на коллекторе закрытого транзистора; $I_{кбо}$ — обратный ток транзистора; $T_{п}$ — период переключения; $t_{и}$ — время проводящего состояния транзистора.

Средние потери на управление

$$P_{у} = I_{Б} U_{БЭ} t_{и} / T_{п},$$

где $I_{Б}$ и $U_{БЭ}$ — ток и напряжение база — эмиттер соответственно.

Статические потери в высоковольтных транзисторах характеризуются тем, что $P_{сз}$ соизмеримы с $P_{со}$.

Динамические потери, возникающие при переключении транзисторов, можно разделить на потери включения $P_{вкл}$ и потери выключения $P_{выкл}$; $P_{д} = P_{вкл} + P_{выкл}$.

Как среднее, так и мгновенные значения мощности, выделяемой на транзисторах в процессе переключения, в значительной мере определяются характером нагрузки. Для большинства схем преобразователей нагрузка носит емкостной характер при включении, обусловленный паразитными емкостями схемных элементов и монтажа, и индуктивный характер при выключении, вызванный в основном индуктивностью рассеяния трансформатора. В общем случае при отсутствии мер по уменьшению мгновенной мощности процесс переключения будет иметь вид, изображенный на рис. 2.16, где $t_{и}$ — время нарастания тока, $t_{сп}$ — время спада тока. Как видно из рис. 2.16, процесс переключения тока происходит при полном напряжении питания, вследствие чего происходит резкое увеличение мгновенной мощности, что может привести к выходу рабочей точки транзистора из ОБР и в конечном итоге к вторичному пробое, хотя средняя мощность при этом может не превышать допустимых норм. Поэтому для нормальной работы, помимо обеспечения допустимого теплового режима, необходимо принять меры по снижению мгновенной мощности и обеспечению нахождения рабочей точки в ОБР.

Существенного снижения мгновенной мощности и обеспечения надежной работы транзисторов можно достичь коррекцией траектории включения и выключения путем применения дополнительных корректирующих цепей и преобразователей, коммутационные процессы в которых протекают при отсутствии тока или напряжения.

Рассмотрим некоторые способы коррекции траектории включения транзисторов для схемы, приведенной на рис. 2.17,а. Один из способов заключается в изменении линейного дросселя L (рис. 2.17,б). Для подавления импульсных напряжений, которые

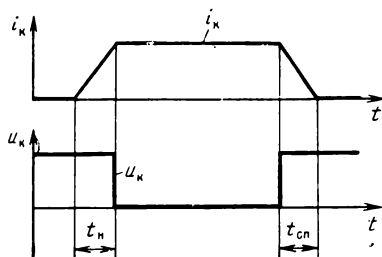


Рис. 2.16. Формы изменения тока и напряжения при переключении транзисторов

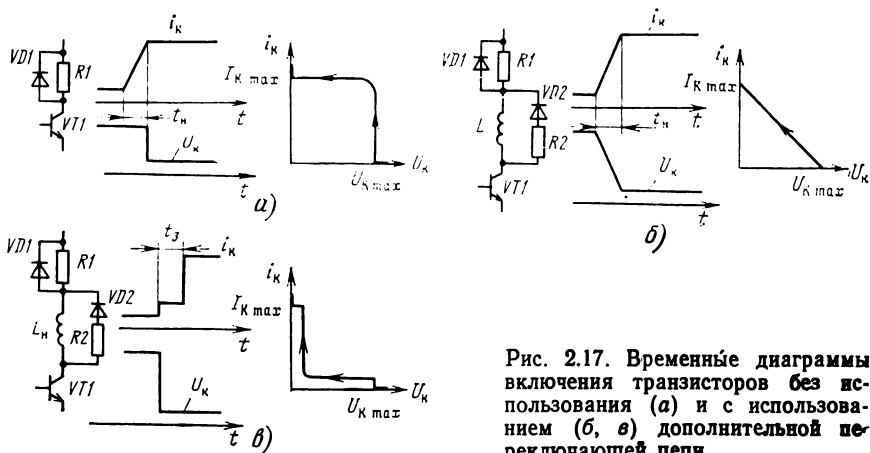


Рис. 2.17. Временные диаграммы включения транзисторов без использования (а) и с использованием (б, в) дополнительной переключающей цепи

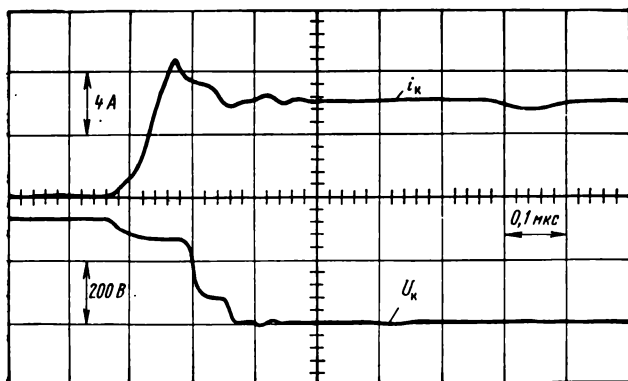
возникают при запирании транзистора, параллельно этой индуктивности подключаются последовательно соединенные быстродействующий диод $VD2$ и резистор $R2$. Время нарастания коллекторного тока в этом случае определяется индуктивностью дросселя, т. е. $di/dt = U_{K \max}/L$. Постоянная времени этой цепи $L/R2$ должна быть всегда на много меньше постоянной времени, обусловленной рабочей частотой схемы (процесс вывода энергии из дросселя L должен быть прекращен задолго до включения транзистора).

Другое решение заключается в применении насыщающегося дросселя L_n (рис. 2.17, в) вместо линейного дросселя L . В течение времени, когда дроссель не насыщен, через него протекает небольшой ток, и потери в транзисторе малы. Затем дроссель насыщается, в этот момент заканчивается процесс установления прямого напряжения на транзисторе, и падение напряжения, вызванное прохождением тока, очень мало.

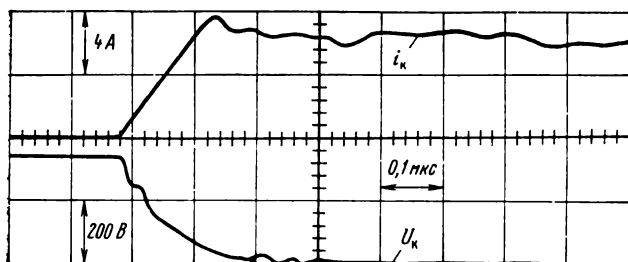
Рассмотрим потери мощности в транзисторе при его включении. Потери мощности при включении без дополнительных переключающих цепей (рис. 2.17, а) составят $P_{\text{вкл}} = U_{K \max} I_{K \max} t_n / 2T_{\text{п}}$. Как показывают исследования фирмы Thomson-CSF (осциллограммы на рис. 2.18), на практике напряжение не падает резко (рис. 2.18, а), потери мощности выше: $P_{\text{вкл}} = U_{K \max} I_{K \max} t_n / T_{\text{п}}$.

При использовании линейного дросселя потери мощности уменьшаются. Их значение зависит от индуктивности. Для случая рис. 2.18, б время переключения равно примерно двойному времени нарастания и потери мощности в транзисторе $P_{\text{вкл}} = U_{K \max} I_{K \max} t_n / 3T_{\text{п}}$. В данном случае потери мощности примерно в три раза меньше, чем без переключающей цепи.

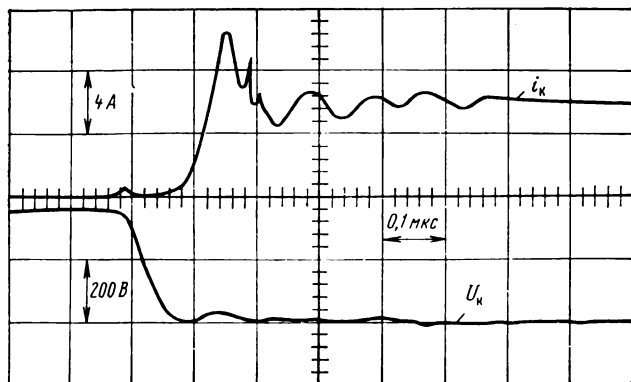
Эффективнее применение насыщающегося дросселя. При этом необходимо правильно определить время задержки $t_s = \omega Q \Delta B / U$, где ω — число витков; Q — площадь поперечного сечения магнитопровода; ΔB — изменение индукции; U — коммутируемое напряжение.



a)



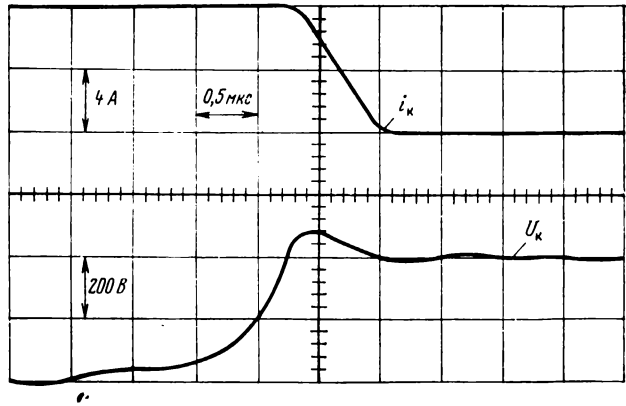
б)



в)

Рис. 2.18. Осциллограммы процесса включения транзисторов ВУХ-13:
 а — без дополнительной цепи; б — с резонансной индуктивностью; в — с насыщающей индуктивностью

Рис. 2.19. Осциллограмма процесса выключения транзистора при индуктивной нагрузке без использования дополнительной переключающей цепи



Для случая, изображенного на рис. 2.18, в, время задержки $t_a = 1,5 t_{п}$. Намагничивающий ток I_{μ} составляет пять процентов от максимального тока $I_{K \max}$. Потери мощности в транзисторе $P_{\text{вкл}} = U_{K \max} I_{\mu} t_a / 2 T_{п} = U_{K \max} I_{K \max} t_{п} / 27 T_{п}$.

Рассмотрим процесс выключения транзистора. Мощность, рассеиваемая при каждом цикле выключения, для случая рис. 2.16 равна:

$$P_{\text{выкл}} = \frac{1}{T_{п}} \int_0^{t_{\text{сп}}} u i dt = U_{K \max} I_{K \max} t_{\text{сп}} / 2 T_{п}$$

Однако на практике, как видно из осциллограммы, приведенной на рис. 2.19, напряжение начинает увеличиваться уже в конце периода рассасывания. Поэтому потери мощности при выключении правильнее будет определить как: $P_{\text{выкл}} = U_{K \max} I_{K \max} t_{\text{сп}} / T_{п}$.

Для коррекции процесса выключения можно применять RCD-цепь (рис. 2.20). Конденсатор C является основным элементом данной цепи. Резистор $R2$ предотвращает резкий разряд конденсатора в момент включения транзистора.

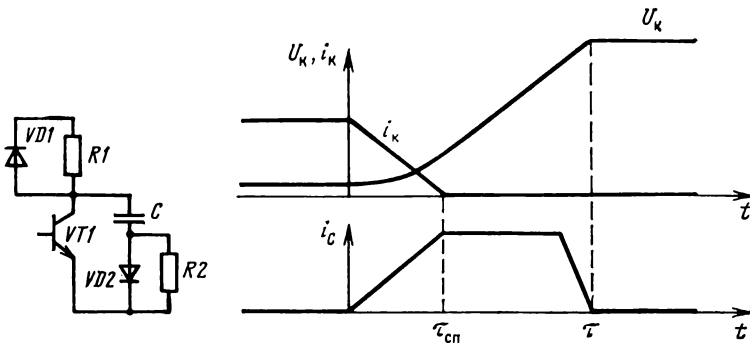


Рис. 2.20. Временные диаграммы выключения транзистора при индуктивной нагрузке с использованием дополнительной переключающей цепи

Если принять, что τ — время заряда конденсатора и $\kappa = \tau/t_{\text{сп}}$, то при $\kappa > 1$, можно показать, что:

$$P_{\text{выкл}} = \frac{1}{6(2\kappa - 1)T_{\text{п}}} \frac{U_{\text{к max}}^2 / \kappa_{\text{max}} t_{\text{сп}}}{2}.$$

Эта мощность намного меньше той, которая будет рассеиваться на дополнительной корректирующей цепи. Например, при $\kappa = 1,5$ мощность, рассеиваемая транзистором, составит одну двенадцатую часть мощности, рассеиваемой в дополнительной корректирующей цепи.

Дополнительная корректирующая цепь выполняет две важные функции: способствует значительному уменьшению потерь мощности при выключении и лучшему расположению рабочего цикла в границах ОБР.

Энергия, накопленная в конденсаторе C , в дальнейшем рассеивается на резисторе $R2$ в течение включенного состояния транзистора. Сопротивление резистора должно быть рассчитано так, чтобы конденсатор C полностью разрядился к концу такта квартования, т. е. постоянная времени $R2C$ -цепи должна быть очень мала по сравнению с временем включенного состояния транзистора. Это обстоятельство иногда затрудняет проектирование преобразователей, работающих на высоких частотах.

На рис. 2.21 приведены осциллограммы напряжения на коллекторе транзистора и тока через него во время включения в преобразователе при наличии дополнительной переключающей цепи.

Существуют различные типы преобразователей с коммутацией при нулевом токе [20]. На рис. 2.22 представлена схема однотактного преобразователя прямого хода, в котором время нарастания и спада тока, протекающего от источника к конденсатору, определяется постоянной времени LC , где в качестве L используется индуктивность рассеяния трансформатора. Ключ в цепи источника электропитания включается и выключается вне зарядного интервала практически при нулевом токе. Преобразователи такого типа широко использует фирма Vicor [21].

Фирма Theta J [20] в своих преобразователях применяет импульсный резонансный режим работы транзисторов. Настроенная резонансная цепь в таких преобразователях замыкается на один

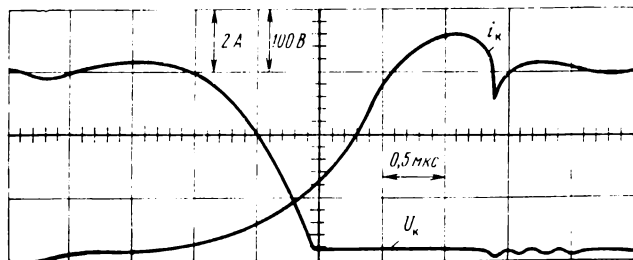


Рис. 2.21. Осциллограммы напряжений и токов процесса включения при наличии дополнительной переключающей цепи

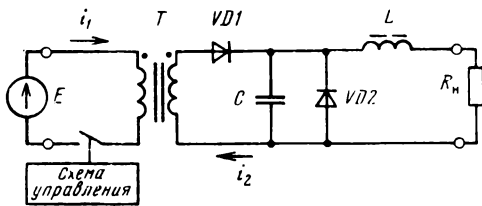


Рис. 2.22. Схема однофазного преобразователя напряжения прямого хода

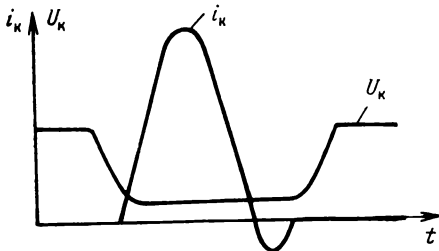


Рис. 2.23. Временные диаграммы напряжения и тока резонансного преобразователя

граммой, приведенной на рис. 2.25. Скорость нарастания тока имеет постоянные времена, обусловленные индуктивностью $L1$ на первичной стороне, обеспечивающей сравнительно быстрый подъем тока до рабочего значения, и индуктивностью $L2$ на вторичной стороне, поддерживающей выходной ток на уровне рабочего.

Наличие коммутирующих конденсаторов $C1$ и $C2$ и индуктивностей $L1$ и $L3$ на первичной стороне позволяет изменить напря-

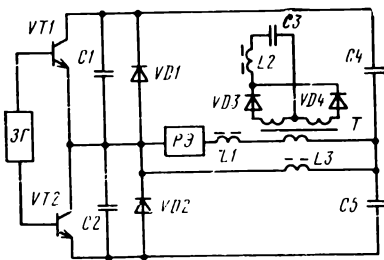


Рис. 2.24. Принципиальная схема регулируемого преобразователя с трапециевидной формой тока и напряжения

период для передачи энергии во вторичную обмотку трансформатора. В результате переключение происходит при нулевом токе с очень малыми потерями (рис. 2.23).

Применение преобразователей с трапециевидной формой тока и напряжения также позволяет значительно уменьшить потери мощности на транзисторах в процессе переключений. На рис. 2.24 представлена схема преобразователя с трапециевидной формой тока и напряжения, в котором обеспечивается, так называемая «мягкая коммутация» мощных транзисторов. Траектории переключений мощных транзисторов в этой схеме иллюстрируются временной диа-

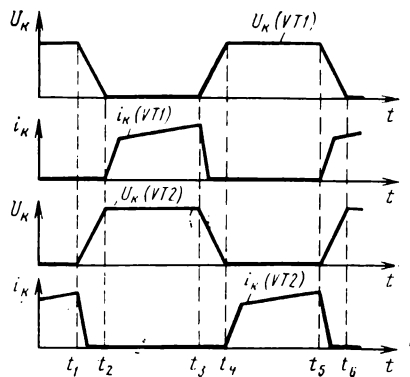


Рис. 2.25. Временная диаграмма схемы преобразователя с трапециевидной формой тока и напряжения

жения на выключенных мощных транзисторах $VT1$, $VT2$, а именно напряжение на ранее открытом транзисторе повышается до питающего, а напряжение на ранее закрытом транзисторе понижается до нулевого (рис. 2.25). Это состояние поддерживается в течение определенного промежутка времени, пока выводится энергия, накопленная в обмотках дросселей $L1$ и $L3$. Отпирание транзистора, напряжение на коллекторе которого достигло нуля, не приводит к возникновению потерь на коммутацию. Таким образом, отпирание транзистора должно происходить в промежутке времени от момента достижения напряжения на коллекторе нулевого значения до момента полного вывода энергии из дросселей $L1$ и $L3$.

Если время запертого состояния транзистора больше суммы времени перезаряда коммутирующих конденсаторов и времени вывода энергии из дросселей, то с момента полного вывода энергии из дросселей начинается перезаряд конденсаторов $C1$ и $C2$, напряжения на которых стремятся к равновесному состоянию со значением, равным половине питающего напряжения, после чего при отпирании транзисторов $VT1$, $VT2$ через них пройдет недопустимый разрядный ток. По этой причине транзисторы $VT1$ и $VT2$ необходимо отпирать в промежутке времени, соответствующем выводу энергии из дросселей.

В нерегулируемом преобразователе напряжения время отпирания мощных транзисторов $VT1$, $VT2$ неизменно и задается значением, определяемым $ЗГ$. Индуктивность $L1$ должна быть возможно минимальной, чтобы обеспечить относительно быстрое нарастание тока трансформатора T . Вместе с тем энергия, накопленная в дросселе $L1$, сильно зависит от тока нагрузки, и малые значения ее могут быть недостаточными для полного перезаряда конденсаторов $C1$ и $C2$. Применение дросселя $L3$ позволяет обеспечить накопление необходимого запаса энергии независимо от тока трансформатора T .

На рис. 2.26 и 2.27 представлены осциллограммы напряжений и токов преобразователя напряжения с трапецевидной формой напряжения и тока, примененного в схеме ИВЭП 5 В 200 А.

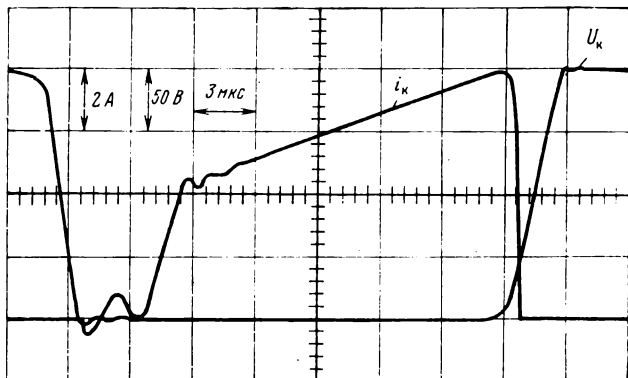


Рис. 2.26. Осциллограммы напряжения и тока транзисторов в преобразователе с трапецевидной формой тока и напряжения

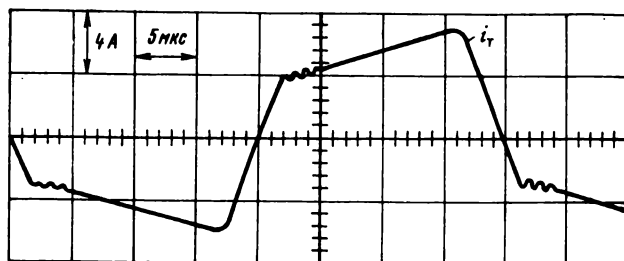


Рис. 2.27. Осциллограмма тока силового трансформатора преобразователя с трапециевидной формой тока и напряжения

Коррекция траектории переключения мощных транзисторов имеет важное значение для мощных и особенно высоковольтных транзисторов силовых преобразователей. Существенно уменьшая мгновенную мощность и соответственно средние потери в транзисторе, она тем самым способствует значительному повышению надежности и КПД мощных ключей. Однако применение *RCD*- и *RLD*-цепей приводит к увеличению числа элементов. Помимо этого на активном сопротивлении вспомогательных переключающих цепей рассеивается дополнительная мощность.

Более целесообразным является применение преобразователей, переключение в которых происходит при нулевом токе (преобразователи с трапециевидной формой тока и напряжения, резонансные и т. п.). В случае использования преобразователей с трапециевидной формой тока и напряжения потери мощности при включении транзистора близки к нулю (см. рис. 2.26), а при выключении мощность потерь незначительна и определяется коммутирующими емкостями. Например, в ИВЭП с выходной мощностью 1 кВт, с питанием от трехфазной промышленной сети 380/220 В, 50 Гц максимальное значение мгновенной мощности на транзисторах при выключении составляет лишь 65 Вт. Помимо этого в преобразователях такого типа, благодаря трапециевидной форме напряжения и тока, исключается режим короткого замыкания на выходе силового трансформатора при переключении диодов выходного выпрямителя. Трапециевидная форма тока и напряжения способствует также значительному уменьшению электромагнитных помех, создаваемых ИВЭП (см. § 3.3).

2.4. Оптимизация основных параметров импульсных и комбинированных ИВЭП

Основные вопросы оптимизации параметров ИВЭП. Оптимизация основных параметров ИВЭП сводится к комплексному решению следующих вопросов: улучшение выходных характеристик ИВЭП в различных режимах работы ЭВМ; улучшение массогабаритных и энергетических характеристик ИВЭП; обеспечение электромагнитной совместимости ИВЭП с устройствами ЭВМ; повышение показателей надежности ИВЭП.

Улучшение выходных характеристик ИВЭП достигается уменьшением нестабильности выходного напряжения ИВЭП в статических и переходных режимах их работы.

Исследования и оптимизация переходных характеристик ИВЭП при нестационарных, стационарных и профилактических режимах работы ЭВМ проводятся с целью обеспечения помехоустойчивости ЭВМ и повышения надежности ИВЭП.

Известно, что ИВЭП и его нагрузка содержат в своем составе реактивные элементы, накапливающие энергию, в связи с чем при переходных и квазиустановившихся режимах происходит перераспределение энергии между этими элементами. Это обстоятельство может привести к тому, что при некоторых значениях параметров элементов переходный процесс установления выходного напряжения ИВЭП примет характер незатухающих колебаний или перерегулирование выходного напряжения превысит допустимые значения. Вследствие этого возможны недопустимые электрические и тепловые перегрузки элементов или узлов как самих ИВЭП, так и ЭВМ.

Обеспечение требуемых переходных характеристик и устойчивости ИВЭП осложняется еще и тем, что улучшение электрических и конструктивных характеристик ИВЭП достигается кроме учета прочих факторов (выбора частоты преобразования, элементной базы и оптимальных режимов ее работы, обеспечения ЭМС и др.) повышением коэффициента усиления контура регулирования. При этом, естественно, усиливается влияние нелинейности характеристик элементов ИВЭП на переходные характеристики ИВЭП и, следовательно, увеличиваются перерегулирование выходного напряжения и всплеск входного тока. Перерегулирование выходного напряжения может привести к нарушению функционирования ЭВМ. Большой всплеск входного тока приводит к значительному снижению надежности транзисторов РЭ ИВЭП, осложнению выбора соответствующих транзисторов для мощных ИВЭП и появлению недопустимых провалов и выбросов питающих напряжений ЭВМ из-за наличия выходного полного сопротивления источника первичной сети. В связи с этим необходимо исключать или уменьшать перерегулирование выходного напряжения и всплеск входного тока.

К наиболее тяжелым режимам работы ИВЭП с точки зрения обеспечения динамических показателей относятся: пусковой режим, когда ИВЭП подключается к первичной сети; скачкообразные и гармонические изменения тока нагрузки; скачкообразные изменения входного напряжения; ступенчатое изменение выходного напряжения.

Исследование и оптимизация переходных характеристик ИВЭП при их подключении к первичной сети приобретает особое значение для высокоэффективных импульсных ИВЭП с бестрансформаторным входом, в которых перерегулирование выходного напряжения и всплеск входного тока достигают больших значений. Это объясняется тем, что импульсные ИВЭП с ШИМ включают в

себя инерционные элементы, в частности непрерывную часть (НЧ). Чем больше постоянная времени НЧ и коэффициент усиления ОС, тем больше перерегулирование выходного напряжения и всплеск входного тока.

Перерегулирование выходного напряжения и всплеск входного тока имеют место в профилактических режимах работы ЭВМ. Для диагностики работы узлов и устройств ЭВМ и локализации места неисправности, а также определения запаса устойчивой работы узлов ЭВМ необходим профилактический контроль путем изменения питающих напряжений ИС. Изменение питающих напряжений осуществляется с определенной закономерностью по специальной программе, вводимой в ЭВМ. При этом в зависимости от диагностируемых устройств ЭВМ возможны различные сочетания изменения питающих напряжений по значению, времени и знаку. В этом случае переходный процесс установления выходного напряжения ИВЭП может иметь перерегулирование, соизмеримое с дискретным изменением выходного напряжения. Выходное напряжение ИВЭП превысит допустимые для ИС значения и условия нормальной работы ИС нарушаются.

Импульсное изменение потребляемого тока ряда устройств ЭВМ носит скачкообразный или гармонический характер с широким диапазоном частоты и скважности. Для оптимизации характеристик ИВЭП необходимо исследовать зависимость выходного полного сопротивления ИВЭП от изменения частоты импульсного тока нагрузки. Имея зависимость выходного полного сопротивления ИВЭП от частоты следования импульсного тока нагрузки, можно определить нестабильность выходных напряжений ИВЭП для конкретной частоты импульсного тока в реальных нагрузках. Кроме этого, зависимость выходного полного сопротивления ИВЭП от частоты дает возможность оценить переходные характеристики ИВЭП, используя общеизвестные зависимости между частотными и переходными характеристиками систем автоматического регулирования (САР).

Для обеспечения высокой стабильности выходного напряжения ИВЭП выбор электрических режимов элементов и ФУ необходимо проводить, исходя из условия обеспечения минимального выходного полного сопротивления ИВЭП во всем интересующем диапазоне частот импульсного тока нагрузки. Уменьшение выходного полного сопротивления достигается увеличением частоты квантования ШИМ, использованием высокочастотных конденсаторов с малой индуктивностью и др. Эту задачу можно решить также увеличением коэффициента усиления контура регулирования ИВЭП. Однако максимальное значение коэффициента усиления контура регулирования ограничивается условием обеспечения устойчивости ИВЭП.

При оптимизации переходных характеристик необходимо учитывать также удаленность ИВЭП от устройств ЭВМ, что затрудняет обеспечение устойчивости ИВЭП, так как при этом индук-

тивность соединительных проводов в сочетании с развязывающими конденсаторами узлов ЭВМ образует многозвенный фильтр.

В реальных автономных и промышленных сетях имеют место провалы и выбросы напряжения первичной сети. Как показывают исследования [6], эти изменения в первую очередь демпфируются емкостью фильтров и внутренним сопротивлением выпрямителя. Поэтому в высокоэффективных импульсных ИВЭП с бестрансформаторным входом для входного фильтра применяют энергоемкие конденсаторы, которые являются источниками энергии при глубоких провалах напряжения первичной сети и демпфером входного напряжения преобразователя ИВЭП при больших выбросах.

Проведенные исследования переходных характеристик ИВЭП и применение оригинальных схемотехнических решений позволило произвести оптимизацию характеристик выходного напряжения ИВЭП, режимов и параметров их элементов и узлов, что является необходимым условием обеспечения их ЭМС с устройствами ЭВМ. Для проведения оптимизации переходных и частотных характеристик, т. е. динамических показателей импульсных ИВЭП, необходимо исследовать их как САР.

Оптимизация переходных процессов ИВЭП в нестационарных — коммутационных режимах. Как отмечалось выше, в нестационарных — коммутационных режимах возможны превышения допустимых значений параметров отдельных узлов и элементов ИВЭП. В частности, в пусковых режимах, когда ИВЭП или стабилизатор включается в первичную сеть, наблюдается перерегулирование выходного напряжения и всплеск входного тока (рис. 2.28). Это объясняется тем, что из-за наличия инерционных элементов выходное напряжение ИВЭП после пуска принимает установившееся значение не сразу (мгновенно), а по истечении времени, определяемого переходным процессом. При этом для ИВЭП с ШИМ в пусковом режиме ОС форсирует установление заданного выходного напряжения. Из-за инерционности НЧ заданное выходное напряжение ИВЭП устанавливается с определенным запаздыванием. При этом, если измерительно-усилительный элемент ОС

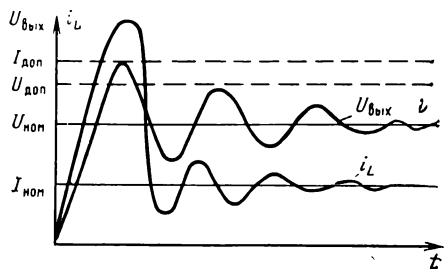


Рис. 2.28. Графики изменения тока и напряжения при включении ИВЭП в сеть

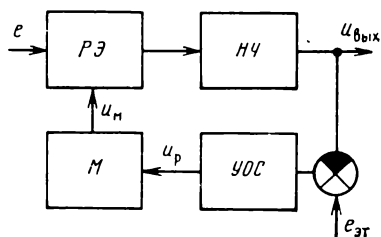


Рис. 2.29. Структурная схема импульсного ИВЭП с ШИМ

вернется в исходное положение, *НЧ* по инерции некоторое время еще будет продолжать свое действие в том же направлении. В результате этого произойдет перерегулирование, т. е. отклонение выходного напряжения от его номинального значения в направлении, противоположном предшествующему изменению. Чем больше постоянная времени непрерывной части *НЧ* и коэффициент усиления ОС, тем быстрее процесс форсирования, приводящий к недопустимому перерегулированию выходного напряжения и всплеску входного тока. Следует отметить, что такой режим наблюдается во всех стабилизаторах напряжения независимо от типа и метода регулирования.

С целью исследования переходных процессов в коммутационных режимах приводится методика расчета, согласно которой разработана комплексная программа на языке Фортран-IV, которая позволяет определить на ЭВМ динамические характеристики ИВЭП. Использование ЭВМ повышает точность расчета благодаря малому числу принятых допущений.

Ниже рассматриваются переходные процессы выходного напряжения и входного тока ИВЭП с бестрансформаторным входом при включении их в первичную сеть. Отметим, что приведенная методика расчета применима также для ИВЭП с трансформаторным входом.

В общем случае импульсные ИВЭП с ШИМ имеют структурную схему, приведенную на рис. 2.29.

Функционирование ИВЭП обусловлено периодическим переключением *РЭ* с периодом T_n . Для любого m -го периода с помощью отрицательной ОС формируется импульс в интервале

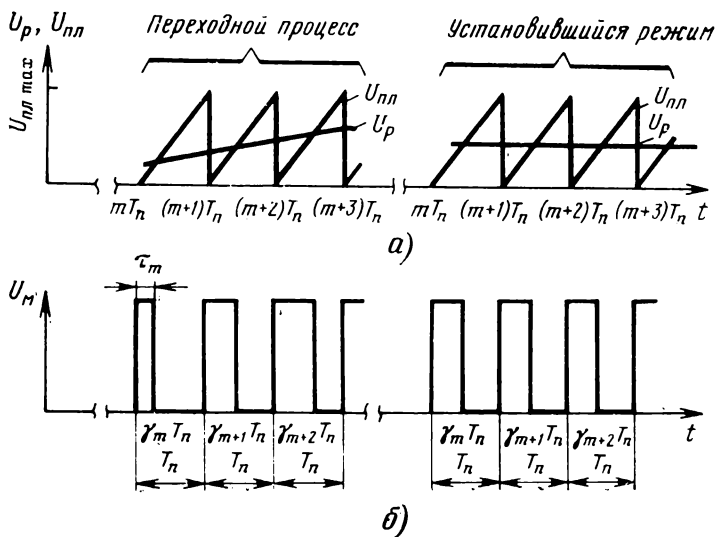


Рис. 2.30. График изменения напряжения:

а — в модуляторе; б — на выходе НЧ ИВЭП

$\tau_m (0 \leq \tau_m \leq T_{\Pi})$, в течение которого РЭ находится во включенном состоянии, а в течение времени $T_{\Pi} - \tau_m$ — в отключенном. Выходное напряжение ИВЭП сравнивается с эталонным напряжением $e_{эт}$, и их разность (напряжение рассогласования u_p) с выхода усилителя обратной связи (УОС) поступает на модулятор M , где сравнивается с пилообразным напряжением $u_{пл}$, представляющим собой ограниченную периодическую функцию (рис. 2.30,а). На рис. 2.30,б приведен график изменения напряжения на выходе модулятора u_m .

Результатом сравнений u_p и $u_{пл}$ является формирование τ_m на выходе M : $\tau_m = \gamma_m T_{\Pi}$, где $\gamma_m (0 \leq \gamma_m \leq 1)$ — скважность импульсов.

Математическая интерпретация формирования τ_m приводит к решению уравнения

$$\varphi = u_{пл}^m - u_p^m (0 \leq t \leq T_{\Pi}), \quad (2.42)$$

где $|u_p^m| \leq u_{пл}^m(T_{\Pi})$ — напряжение на выходе УОС.

Следует отметить, что из (2.42) τ_m получается следующим образом:

$$\tau_m = \begin{cases} \tau_m, & \text{если } \varphi(\tau_m) = 0; \\ T_{\Pi} & \text{если } \varphi < 0 \text{ при } t \in [0, T_{\Pi}]; \\ 0, & \text{если } \varphi > 0 \text{ при } t \in [0, T_{\Pi}]. \end{cases} \quad (2.43)$$

Обычно (2.42) представляет собой трансцендентное уравнение, которое не поддается решению аналитическими методами. В этой связи относительно (2.42) применяются численные методы нахождения корней алгебраических уравнений [16], которые позволяют на ЭВМ получить τ_m практически с любой заранее заданной точностью.

Принимая во внимание характер работы РЭ для m -го периода, непрерывную часть ИВЭП можно описать двумя системами дифференциальных уравнений:

$$\frac{dx}{dt} + Ax = e \quad t \in [m T_{\Pi}, m T_{\Pi} + \tau_m]; \quad (2.44)$$

$$\frac{dx}{dt} + Bx = 0 \quad t \in [m T_{\Pi} + \tau_m, (m + 1) T_{\Pi}], \quad (2.45)$$

где m — номер периода; A , B — квадратные матрицы, элементы которых определяются параметрами ИВЭП, e , x , o — векторы-столбцы.

$$A = \|a_{kl}\|; \quad B = \|b_{kl}\|; \quad k, l = 1, 2, \dots, j;$$

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ \vdots \\ x_j \end{bmatrix}; \quad e = \begin{bmatrix} e_1 \\ \vdots \\ e_j \end{bmatrix}; \quad o = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Объединяя (2.42), (2.44) и (2.45), получим систему дифференциальных уравнений, определяющих функционирование ИВЭП.

Применяя преобразование Лапласа [16], можно получить решение уравнений (2.44) и (2.45) для m -го периода:

$$(sI + A) x(s) = E(s) + x(0); \quad (2.46)$$

$$(sI + B) x(s) = x(\tau_m), \quad (2.47)$$

где $x(s)$, $E(s)$ — изображения x и e соответственно; I — единичная матрица; $x(\tau_m)$ — начальное значение x в момент отключения РЭ в m -ом периоде; $x(0)$ — значение x в начале периода.

Из (2.46) и (2.47) получаем:

$$x(s) = (sI + A)^{-1} [E(s) + x(0)]; \quad (2.48)$$

$$x(s) = (sI + B)^{-1} x(\tau_m). \quad (2.49)$$

Из (2.48) и (2.49), переходя к оригиналам (2.42), получаем окончательные решения (2.44) и (2.45):

$$x = f_1(x(0), t) \quad t \in [mT_n, mT_n + \tau_m]; \quad (2.50)$$

$$x = f_2(x(\tau_m), t) \quad t \in [mT_n + \tau_m, (m+1)T_n]. \quad (2.51)$$

Таким образом, получая из (2.42) τ_m и учитывая (2.50) и (2.51), можно определить значение x для любого момента времени и построить графики исследуемых величин ИВЭП.

На рис. 2.31 приведена эквивалентная схема ИВЭП с бестрансформаторным входом. В приведенной схеме НЧ состоит из эквивалентного сопротивления R_d , представляющего собой сумму активного сопротивления трансформатора, прямого сопротивления диода и активного сопротивления дросселя; индуктивности дросселя L ; емкости фильтра C , сопротивления R_k , эквивалентного сопротивлению конденсатора C , обуславливающего его потери; сопротивления нагрузки R_n . Импульсную нагрузку составляют R_n и K . Цепь ОС включает в себя M , УОС, $e_{эТ}$, $R_{о.с}$, $C_{о.с}$ и R_o . Входное напряжение $E = U_{\text{сеть}} / \kappa_{\text{в}} \kappa_{\text{тР}}$, где $U_{\text{сеть}}$ — напряжение сети переменного тока; $\kappa_{\text{в}}$ — коэффициент выпрямления; $\kappa_{\text{тР}}$ — коэффициент трансформации трансформатора.

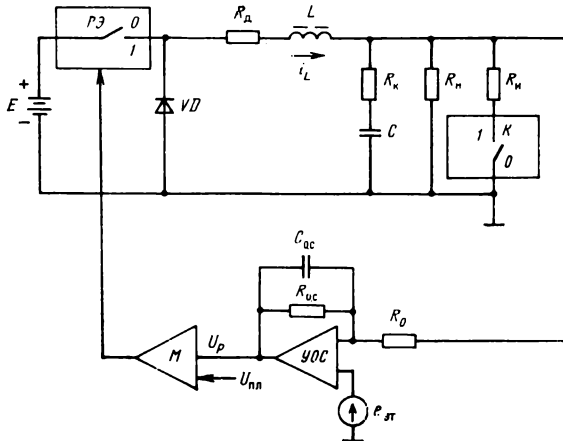


Рис. 2.31. Эквивалентная схема ИВЭП с бестрансформаторным входом

Проанализируем переходные процессы в приведенной схеме для двух случаев:

а) эталонное напряжение в процессе включения остается постоянным: $e_{э\tau} = E_{э\tau} = \text{const}$;

б) эталонное напряжение в процессе включения изменяется по экспоненциальному закону: $e_{э\tau} = E_{э\tau}(1 - \exp(-t/T_{э\tau}))$, где $E_{э\tau}$ — эталонное напряжение в установившемся режиме; $T_{э\tau}$ — постоянная времени эталонного напряжения, которая во много раз больше постоянной времени HC [22].

В первом случае наблюдается перерегулирование выходного напряжения и входного тока при включении ИВЭП в первичную сеть. Второй случай исключает подобные явления. Это связано с тем, что изменение эталонного напряжения по указанному закону обеспечивает плавное нарастание пускового тока и выходного напряжения.

Дифференциальные уравнения HC схемы на рис. 2.31 для m -го периода имеют вид:

при $mT_{\pi} \leq t \leq mT_{\pi} + \tau_m$

$$\begin{aligned} \frac{du_{\text{вых}}^m}{dt} + \frac{R_{\text{H}}}{R_{\text{H}} + R_{\text{K}}} \left(\frac{R_{\text{K}}}{L} + \frac{1}{CR_{\text{H}}} \right) u_{\text{вых}}^m - \\ - \frac{R_{\text{H}}}{R_{\text{H}} + R_{\text{K}}} \left(\frac{1}{C} - \frac{R_{\text{D}} R_{\text{K}}}{L} \right) i_{\text{L}}^m = \frac{R_{\text{H}} R_{\text{K}}}{L (R_{\text{H}} + R_{\text{K}})} E; \\ \frac{di_{\text{L}}^m}{dt} + \frac{1}{L} u_{\text{вых}}^m + \frac{R_{\text{D}}}{L} i_{\text{L}}^m = \frac{1}{L} E; \end{aligned} \quad (2.52)$$

при $mT_{\pi} + \tau_m \leq t \leq (m+1)T_{\pi}$

$$\begin{aligned} \frac{du_{\text{вых}}^m}{dt} + \frac{R_{\text{H}}}{R_{\text{H}} + R_{\text{K}}} \left(\frac{R_{\text{K}}}{L} - \frac{1}{CR_{\text{H}}} \right) u_{\text{вых}}^m - \\ - \frac{R_{\text{H}}}{R_{\text{H}} + R_{\text{K}}} \left(\frac{1}{C} - \frac{R_{\text{D}} R_{\text{K}}}{L} \right) i_{\text{L}}^m = 0; \\ \frac{di_{\text{L}}^m}{dt} + \frac{1}{L} u_{\text{вых}}^m + \frac{R_{\text{D}}}{L} i_{\text{L}}^m = 0. \end{aligned} \quad (2.53)$$

Для (2.52) и (2.53) имеем:

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} \frac{R_{\text{H}}}{R_{\text{H}} + R_{\text{K}}} \left(\frac{R_{\text{K}}}{L} - \frac{R_{\text{K}}}{R_{\text{H}} C} \right) & - \frac{R_{\text{H}}}{R_{\text{H}} + R_{\text{K}}} \left(\frac{1}{C} - \frac{R_{\text{D}} R_{\text{K}}}{L} \right) \\ \frac{1}{L} & \frac{R_{\text{D}}}{L} \end{vmatrix};$$

$\mathbf{B} = \mathbf{A}$;

$$\mathbf{x} = \begin{vmatrix} u_{\text{вых}}^m \\ i_{\text{L}}^m \end{vmatrix}; \quad \mathbf{e} = \begin{vmatrix} E \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Решая (2.52), при $mT_n \leq t \leq mT_n + \tau_m$ получим:

$$\begin{aligned}
 u_{\text{вых}}^m &= \frac{R_H E}{R_H + R_K} + \exp \alpha t \left[\left(u_{\text{вых } 0}^{m-1} - \frac{ER_H}{R_H + R_K} \right) \cos \beta t + \right. \\
 &+ \left. \frac{1}{\beta} \left(\tilde{u}_{\text{вых } 0}^{m-1} + \alpha \frac{R_H E}{R_H + R_K} - \alpha u_{\text{вых } 0}^{m-1} \right) \sin \beta t \right]; \\
 i_L^m &= \frac{E}{R_H + R_K} + \exp \alpha t \left[\left(i_{L0}^{m-1} - \frac{E}{R_H + R_K} \right) \cos \beta t + \right. \\
 &+ \left. \frac{1}{\beta} \left(\tilde{i}_{L0}^{m-1} + \alpha \frac{E}{R_H + R_K} - \alpha i_{L0}^{m-1} \right) \sin \beta t \right],
 \end{aligned} \tag{2.54}$$

где

$$\begin{aligned}
 \alpha &= -\frac{1}{2} \frac{R_D C (R_H + R_K) + CR_H R_K + L}{LC (R_H + R_K)}; \\
 \beta &= \sqrt{\left[\frac{R_H + R_D}{CL (R_H + R_K)} \right]^2 - \alpha^2}; \quad u_{\text{вых } 0}^{m-1} = u_{\text{вых}}^{m-1} (T_n - \tau_{m-1}); \\
 i_{L0}^{m-1} &= i_L^{m-1} (T_n - \tau_{m-1}); \\
 \tilde{u}_{\text{вых}}^{m-1} &= \frac{R_H}{R_H + R_K} \left[\frac{R_K E}{L} + \left(\frac{1}{C} - \frac{R_D R_K}{L} \right) i_{L0}^{m-1} - \right. \\
 &- \left. \left(\frac{R_K}{L} + \frac{1}{R_H C} \right) u_{\text{вых } 0}^{m-1} \right]; \\
 \tilde{i}_{L0}^{m-1} &= \frac{1}{L} (E - u_{\text{вых } 0}^{m-1} - R_D i_{L0}^{m-1}).
 \end{aligned}$$

При $mT_n + \tau_m \leq t \leq (m+1)T_n$ из (2.53) получим:

$$\begin{aligned}
 u_{\text{вых}}^m &= \exp \alpha t \left[u_{\text{вых } 0}^m \cos \beta t + \frac{1}{\beta} (\tilde{u}_{\text{вых } 0}^m - \alpha u_{\text{вых } 0}^m) \sin \beta t \right]; \\
 i_L^m &= \exp \alpha t \left[i_{L0}^m \cos \beta t + \frac{1}{\beta} (\tilde{i}_{L0}^m - \alpha i_{L0}^m) \sin \beta t \right],
 \end{aligned}$$

где $u_{\text{вых } 0}^m = u_{\text{вых}}^m (\tau_m)$; $i_{L0}^m = i_L^m (\tau_m)$;

$$\begin{aligned}
 \tilde{u}_{\text{вых } 0}^m &= \frac{R_H}{R_H + R_K} \left[\left(\frac{1}{C} - \frac{R_D R_K}{L} \right) i_{L0}^m - \left(\frac{R_K}{L} + \frac{1}{R_H C} \right) u_{\text{вых } 0}^m \right]; \\
 \tilde{i}_{L0}^m &= -\frac{1}{L} (R_D i_{L0}^m + u_{\text{вых } 0}^m).
 \end{aligned}$$

Дифференциальное уравнение, описывающее УОС, имеет вид:

$$R_{0.c} C_{0.c} \frac{du_p^m}{dt} + u_p^m = -\frac{R_{0.c}}{R_0} [e_{\text{вТ}} - u_{\text{вых}}^m]. \tag{2.55}$$

Для определения τ_m сначала определим u_p^m .

Учитывая первое уравнение из (2.54) и решая (2.55) для случая б), когда эталонное напряжение изменяется по экспоненциальному закону, получим при $mT_n \leq t \leq mT_n + \tau_m$:

$$\begin{aligned}
 u_p^m = & u_{p,0}^m \exp\left(-\frac{t}{R_{o.c} C_{o.c}} + \frac{R_{o.c}}{R_0} \left\{ \frac{E_{эТ} T_{эТ}}{T_{эТ} - R_{o.c} C_{o.c}} \exp\left(-\frac{T_1}{T_{эТ}}\right) \times \right. \right. \\
 & \times \left[\exp\left(-\frac{t}{R_{o.c} C_{o.c}}\right) - \exp\left(-\frac{t}{T_{эТ}}\right) \right] \Bigg) + \\
 & + \left(E_{эТ} - \frac{ER_R}{R_R + R_K} \right) \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{R_{o.c} C_{o.c}}\right) \right] + \\
 & + \frac{1}{(\alpha R_{o.c} C_{o.c} + 1)^2 + (\beta R_{o.c} C_{o.c})^2} \left[\left(u_{вх 0}^{m-1} - \frac{ER_R}{R_R + R_K} \right) (\alpha R_{o.c} C_{o.c} + 1) - \right. \\
 & - \left(\tilde{u}_{вх 0}^{m-1} + \alpha \frac{ER_R}{R_R + R_K} - \alpha u_{вх 0}^{m-1} \right) R_{o.c} C_{o.c} \left[\exp\left(-\frac{t}{R_{o.c} C_{o.c}}\right) \right] - \\
 & - (\exp \alpha t) \cos \beta t - (\exp \alpha t) \sin \beta t \left[\left(u_{вх 0}^{m-1} - \frac{ER_R}{R_R + R_K} \right) \beta R_{o.c} C_{o.c} + \right. \\
 & \left. \left. + \frac{1}{\beta} \left(\tilde{u}_{вх 0}^{m-1} + \alpha \frac{ER_R}{R_R + R_K} - \alpha u_{вх 0}^{m-1} \right) (\alpha R_{o.c} C_{o.c} + 1) \right] \right], \quad (2.56)
 \end{aligned}$$

где $T_1 = mT_n$.

При $mT_n + \tau_m \leq t \leq (m+1)T_n$

$$\begin{aligned}
 u_p^m = & u_p^m(\tau_m) \exp\left(-\frac{t}{R_{o.c} C_{o.c}}\right) + \\
 & + \frac{R_{o.c}}{R_0} \left\{ \frac{E_{эТ} T_{эТ}}{T_{эТ} - R_{o.c} C_{o.c}} \exp\left(-\frac{T_1 + \tau_m}{T_{эТ}}\right) \left[\exp\left(-\frac{t}{R_{o.c} C_{o.c}}\right) - \exp\left(-\frac{t}{T_{эТ}}\right) \right] + \right. \\
 & + E_{эТ} \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{R_{o.c} C_{o.c}}\right) \right] + \frac{1}{(\alpha R_{o.c} C_{o.c} + 1)^2 + (\beta R_{o.c} C_{o.c})^2} \times \\
 & \times \left[\left(u_{вх 0}^m (\alpha R_{o.c} C_{o.c} + 1) - (u_{вх 0}^m - \alpha u_{вх 0}^m) R_{o.c} C_{o.c} \right) \times \right. \\
 & \times \left[\exp\left(-\frac{t}{R_{o.c} C_{o.c}}\right) - (\exp \alpha t) \cos \beta t \right] - (\exp \alpha t) \sin \beta t \times \\
 & \left. \times \left[\frac{1}{\beta} \left(\tilde{u}_{вх 0}^m - \alpha u_{вх 0}^m \right) (\alpha R_{o.c} C_{o.c} + 1) + u_{вх 0}^m \beta R_{o.c} C_{o.c} \right] \right]; \quad (2.57)
 \end{aligned}$$

$$u_{p0}^m = u_p^{m-1}(T_n - \tau_m).$$

Подставляя (2.41) в (2.42) и применяя метод половинного деления, определяем τ_m по (2.43).

В случае, когда эталонное напряжение $E_{эТ} = \text{const}$, выражения (2.56) и (2.57) получаются аналогичным образом и имеют более простой вид.

Блок-схема алгоритма определения переходных процессов выходного напряжения и входного тока для ИВЭП с ШИМ показана на рис. 2.32, где $u_{пл}^*$ — максимальное пилообразное напря-

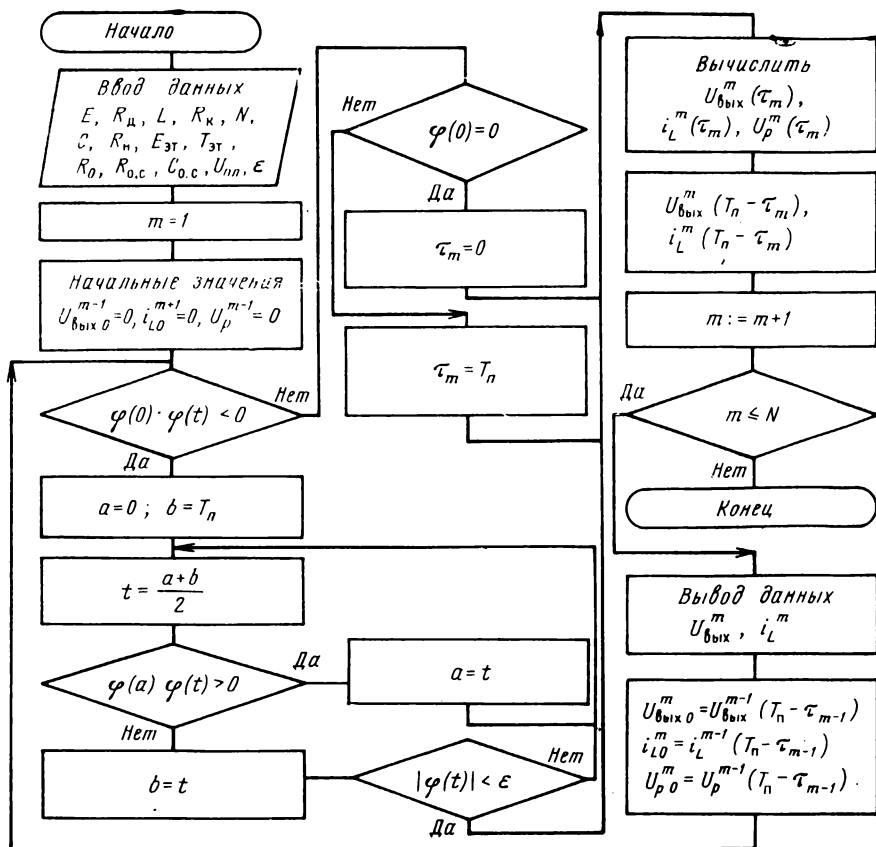


Рис. 2.32. Блок-схема алгоритма определения переходных процессов выходного напряжения и входного тока ИВЭП с ШИМ

жение; ϵ — точность расчетов; N — количество периодов, в течение которых производится расчет; a, b — вспомогательные переменные.

На ЭВМ проведен расчет переходных характеристик ИВЭП типоразмеров 5 В 40 А, 2 В 15 А с параметрами, приведенными в табл. 2.3. По результатам расчета построены графики, приведенные на рис. 2.33 и 2.34 соответственно. Как видно из графиков, переходные процессы выходного напряжения и входного тока при плавном пуске (кривые 2), в отличие от переходных процессов при прямом включении (кривые 1), протекают по экспоненциальному закону, что обеспечивает безопасную работу потребителя и РЭ. При этом несколько затягивается переходный процесс пускового режима, что однако не влияет на время готовности ИВЭП к работе, поскольку обычно оно не ограничивается потребителем.

Таблица 2.3

Тип ИВЭП	$E, В$	$R_D, Ом$	$L, Гн$	$R_K, Ом$	$C, Ф$
2В 15А	6	$0,8 \cdot 10^{-1}$	$0,13 \cdot 10^{-3}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	$0,987 \cdot 10^{-3}$
5В 40А	15	$0,3 \cdot 10^{-1}$	$0,75 \cdot 10^{-4}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	$0,127 \cdot 10^{-3}$
5В 15А	10	$0,33 \cdot 10^{-1}$	$0,15 \cdot 10^{-4}$	$0,4 \cdot 10^{-3}$	$0,987 \cdot 10^{-3}$

Тип ИВЭП	$R_H, Ом$	$R_O, Ом$	$R_{O.c}, Ом$	$C_{O.c}, Ф$	$E_{ЭТ}, В$	$T_{ЭТ}, с$
2В 15А	0,1333	$0,15 \cdot 10^4$	$0,24 \cdot 10^6$	$0,15 \cdot 10^{-9}$	2	$0,41 \cdot 10^{-3}$
5В 40А	0,125	$0,2 \cdot 10^4$	$0,24 \cdot 10^6$	$0,2 \cdot 10^{-9}$	5	$0,41 \cdot 10^{-3}$
5В 15А	0,333	$0,1 \cdot 10^4$	$0,24 \cdot 10^6$	$0,15 \cdot 10^{-9}$	5	$0,5 \cdot 10^{-3}$

Следует отметить, что результаты расчетов переходных процессов, полученные на ЭВМ, совпадают с экспериментальными данными [6].

Оптимизация переходных процессов в ИВЭП при ступенчатом изменении выходного напряжения. Для диагностики правильности работы узлов и устройств ЭВМ и локализации мест неисправности, а также для определения запаса устойчивой работы ИС необходимо изменять питающие напряжения. Изменение питающих напряжений осуществляется с определенной закономерностью по специальной программе, вводимой в ЭВМ.

В связи с тем, что импульсные ИВЭП включают в себя инерционные элементы, переходный процесс выходного напряжения при его ступенчатом (дискретном) изменении сопровождается пе-

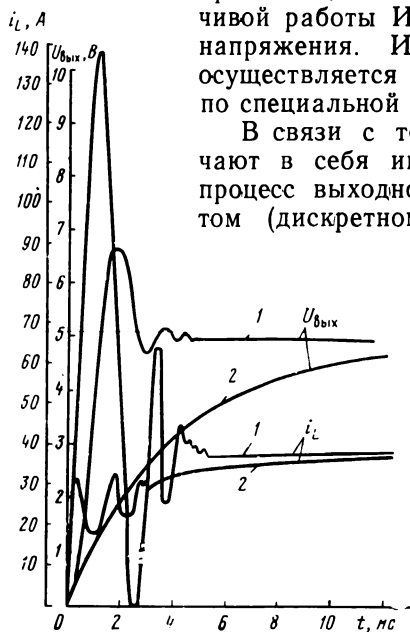


Рис. 2.33. График переходных процессов входного тока и выходного напряжения для ИВЭП 5В 40А:

1 — при $e_{ЭТ} = E_{ЭТ}$; 2 — при $e_{ЭТ} = -E_{ЭТ}[1 - \exp(-t/T_{ЭТ})]$

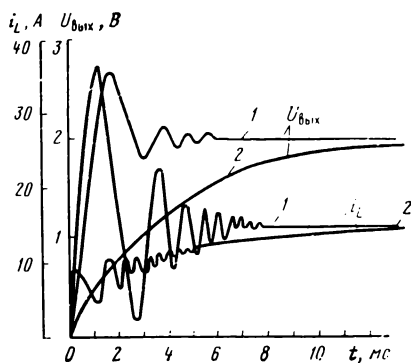


Рис. 2.34. График переходных процессов входного тока и выходного напряжения для ИВЭП 2В 15А:

1 — при $e_{ЭТ} = E_{ЭТ}$; 2 — при $e_{ЭТ} = -E_{ЭТ}[1 - \exp(-t/T_{ЭТ})]$

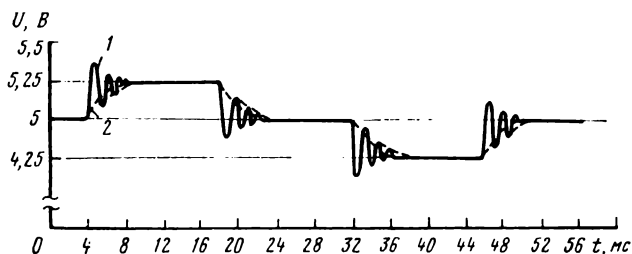


Рис. 2.35. График переходного процесса выходного напряжения ИВЭП при его ступенчатом изменении

ререгулированием (рис. 2.35), которое может привести к выходу из строя ИС или же к снижению их помехоустойчивости.

В связи с этим необходимо провести исследования с целью оптимизации переходного процесса выходного напряжения ИВЭП для исключения перерегулирования.

Ниже приводится методика расчета, позволяющая исследовать переходный процесс установления выходного напряжения ИВЭП с ШИМ при его дискретном изменении. Обозначения приняты те же, что и в предыдущем случае.

Так как цикл работы импульсного ИВЭП периодически повторяется, рассмотрим его состояние в m -м периоде. Поскольку РЭ (см. рис. 2.31) находится в открытом состоянии, уравнение динамики данной системы может быть представлено в нормальной форме:

$$\frac{dx}{dt} = f_1(x, t, E), \quad t \in [mT_n, mT_n + \tau_m]. \quad (2.58)$$

Когда РЭ находится в закрытом состоянии

$$\frac{dx}{dt} = f_2(x, t, 0), \quad t \in [mT_n + \tau_m, (m+1)T_n], \quad (2.59)$$

где $x(x_1, x_2, \dots, x_q)$ — вектор состояния импульсного ИВЭП с ШИМ; $f_1(x, t, E) = [f_{11}(x, t, E), f_{12}(x, t, E), \dots, f_{1q}(x, t, E)]^T$ и $f_2(x, t, 0) = [f_{21}(x, t, 0), \dots, f_{2q}(x, t, 0)]^T$ — векторы функции импульсного ИВЭП с ШИМ; q — количество переменных состояний импульсного ИВЭП с ШИМ; T — знак транспонирования.

Для полного описания состояния импульсного ИВЭП с ШИМ необходимо к (2.58) и (2.59) добавить алгебраическое уравнение, описывающее процесс, происходящий в m -м периоде в модуляторе M :

$$u_p^m - u_{пл}^m = 0, \quad t \in [mT_n, (m+1)T_n]. \quad (2.60)$$

Корень уравнения (2.60) определяет длительность τ_m прямоугольного импульса на входе непрерывной части НЧ (см. рис. 2.29) в m -м периоде. Отметим, что для нормального функциони-

рования импульсного ИВЭП с ШИМ необходимо выполнение условия теоремы Котельникова, с учетом которого в m -м периоде для напряжений u_p и $u_{пл}$ будет выполняться лишь одно из следующих условий:

$$u_p^m < u_{пл}^m \text{ при } \forall t \in [mT_n, (m+1)T_n];$$

$$u_p^m > u_{пл}^m \text{ при } \forall t \in [mT_n, (m+1)T_n];$$

$$u_p^m(mT_n) > u_{пл}^m(mT_n) \wedge u_p^m[(m+1)T_n] < u_{пл}^m[(m+1)T_n],$$

в зависимости от значений которых τ_m определяется различно, при этом уравнение (2.60) имеет только одно решение.

Алгоритм нахождения τ_m и определения состояния импульсного ИВЭП с ШИМ производится одновременно. Блок-схема алгоритма представлена на рис. 2.36, где приняты следующие обозначения: x^0 — вектор состояния импульсного ИВЭП с ШИМ в начале m -го периода; $x_m^{\tau_m}$ — вектор состояния импульсного ИВЭП с ШИМ в момент времени τ_m в m -м периоде; x_{m+1} — вектор состояния импульсного ИВЭП с ШИМ в конце m -го периода; $U_{пл}^*$ — пилообразное напряжение в момент τ_m m -го периода; U_p^m — напряжение на выходе УОС в момент τ_m m -го периода; $\Delta f_1(\tau_m)$ и

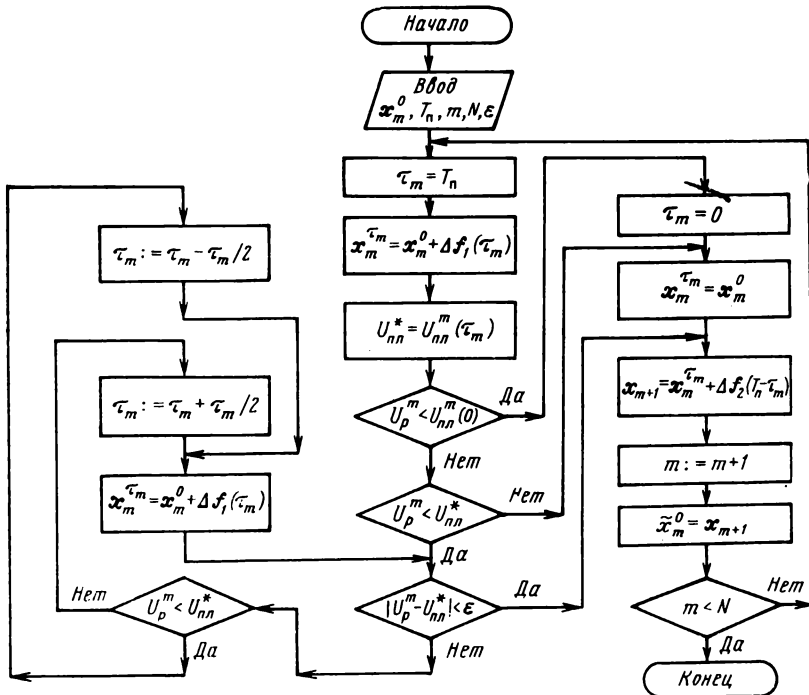


Рис. 2.36. Блок-схема алгоритма нахождения значения τ_m и определения состояния импульсного ИВЭП с ШИМ

$\Delta f_2(T_n - \tau_m)$ — изменения состояния импульсного ИВЭП с ШИМ в течение интервалов $[0, \tau_m]$, $[0, T_n - \tau_m]$ m -го периода соответственно, значения которых можно вычислить с помощью одного из методов численного интегрирования.

Повторяя вычисления в соответствии с этим алгоритмом для последующих периодов, можно определить состояние импульсного ИВЭП с ШИМ в любой момент времени.

Для схемы рис. 2.31 уравнения (2.58) и (2.59) для случая, когда РЭ открыт, будут иметь вид:

$$\begin{aligned} E &= R_d i_L + L \frac{di_L}{dt} + u_{\text{ВЫХ}}; \\ i_L &= C \frac{du_K}{dt} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_H}; \\ u_H &= u_{\text{ВЫХ}} - R_K C \frac{du_K}{dt}; \\ R_{0.c} C_{0.c} \frac{du_p}{dt} + u_p &= - \frac{R_{0.c}}{R_0} (u_{\text{ВЫХ}} - e_{\text{ЭТ}}), \end{aligned}$$

где u_K — напряжение на конденсаторе C .

После преобразования получим:

$$\frac{dx}{dt} = \begin{vmatrix} \frac{E}{L} - \frac{R_d}{L} i_L - \frac{1}{L} u_{\text{ВЫХ}} \\ \frac{R_H \parallel R_K}{L} E - \frac{R_H \parallel R_K}{R_K} \left[\left(\frac{1}{C} - \frac{R_d R_K}{L} \right) i_L - \left(\frac{R_K}{L} + \frac{1}{C R_H} \right) u_{\text{ВЫХ}} \right] \\ \frac{1}{R_{0.c} C_{0.c}} e_{\text{ЭТ}} - \frac{1}{R_0 C_{0.c}} u_{\text{ВЫХ}} - \frac{1}{R_{0.c} C_{0.c}} u_p \end{vmatrix}, \quad (2.61)$$

где $R_H \parallel R_K = R_H R_K / (R_H + R_K)$.

Для случая, когда РЭ закрыт:

$$\frac{dx}{dt} = \begin{vmatrix} -\frac{R_d}{L} i_L - \frac{1}{L} u_{\text{ВЫХ}} \\ \frac{R_H \parallel R_K}{R_K} \left[\left(\frac{1}{C} - \frac{R_d R_K}{L} \right) i_L - \left(\frac{R_K}{L} + \frac{1}{C R_H} \right) u_{\text{ВЫХ}} \right] \\ \frac{1}{R_{0.c} C_{0.c}} e_{\text{ЭТ}} - \frac{1}{R_{0.c} C_{0.c}} u_{\text{ВЫХ}} - \frac{1}{R_{0.c} C_{0.c}} u_p \end{vmatrix}. \quad (2.62)$$

Для дискретного изменения выходного напряжения ИВЭП необходимо соответствующее изменение напряжения делителя УОС или эталонного напряжения.

Рассмотрим случай, когда изменение выходного напряжения ИВЭП осуществляется с помощью изменения эталонного напряжения. При ступенчатом изменении эталонного напряжения из-за

инерционности *НЧ* ИВЭП выходное напряжение не сразу принимает установившееся значение, поэтому в определенный момент времени оно будет либо максимальным, либо минимальным, в зависимости от увеличения или уменьшения выходного напряжения для профилактики ИС. Поэтому в определенное время до воздействия УОС ключ РЭ находится либо в закрытом, либо в открытом состоянии, что приведет к перерегулированию выходного напряжения ИВЭП. При этом будет иметь место нестационарный режим, аналогичный пусковому режиму ИВЭП. В связи с этим необходимо обеспечить плавное нарастание эталонного напряжения, при котором обеспечивается установление выходного напряжения ИВЭП без перерегулирования.

Опишем переходный процесс выходного напряжения, когда эталонное напряжение меняется на Δe :

а) ступенчато: $e_{эТ} = E_{эТ} (1 \pm \Delta e)$;

б) экспоненциально: $e_{эТ} = E_{эТ} [1 + \Delta e (1 - \exp(-t/T_{эТ}))]$.

Для случаев а) и б) формулы (2.61) и (2.62) примут виды в) и г) соответственно:

в) РЭ открыт:

$$\frac{dx}{dt} = \left| \begin{array}{l} \frac{E}{L} - \frac{R_D}{L} i_L - \frac{1}{L} u_{\text{вых}} \\ \frac{R_H \parallel R_K}{L} E + \frac{R_H \parallel R_K}{R_K} \left[\left(\frac{1}{C} - \frac{R_D R_K}{L} \right) i_L - \left(\frac{R_K}{L} + \frac{1}{R_H C} \right) u_{\text{вых}} \right] \\ \frac{1}{R_{0.c} C_{0.c}} E_{эТ} (1 \pm \Delta e) - \frac{1}{R_{0.c} C_{0.c}} u_{\text{вых}} - \frac{1}{R_{0.c} C_{0.c}} u_p \end{array} \right|,$$

РЭ закрыт:

$$\frac{dx}{dt} = \left| \begin{array}{l} -\frac{R_D}{L} i_L - \frac{1}{L} u_{\text{вых}} \\ \frac{R_H \parallel R_K}{R_K} \left[\left(\frac{1}{C} - \frac{R_D R_K}{L} \right) i_L - \left(\frac{R_K}{L} + \frac{1}{R_H C} \right) u_{\text{вых}} \right] \\ \frac{1}{R_{0.c} C_{0.c}} E_{эТ} (1 \pm \Delta e) - \frac{1}{R_{0.c} C_{0.c}} u_{\text{вых}} - \frac{1}{R_{0.c} C_{0.c}} u_p \end{array} \right|;$$

г) РЭ открыт:

$$\frac{dx}{dt} = \left| \begin{array}{l} \frac{E}{L} - \frac{R_D}{L} i_L - \frac{1}{L} u_{\text{вых}} \\ \frac{R_H \parallel R_K}{L} E + \frac{R_H \parallel R_K}{R_K} \left[\left(\frac{1}{C} - \frac{R_D R_K}{L} \right) i_L - \left(\frac{R_K}{L} + \frac{1}{R_H C} \right) u_{\text{вых}} \right] \\ \frac{1}{R_{0.c} C_{0.c}} E_{эТ} \left[1 \pm \Delta e \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{T_{эТ}}\right) \right) \right] - \frac{1}{R_{0.c} C_{0.c}} u_{\text{вых}} - \\ - \frac{1}{R_{0.c} C_{0.c}} u_p \end{array} \right|,$$

РЭ закрыт:

$$\frac{dx}{dt} = \begin{vmatrix} -\frac{R_D}{L} i_L - \frac{1}{L} u_{\text{ВЫХ}} \\ \frac{R_{\text{Н}} \parallel R_{\text{К}}}{R_{\text{Н}}} \left[\left(\frac{1}{C} - \frac{R_D R_{\text{К}}}{L} \right) i_L - \left(\frac{R_{\text{К}}}{L} + \frac{1}{R_{\text{Н}} C} \right) u_{\text{ВЫХ}} \right] \\ \frac{1}{R_0 C_{\text{о.с}}} E \left[1 + \Delta e \left(1 - \exp \left(-\frac{t}{T_{\text{ЭТ}}} \right) \right) \right] - \frac{1}{R_0 C_{\text{о.с}}} u_{\text{ВЫХ}} - \\ - \frac{1}{R_{\text{о.с}} C_{\text{о.с}}} u_{\text{р}} \end{vmatrix}$$

На рис. 2.37 приведены кривые изменения выходного напряжения ИВЭП 5В 15А при его ступенчатом изменении на $\pm 5\%$ для параметров эквивалентной схемы, приведенных в табл. 2.3.

Кривая 1 (рис. 2.37) характеризует переходный процесс выходного напряжения ИВЭП при ступенчатом, а кривая 2 — при экспоненциальном изменении эталонного напряжения. В первом случае напряжение изменяется по закону: $e_{\text{ЭТ}} = E_{\text{ЭТ}}(1 \pm 0,05)$; во втором — по закону:

$$e_{\text{ЭТ}} = E_{\text{ЭТ}} \left[1 \pm 0,05 \left(1 - \exp \left(-\frac{t}{T_{\text{ЭТ}}} \right) \right) \right].$$

Как видно, в первом случае (кривая 1) перерегулирование соизмеримо с дискретным изменением выходного напряжения, а при экспоненциальном изменении эталонного напряжения (кривая 2) перерегулирование выходного напряжения отсутствует.

Следует отметить, что применение схем, обеспечивающих экспоненциальное изменение эталонного напряжения с целью исключения перерегулирования, приемлемо для любого типа ИВЭП, независимо от метода регулирования выходного напряжения.

Динамическая нестабильность выходного напряжения ИВЭП при гармоническом изменении тока нагрузки. Динамическая нестабильность выходного напряжения ИВЭП при гармоническом изменении тока нагрузки характеризуется выходным полным сопротивлением ИВЭП: $z_{\text{ВЫХ}}(f) = (\Delta u_{\text{ВЫХ}} / \Delta I)_{f=\text{вар}}$, где $\Delta u_{\text{ВЫХ}}$ — максимальное отклонение выходного напряжения ИВЭП от среднего значения; ΔI — гармоническое изменение тока нагрузки.

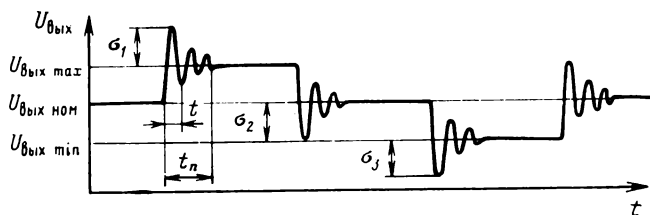


Рис. 2.37 Кривые переходного процесса выходного напряжения ИВЭП 5В 15А при его ступенчатом изменении

Имея зависимость выходного сопротивления ИВЭП от частоты изменения тока нагрузки, можно определить нестабильность питающих напряжений ИС. При удаленности ИВЭП от потребителя необходимо учитывать также паразитные параметры соединяющих проводов (шин) и емкость развязывающих (буферных) конденсаторов. Необходимо учитывать и то, что узлы и устройства ЭВМ конструктивно не сосредоточены, а распределены в ТЭЗах, панелях и т. п., в связи с чем как статическая, так и динамическая нестабильности выходного напряжения ИВЭП непосредственно на ИС будут отличаться от нестабильности выходного напряжения в точке подключения линии ОС.

Динамическая нестабильность, обусловленная выходным сопротивлением ИВЭП и сопротивлением соединительных проводов, имеет большое значение. Следует отметить, что независимо от типов и методов стабилизации выходного напряжения ИВЭП исключить динамическую нестабильность невозможно. Уменьшение ее достигается путем уменьшения сопротивления соединительных проводов (шин) ИВЭП — ИС и использованием буферных (развязывающих) конденсаторов. Для удаленной нагрузки важное значение имеют конфигурация и взаимное расположение соединительных проводов, от которых зависит их собственная и взаимная индуктивности. Следует отметить, что при скручивании соединительных проводов (витая пара) индуктивность уменьшается примерно в два раза.

Чем выше динамические показатели ИВЭП, тем легче и проще обеспечить динамическую нестабильность непосредственно на потребителе. Динамические показатели в значительной степени зависят от параметров *НЧ*. Как правило, при выборе параметров фильтра ИВЭП исходят из требуемого значения пульсации выходного напряжения и обеспечения непрерывности тока дросселя и не учитывают их влияния на динамические показатели ИВЭП. Для оптимизации параметров как самих ИВЭП, так и системы электропитания необходим комплексный подход, так как в конечном счете от принятых решений зависят массогабаритные показатели системы электропитания и помехоустойчивость узлов ЭВМ.

Ниже приведем анализ выходного сопротивления ИВЭП, рассмотрим как на него влияют параметры функциональных узлов и элементов ИВЭП, а также соединительных проводов ИВЭП—ИС.

Для определения зависимости изменения выходного полного сопротивления ИВЭП от частоты импульсного тока нагрузки анализ проводится в установившемся режиме работы ИВЭП и при отсутствии других внешних возмущающих факторов. При отклонении выходного напряжения от установившегося значения в УОС (см. рис. 2.31) усиливается разность выходного и эталонного напряжений, которая одновременно с пилообразным напряжением поступает в *M*, где вырабатывается сигнал управления *РЭ*, приводящий к такому изменению длительности прямоугольных импульсов напряжения в *M*, при которой выходное напряжение

ИВЭП остается постоянным. С помощью ключа K к выходу ИВЭП периодически подключается R_n , вызывающее импульсное изменение тока нагрузки и отклонение выходного напряжения от номинального значения. Максимальное отклонение выходного напряжения зависит от выходного полного сопротивления ИВЭП. Для его определения выведем уравнение динамики ИВЭП.

При воздействии импульсной нагрузки состояние эквивалентной схемы определяется соответствующими положениями $PЭ$ и K . Приведенная схема может находиться в четырех состояниях, так как возможны четыре сочетания положения ключей: 1) $PЭ$ находится в положении 1, ключ K — в положении 0; 2) $PЭ$ и ключ K находятся в положении 1; 3) $PЭ$ и ключ K находятся в положении 0; 4) $PЭ$ находится в положении 0, ключ K — в положении 1.

Следовательно, для полного описания состояний эквивалентной схемы ИВЭП необходимо иметь четыре системы уравнений динамики [23], вытекающие из законов Кирхгофа:

$$\frac{dx}{dt} + A_j x = B_j, \quad j = 1, 2, 3, 4,$$

где j — номер состояния ИВЭП; x — вектор переменных состояния ИВЭП; A_j — матрица состояния ИВЭП; B_j — вектор, элементы которого определяются напряжениями.

В качестве переменных состояния ИВЭП принимаются ток i_L , протекающий через дроссель, выходное напряжение $u_{вых}$ и расогласование u_p : $x = (i_L, u_{вых}, u_p)^T$.

Согласно законам Кирхгофа получаем значения матриц A_j и векторов B_j для четырех состояний ИВЭП.

Для первого состояния $PЭ$ и ключа K

$$B_1 = ((R_n \parallel R_n) E/L, E/L, E_{эТ})^T;$$

$$A_1 = \begin{vmatrix} R_n/L + 1/CR_n & R_n R_n/L - 1/L & 0 \\ 1/L & R_n/L & 0 \\ 1/R_0 C_{о.с} & 0 & 1/R_{о.с} C_{о.с} \end{vmatrix}.$$

Для второго состояния $PЭ$ и ключа K

$$B_2 = [(R \parallel R_n) E/L, E/L, E_{эТ}]^T;$$

$$A_2 = \begin{vmatrix} R_n/L + 1/CR & R_n R_n/L - 1/C & 0 \\ 1/L & R_n/L & 0 \\ 1/R_0 C_{о.с} & 0 & 1/R_{о.с} C_{о.с} \end{vmatrix},$$

где $R = R_n \parallel R_n = R_n R_n / (R_n + R_n)$.

Для третьего состояния $PЭ$ и ключа K

$$B_4 = (0, 0, E_{эТ})^T;$$

$$A_3 = \begin{vmatrix} R_n/L + 1/CR_n & R_n R_n/L - 1/C & 0 \\ 1/L & R_n/L & 0 \\ 1/R_0 C_{о.с} & 0 & 1/R_{о.с} C_{о.с} \end{vmatrix}.$$

Для четвертого состояния $PЭ$ и ключа K

$$B_4 = (0, 0, E_{эТ})^T;$$

$$A_4 = \begin{vmatrix} R_n/L + 1/CR & R_d R_n/L - 1/C & 0 \\ 1/L & R_d/L & 0 \\ 1/R_0 C_{o.c} & 0 & 1/R_{o.c} C_{o.c} \end{vmatrix}.$$

Для определения выходного полного сопротивления ИВЭП составлена программа на языке Фортран-IV, состоящая из: главной программы, определяющей установившееся состояние ИВЭП; четырех подпрограмм, каждая из которых определяет текущее состояние ИВЭП в зависимости от положения $PЭ$ и ключа K ; программы вычисления выходного сопротивления ИВЭП.

Блок-схема алгоритма вычисления выходного полного сопротивления ИВЭП приведена на рис. 2.38, где $NPOD$ — переменная, определяющая номер состояния ИВЭП; $K1, K2$ — переменные, определяющие состояние $PЭ$ и K соответственно; U_{cp} —

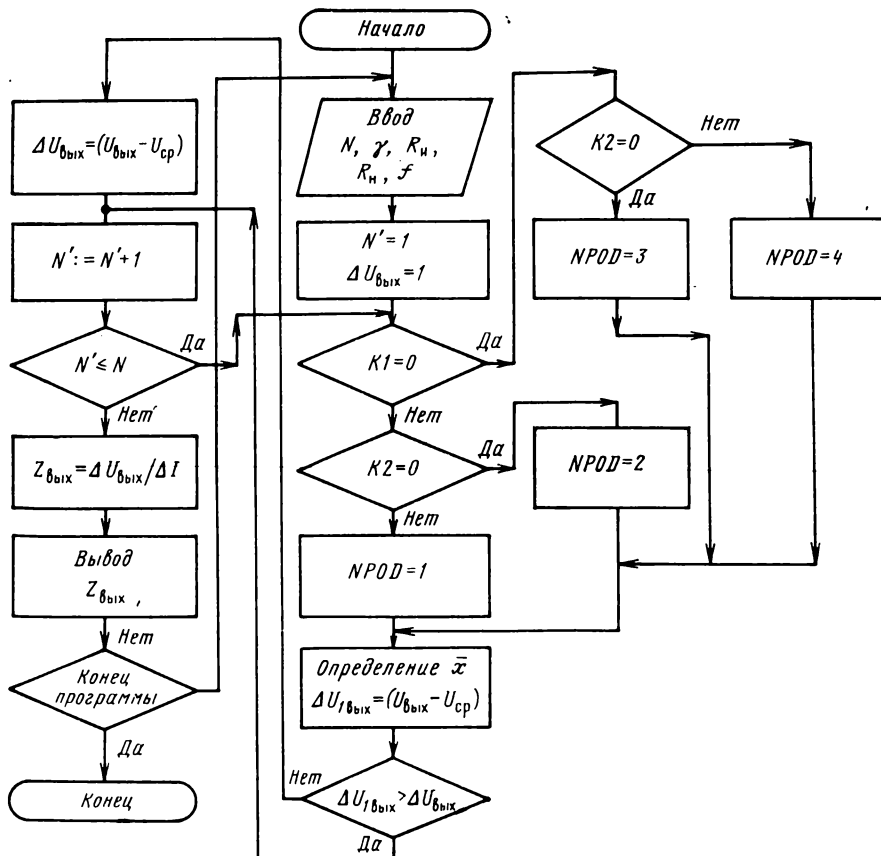


Рис. 2.38. Блок-схема алгоритма вычисления выходного сопротивления ИВЭП

среднее выходное напряжение ИВЭП в установившемся режиме работы; N' — вспомогательная переменная, указывающая текущий номер периода работы ИВЭП; $\Delta U_{\text{вых}}$ — отклонение выходного напряжения ИВЭП от его среднего значения; $Z_{\text{вых}}$ — выходное полное сопротивление для текущей частоты.

С помощью составленной программы вычислено выходное полное сопротивление ИВЭП 5 В и 40 А при значениях параметров эквивалентной схемы (см. рис. 2.31), приведенных в табл. 2.3, при импульсных изменениях тока нагрузки $\Delta I=4$ А, $\gamma_n=0,5$.

На рис. 2.39 приведены кривые выходного полного сопротивления ИВЭП 5 В 40 А, построенные на основе расчетных (кривая 1) и экспериментальных (кривая 2) данных. Кривые имеют экстремумы; кроме того, в области частот $f=2,2 \dots 4,4$ кГц наблюдается резкое увеличение выходного полного сопротивления ИВЭП.

Анализ приведенных кривых показывает, что выходное полное сопротивление ИВЭП достигает максимального значения при частоте переключения ключа K $f=3,3$ кГц, близкой к частоте, обусловленной постоянной времени $НЧ$ ИВЭП, а на высоких частотах выходное полное сопротивление уменьшается, что обусловлено реактивным сопротивлением выходного конденсатора и индуктивностью соединительных проводов.

Нестабильность выходного напряжения ИВЭП при скачкообразном изменении тока нагрузки и входного напряжения. Динамическая нестабильность выходного напряжения ИВЭП является одним из основных показателей качества переходного процесса выходного напряжения при скачкообразном изменении тока нагрузки и входного напряжения.

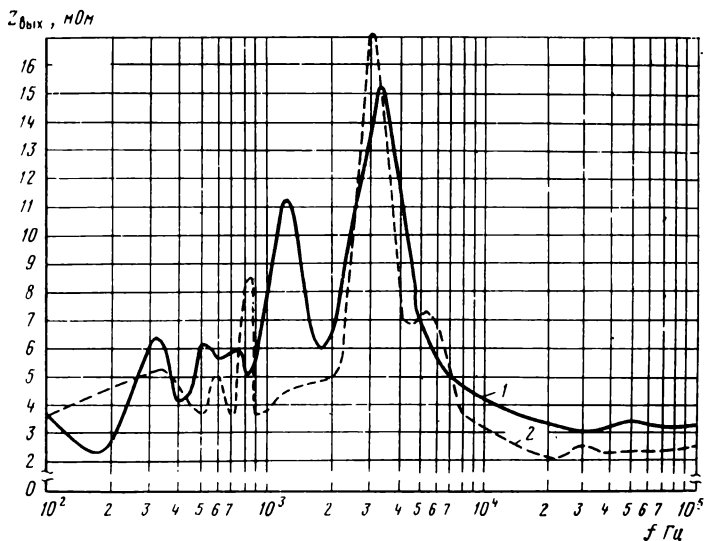


Рис. 2.39. Кривые выходного сопротивления ИВЭП 5 В и 40 А

Качество выходного напряжения ИВЭП при переходных процессах характеризуется: максимальным перерегулированием или максимальным значением динамической нестабильности $\sigma_{дин}$ при различных возмущениях (рис. 2.40,а,б); временем переходного процесса t_n (рис. 2.40); временем максимального перерегулирования t (рис. 2.40); характером переходного процесса (колебательный, аperiodический и др.).

Переходный процесс в зависимости от параметров ИВЭП носит колебательный или аperiodический характер, при этом напряжение характеризуется определенным значением перерегулирования и временем переходного процесса. Из перечисленных показателей качества переходного процесса выходного напряжения важное значение имеет максимальное перерегулирование, так как от него зависит помехоустойчивость узлов ЭВМ.

При исследованиях динамических характеристик для упрощения расчетов принимаются изменения напряжения сети и тока нагрузки в виде скачкообразных возмущений. Не учитываются ха-

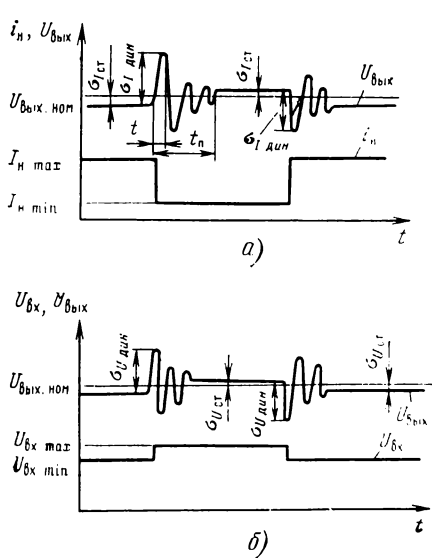


Рис. 2.40. Переходные процессы выходного напряжения при скачкообразном изменении тока нагрузки (а) и скачкообразном изменении входного напряжения (б)

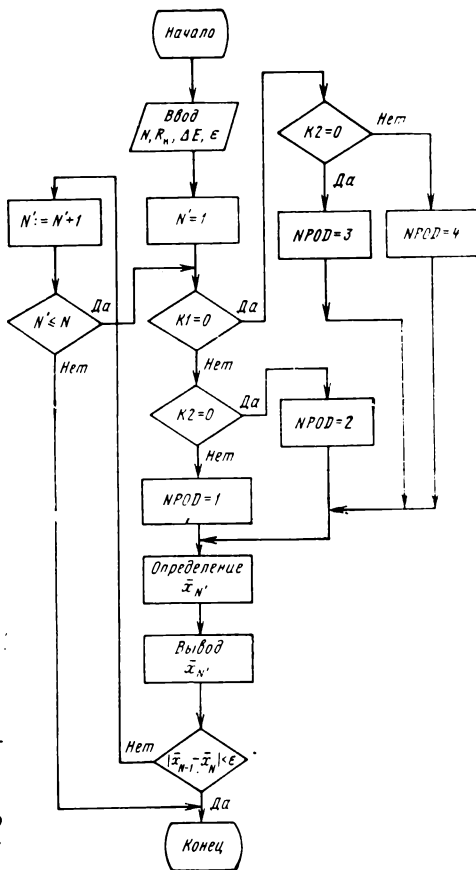


Рис. 2.41. Блок-схема алгоритма для вычисления зависимости выходного напряжения ИВЭП от скачкообразного изменения тока нагрузки

рактир изменения напряжения сети и тока нагрузки, а также влияние соединительных проводов и развязывающих конденсаторов. При этом расчетные значения динамической неустойчивости несколько превышают их реальные значения, в связи с чем меры, принимаемые по ограничению динамических неустойчивостей ИВЭП с учетом их расчетных значений, обеспечивают определенный запас помехоустойчивости узлов ЭВМ.

Исследование переходных характеристик выходного напряжения ИВЭП при скачкообразном изменении тока нагрузки или входного напряжения проводится в установившемся режиме его работы при отсутствии других внешних возмущающих факторов. В обоих случаях в качестве математической модели используется эквивалентная схема ИВЭП, приведенная на рис. 2.31.

Рассмотрим переходный процесс выходного напряжения ИВЭП, вызванный скачкообразным изменением тока нагрузки путем изменения сопротивления нагрузки с помощью ключа K . В приведенной схеме возможны четыре состояния ключей K и $PЭ$. Уравнения динамики данной системы аналогичны приведенным для случая гармонического изменения тока нагрузки.

Для исследования переходных характеристик выходного напряжения ИВЭП при скачкообразном изменении тока нагрузки разработана программа (рис. 2.41), с помощью которой построена кривая переходного процесса выходного напряжения для ИВЭП 5 В 15 А с параметрами, приведенными в табл. 2.3, при импульсном изменении тока нагрузки на 50% от номинального значения (рис. 2.42). Как видно из рис. 2.42, максимальная динамическая неустойчивость при подключении и сбросе нагрузки составляет 0,2 и 0,4 В. Учитывая, что для центральной части ЭВМ импульсное изменение тока нагрузки составляет 10...20%, динамическая неустойчивость будет намного меньше.

Представляет интерес исследование переходных характеристик ИВЭП, в которых для исключения одностороннего насыщения силового трансформатора в преобразователе напряжения, проведено искусственное симметрирование длительности импульсов напряжения в силовых трансформаторах. При этом, как отмече-

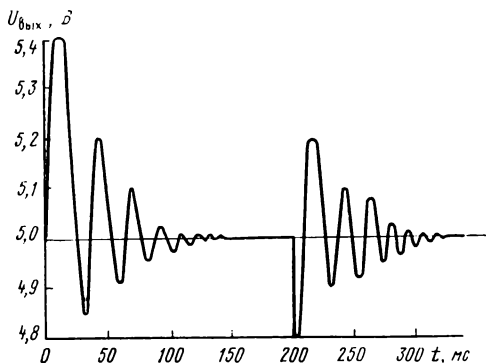


Рис. 2.42. Переходный процесс выходного напряжения ИВЭП при скачкообразном изменении тока нагрузки на 50%

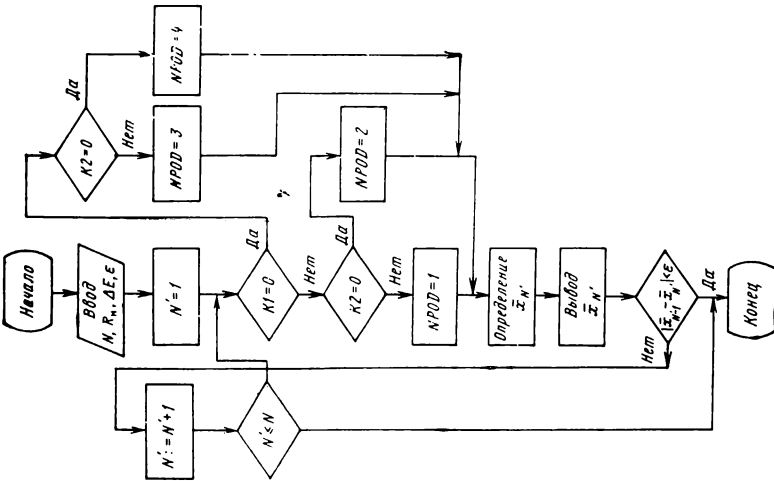


Рис. 2.43. Блок-схема алгоритма вычисления переходных характеристик выходного напряжения ИВЭП от изменения тока нагрузки с учетом запаздывания в цепи обратной связи

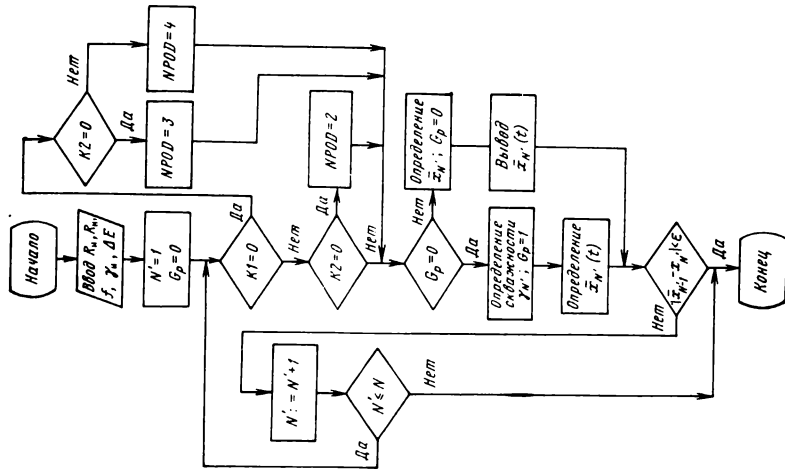


Рис. 2.44. Блок-схема алгоритма вычисления перерегулирования выходного напряжения ИВЭП при изменении входного напряжения

но в § 2.2, происходит запаздывание на один такт квантования. На рис. 2.43 приведена блок-схема алгоритма вычисления зависимости переходных характеристик выходного напряжения ИВЭП от изменения тока нагрузки с той лишь разницей (см. рис. 2.41), что здесь учитывается запаздывание в цепи ОС. Как показывают результаты расчета и экспериментальные исследования, переходные процессы выходного напряжения ИВЭП с запаздыванием в цепи ОС и без него практически не отличаются.

Аналогичным образом можно исследовать переходный процесс выходного напряжения при скачкообразном изменении входного напряжения.

Для этого случая уравнения принимают следующий вид в зависимости от состояния ключа $PЭ$:

$PЭ$ находится в положении 1, ключ K — в положении 0 (см. рис. 2.31):

$$\mathbf{B}_1 = [(R_{\text{н}} \parallel R_{\text{н}}) (E + \Delta E)/L (E + \Delta E)/L, E_{\text{э.т}}]^T;$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{vmatrix} R_{\text{к}} + \frac{1}{CR_{\text{н}}} & \frac{R_{\text{д}} R_{\text{к}}}{L} - \frac{1}{C} & 0 \\ \frac{1}{L} & \frac{R_{\text{д}}}{L} & 0 \\ \frac{1}{R_{\text{о.с}} C_{\text{о.с}}} & 0 & \frac{1}{R_{\text{о.с}} C_{\text{о.с}}} \end{vmatrix},$$

$PЭ$ и ключ K находятся в положении 0:

$$\mathbf{B}_3 = (0, 0, E_{\text{э.т}})^T;$$

$$\mathbf{A}_3 = \begin{vmatrix} \frac{R_{\text{к}}}{L} + \frac{1}{CR_{\text{н}}} & \frac{R_{\text{д}} R_{\text{к}}}{L} - \frac{1}{C} & 0 \\ \frac{1}{L} & \frac{R_{\text{д}}}{L} & 0 \\ \frac{1}{R_{\text{о.с}} C_{\text{о.с}}} & 1 & \frac{1}{R_{\text{о.с}} C_{\text{о.с}}} \end{vmatrix}.$$

Разработана программа (рис. 2.44), с помощью которой определено значение перерегулирования переходного процесса выходного напряжения ИВЭП 5 В 15 А (с параметрами, приведенными в табл. 2.2) при изменении входного напряжения на 10% (составляет 1,5%).

Если учесть, что в реальных схемах скачкообразное изменение входного напряжения в значительной степени демпфируется во входном фильтре, эта нестабильность будет во много раз меньше [6].

Глава 3. ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ УСТРОЙСТВ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

3.1. Основные задачи обеспечения электромагнитной совместимости устройств СЭП с другими устройствами

Одной из причин снижения производительности ЭВМ являются временные потери ее работоспособности из-за значительной восприимчивости ее узлов и устройств к внешним и внутренним помехам. В связи с этим особое значение приобретает проблема защиты ЭВМ от электромагнитных помех, которую невозможно решить без решения задачи ЭМС устройств СЭП с другими устройствами ЭВМ.

Под ЭМС устройств СЭП и ЭВМ понимается обеспечение нормальной работы этих устройств при взаимных влияниях электромагнитных помех.

Проблема обеспечения ЭМС РЭА, в частности ЭВМ, заключается в решении двух задач. Первая сводится к снижению восприимчивости узлов и устройств ЭВМ к внешним и внутренним помехам до такой степени, при которой качество функционирования ЭВМ сохраняется на заданном уровне. Вторая задача заключается в сведении к минимуму внешних и внутренних (собственных) помех.

Актуальность решения проблемы ЭМС устройств СЭП приобретает особое значение на современном этапе проектирования ЭВМ, с одной стороны, из-за возросших требований к качеству питающих напряжений ИС, увеличения восприимчивости к помехам узлов ЭВМ, которое объясняется тем, что элементная база современных ЭВМ характеризуется чрезвычайно малой энергией полезных сигналов, и, с другой стороны, из-за увеличения интенсивности помехообразования устройствами СЭП, обусловленной увеличением мощности устройств СЭП и их импульсным режимом работы.

Качество питающих напряжений ЭВМ определяется параметрами ИВЭП и зависит, в свою очередь, от качества напряжения первичной сети, условий эксплуатации и электромагнитной обстановки в ЭВМ.

Как известно, ЭВМ включает в себя устройства, содержащие узлы и элементы различных типов — электронные, электромеханические, энергетические, которые в стационарных и нестационарных режимах работы являются источниками интенсивных электромагнитных помех. Эти помехи по цепям электропитания и через общий заземляющий контур проникают в питающие напряжения ИС и в первичную сеть и могут привести к сбоям и отказам узлов и устройств ЭВМ. Из числа устройств ЭВМ, являющихся источниками электромагнитных помех, необходимо выде-

лить устройства СЭП, в первую очередь импульсные ИВЭП, а также электрооборудование и электромеханические устройства — АГП, БУП, БУС и РУ (см. рис. 1.1), которые включают в себя трансформаторы, электромеханические пускатели и реле, преобразовательные агрегаты с регуляторами и корректорами напряжения, выпрямительные и преобразующие схемы с емкостной и индуктивной реакциями и т. п.

Причиной помехообразования является взаимное влияние активных и пассивных элементов узлов и устройств СЭП и ЭВМ в процессе их работы, которое может быть причиной сбоев и отказов этих устройств. Для объективной оценки электромагнитной обстановки ЭВМ и интенсивности помехообразования устройствами ЭВМ необходимо провести исследования причин возникновения и характера распространения электромагнитных помех.

На рис. 3.1 представлены источники помех, пути их распространения и влияние на ИВЭП и другие устройства ЭВМ, а также на другие потребители, питающиеся от сети переменного тока вместе с узлами ЭВМ.

Электромагнитные помехи разделяются на внешние и внутренние. К внешним помехам относятся атмосферные, космические и промышленные.

Атмосферные и космические помехи являются следствием естественных процессов, происходящих в природе: грозовых разрядов, солнечной радиации, космических излучений, магнитных бурь и т. п. Наиболее существенные помехи могут возникать при грозовых разрядах, так как молния создает очень сильное электро-

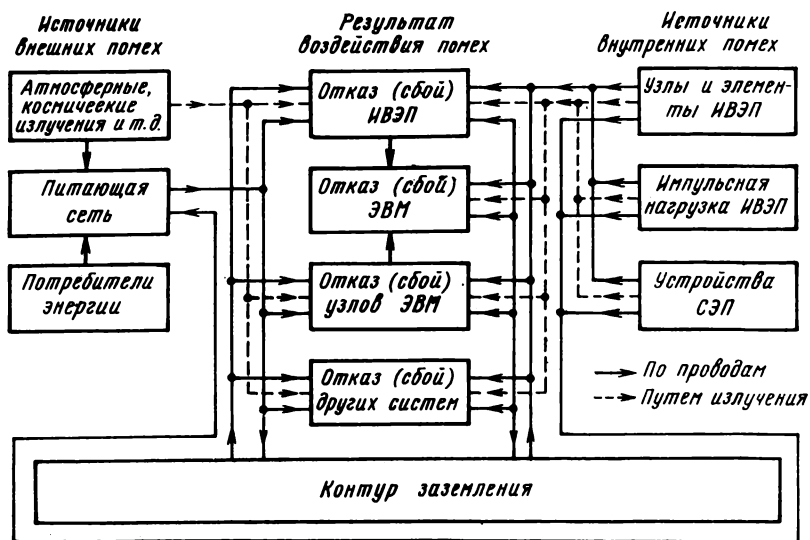


Рис. 3.1. Источники помех, пути их распространения

магнитное поле, приводящее к значительному изменению напряжения в линиях электропередачи при нарушении их изоляции.

Для широкого класса ЭВМ особенно опасны промышленные помехи, которые создаются аппаратурой дуговой и контактной сварки, силовой пускорегулирующей аппаратурой, электрооборудованием, электромеханическими устройствами, медицинской аппаратурой и т. п.

Из внешних причин чаще всего встречается недопустимое изменение или кратковременное пропадание входного переменного напряжения СЭП. Это связано с неустойчивой работой первичной сети или же с нарушением правил эксплуатации электроустановок со стороны потребителей, работающих в нестационарных режимах и питающихся вместе с ЭВМ от общей трансформаторной подстанции.

К внешним относятся также помехи, образующиеся в результате электростатических разрядов между обслуживающим персоналом и корпусом ЭВМ. Электростатический разряд высокого напряжения возникает в сухой среде при синтетических покрытиях полов и искусственных материалах одежды обслуживающего персонала.

К внутренним помехам относятся помехи, образуемые самими устройствами ЭВМ, в том числе и устройствами СЭП, в стационарных режимах их работы, связанные с тем, что эти устройства включают в себя элементы, узлы и цепи нелинейного преобразования сигналов с широким спектром частот, значительного изменения импульсных напряжения и тока.

Электромагнитные помехи распространяются от источника помех к приемнику помех двумя способами — кондуктивным и излучением через пространство. Электромагнитные помехи проникают к ИС через ИВЭП и общий заземляющий контур кондуктивным способом по цепям электропитания. Например, высокочастотные помехи первичной сети проникают на выход ИВЭП через паразитные межобмоточные емкости разделительных трансформаторов, межвитковые емкости дросселей фильтров, ЭРИ и соединительные провода. По этим цепям и по заземляющему контуру циркулируют паразитные токи, которые создают импульсные помехи на выходе и входе ИВЭП.

Причинами возникновения импульсных помех в узлах и устройствах ЭВМ являются: перекрестные наводки между сигнальными линиями из-за паразитных емкостей и индуктивностей; отражения сигналов в сигнальных линиях связи из-за неоднородности и несогласованности нагрузок; паразитные связи между ИС по цепям электропитания и контурам заземления; наводки от внешних электромагнитных полей.

Кроме этих причин необходимо отметить импульсные помехи, создаваемые устройствами СЭП, основными причинами образования которых являются: нестационарные коммутационные режимы (включение, выключение, короткое замыкание и т. д.) устройств СЭП и ЭВМ; коммутация напряжения (тока) в цепях

переменного и постоянного тока в первичных и во вторичных цепях электропитания ЭВМ; периодическая импульсная или переменная нагрузка, обусловленная работой функциональных устройств ЭВМ, приводящая к переходным процессам в цепях ИВЭП и вызывающая периодические помехи на выходе и входе ИВЭП, а также других устройств ЭВМ; периодические коммутационные переходные процессы, возникающие при переключении транзисторов преобразователей, на диодах высокочастотного выпрямителя и других элементах импульсных ИВЭП; гармонические составляющие выпрямленного напряжения (тока) входного выпрямителя, вызывающие искажение формы напряжения питающей сети и возникновение гармонических составляющих в нем.

Помехи, создаваемые устройствами СЭП, в рамках ЭВМ являются внутренними помехами. Они воздействуют на ИС через цепи электропитания и могут привести к отказу или сбою устройств ЭВМ.

Импульсные ИВЭП, в частности ИВЭП с бестрансформаторным входом, являются источниками интенсивных электромагнитных помех. В связи с тем, что ИВЭП служат промежуточным звеном между первичной сетью и узлами ЭВМ, жесткие требования предъявляются к их помехоустойчивости и они должны обладать свойствами фильтра, т. е. не передавать имеющиеся в сети помехи в нагрузку и, наоборот, из нагрузки в сеть.

Помехи, создаваемые устройствами ЭВМ, в том числе устройствами СЭП, являются внешними для других потребителей, питающихся от той же первичной сети, что и ЭВМ (рис. 3.1).

Основополагающими условиями обеспечения ЭМС ЭВМ является разработка обоснованных технических требований, регламентирующих электромагнитную обстановку ЭВМ, допустимую ей восприимчивость и помехообразование. Существующие нормативно-технические документы (НТД), регламентирующие нормы электромагнитной совместимости РЭА и, в частности, ЭВМ, не удовлетворяют требованиям современной РЭА. В основном в них отсутствуют требования по импульсным помехам и по кратковременным изменениям напряжения первичной сети, которые могут быть причиной нарушения нормального функционирования ЭВМ. Имеется ряд НТД разного ранга и назначения, содержащих отдельные нормы по обеспечению ЭМС (табл. 3.1). Их можно взять за основу или учесть в последующем при разработке стандарта по обеспечению ЭМС ЭВМ [24].

Параметры входного напряжения ЭВМ зависят от качества работы энергосистемы, характера работы коммутационной аппаратуры, другого оборудования, питающегося вместе с ЭВМ от общей сети. На параметры входного напряжения влияет также характер работы устройств СЭП самих ЭВМ.

Причины неустойчивой работы энергосистемы и понижающей коммутационной аппаратуры и оборудования бывают внутреннего характера из-за ненадежной работы их устройств и внешне-

Т а б л и ц а 3.1

Нормативно-технический документ	Область распространения
Военные стандарты США MIL-STD-461A, 462 Нормы фирмы IBM (США) Нормы фирмы NCR (США) Стандарт IEEE STD-472 (США) Стандарт С-1003 (Япония) Стандарт МЭК 255-4, МЭК 255-5 Стандарт МЭК 550	Радиоэлектронная аппаратура военного назначения Управляющие вычислительные машины Цифровые вычислительные машины Электрические реле Цифровые вольтметры Электрические реле Устройства числового программного управления технологическими машинами
Норма фирмы HP (США) Нормы ЭЭС (Европейского экономического сообщества) Стандарты МЭК 801-1, МЭК 801-2, МЭК 801-3, МЭК 801-4, МЭК 801-5 ГОСТ 21021—80	Электропитание оборудования Электронное оборудование Оборудование для измерения и управления технологическими процессами
РТМ 25 93—72 Стандарт СЭВ 4702—84	Устройства числового программного управления станками Цифровые вычислительные машины Изделия УРС (автономного контроля, регулирования и управления)

го характера из-за атмосферных явлений, нестационарных и аварийных режимов работы энергоемких потребителей.

По данным фирмы IBM (США) из-за гроз в летние месяцы наблюдается одно-два отключения электропитания ЭВМ в неделю. Возмущения напряжения в первичной сети при этом имеют длительность примерно 0,3 с, а напряжение в линии снижается примерно до одной трети номинального значения на время 0,15 ... 0,2 с. Опыт фирмы показал, что вследствие влияния длительных помех в сети электропитания в любой ЭВМ наблюдается от 25 до нескольких сот ошибок или отключений в год.

Импульсные помехи в первичной сети, вызванные грозовыми явлениями, достигают 100 ... 400 В, а количество гроз в зависимости от местности и времени года доходит до 100.

Защитные устройства системы электроснабжения позволяют значительно снизить перенапряжения при ударах молний (примерно в 2,5 раза при длительности импульса 10 ... 40 мкс), однако при работе этих устройств в момент отключения пораженных участков линии могут наблюдаться значительные выбросы, а также провалы напряжения из-за перезарядки емкости линии электропередачи.

Недопустимые изменения или кратковременное пропадание входного переменного напряжения ЭВМ связано также с нарушением норм электропитания электроустановок со стороны потребителей (дуговые печи, контактная сварка, штамповочно-прессовочное оборудование и т. д.), работающих в нестационарных режимах и питающихся вместе с ЭВМ от общей трансформаторной подстанции. По этой причине, например, на трансформатор-

ной подстанции часто срабатывает защита от перегрузки или короткого замыкания, что приводит к пропаданию напряжения отдельной фазы или всех трех фаз. Продолжительность прерывания электроснабжения может быть как длительной, так и кратковременной. Например, в промышленной сети США ежегодно происходят в среднем два-три полных отказа и несколько сотен коротких замыканий длительностью до 20 периодов, когда для нарушения нормального функционирования большинства вычислительных систем достаточно потери одного периода питающего напряжения.

Кратковременные изменения напряжения, имеющие место при включении и выключении коммутирующей аппаратуры, батарей конденсаторов с большими емкостями часто приводят к резонансным явлениям из-за наличия индуктивного сопротивления в линии электропередачи.

Недопустимое изменение первичного напряжения может привести к выходу из строя устройств ЭВМ, в том числе устройств СЭП, или же к сбою ЭВМ, приводящим к большому экономическому ущербу. Так, по данным Министерства торговли США экономический ущерб для пользователей крупных ЭВМ только из-за различного рода нарушений электроснабжения может достигать 100 ... 150 тыс. дол. в год.

Часто в сети переменного тока кратковременные и длительные провалы и выбросы напряжения намного превышают установленные НТД нормы. Как правило, за эти неисправности энергосистемы не несут ответственности, во-первых, потому, что в НТД в основном отсутствуют нормы к качеству напряжения первичной сети и, во-вторых, потому, что недопустимые изменения входного напряжения ЭВМ не всегда являются результатом неустойчивой работы энергосистемы. Они могут быть связаны с неустойчивой работой понижающего коммутационного оборудования между энергосистемой и ЭВМ или с наличием переходных процессов, вызванных работой других потребителей, питающихся вместе с ЭВМ от общей сети. С другой стороны, разработчики и изготовители ЭВМ не могут гарантировать надежную работу ЭВМ при всех возможных изменениях входного напряжения, связанных с неустойчивой работой источников первичной сети. Решением вопроса является устранение несоответствия между качеством напряжения энергосистемы и входного напряжения ЭВМ, с одной стороны, и восприимчивостью ЭВМ — с другой.

Поскольку выбросы и провалы, а также кратковременные прерывания напряжения сети носят случайный характер, исследование закономерности изменения напряжения сети проводится путем набора статистических данных, характеризующих конкретную энергосистему и объект, где устанавливаются ЭВМ и их комплексы.

В СКБ вычислительных машин (г. Вильнюс) проведены исследования длительных возмущений напряжения сети 380/220 В [25], результаты которых приведены в табл. 3.2.

Т а б л и ц а 3.2

Наименование параметра	ВЦ	КБ	Механический цех завода
Суммарное время наблюдения, ч	108	486	1617
Количество зарегистрированных:			
провалов	24	84	209
выбросов	0	0	9
отключений	2	55	125
Средний период следования, ч:			
провалов	4,5	5,7	7,7
выбросов	—	—	180
отключений	5,4	8,8	12,9
Средняя глубина провала, В	73	76	68
Средняя амплитуда выброса, В	—	—	26

В ВМС США [26] проведен набор статистических данных по качеству напряжения первичной сети в течение десяти лет. Для этой цели была разработана специальная аппаратура контроля и регистрации. Как показывают исследования, следует различать три типа нарушений напряжения первичной сети:

1) кратковременные изменения напряжения длительностью 0,5 ... 200 мкс, и амплитудой, в 2 ... 4 раза превышающей номинальное напряжение сети;

2) провалы и выбросы напряжения от -80 до $+110\%$ от номинального значения напряжения сети с длительностью 16 ... 250 мс;

3) понижение напряжения сети на 80% от номинального значения длительностью 2 ... 60 с при автоматическом и 15 ... 44 мин при ручном управлении процессом восстановления энергоснабжения.

Несмотря на большой объем проведенной работы, указанные исследования нельзя полностью распространить на другие энергосистемы и объекты, в которых установлены ЭВМ.

По данным [27] продолжительность 70 ... 80% отклонений напряжения сети составляет не более 320 нс; по амплитуде 60 ... 70% отклонений не превышает 25% от номинального значения; около 60% отклонений одновременно не превышает 320 мс по длительности и 25% номинального уровня по напряжению.

Здесь следует отметить, что имеются НТД по ограничению индустриальных помех, выполнение требований которых частично ограничивает импульсные помехи периодического характера. Однако это недостаточно для обеспечения помехоустойчивости ЭВМ от помех, имеющих в первичной сети.

Как правило, в конструкторской документации ЭВМ отсутствуют требования к качеству напряжения первичной сети, а лишь в требованиях к помещениям приводится ряд рекомендаций по условиям подключения ЭВМ к промышленной сети.

За рубежом, в частности в США, несмотря на то, что завод-изготовитель (например, фирмы PDP и IBM) гарантирует устой-

чивую работу ЭВМ при различных изменениях напряжения первичной сети, для обеспечения устойчивой работы ЭВМ при воздействии сетевых помех в зависимости от электромагнитной обстановки и важности решаемой задачи принимают дополнительные меры. Имеются специальные учреждения по сервисному обслуживанию, которые с учетом назначения ЭВМ и исходя из экономических соображений определяют необходимость использования дополнительных устройств — помехоподавляющих фильтров, устройств подавления помех, агрегатов гарантийного питания (АГП) и так далее, обеспечивающих качество электроснабжения ЭВМ, и производят установку этих устройств у потребителя ЭВМ.

В зависимости от выполняемых функций электропитание отечественных ЭВМ также осуществляется через АГП или двухмашинные агрегаты. При этом повышается помехоустойчивость ЭВМ от внешних помех. Однако вследствие большого внутреннего полного сопротивления они являются причиной недопустимых изменений напряжения при стационарных, нестационарных, а также аварийных режимах работы ЭВМ и устройств СЭП. В связи с этим необходимо принимать меры по уменьшению помехообразования и снижению восприимчивости устройств ЭВМ, в том числе устройств СЭП, к выбросам и провалам напряжения автономного источника. Следовательно, мероприятия по снижению восприимчивости устройств ЭВМ к кратковременным изменениям входного напряжения ЭВМ необходимо проводить независимо от того, используется автономный источник или же электропитание осуществляется непосредственно от промышленной сети.

Для проведения целенаправленной работы по оценке схемотехнических и конструктивно-технологических мер, применяемых для подавления или снижения уровня помех, воздействующих на ЭВМ, требуются комплексные методы исследования помехоустойчивости ЭВМ.

Для всестороннего исследования параметров электромагнитных помех, определения причин их возникновения и распространения в первую очередь необходим комплект контрольно-измерительной и имитирующей аппаратуры. В частности, требуются регистраторы сетевых помех, фиксирующие значение, форму кривой, частоту следования помех и время суток появления помех, что даст возможность установить связь между помехами сети и нарушениями нормального функционирования ЭВМ. Необходима аппаратура, имитирующая различные возмущения напряжения сети, для исследования помехоустойчивости ИВЭП и других устройств СЭП и ЭВМ на этапе их проектирования, а также производства и эксплуатации.

В настоящее время в нашей стране и за рубежом разработан ряд регистраторов помех, предназначенных для исследования электрических возмущений в сетях переменного тока и электромагнитных возмущений по эфиру.

Например, фирмой Billings Mc.Eachern [28] разработаны автоматические устройства контроля, обнаруживающие неисправности в сети, вызывающие сбой системы. Приборы снабжены ЗУ, фиксирующими характер неисправности, время и дату ее возникновения. Приборы выпускаются для различных напряжений и частот питающей сети, с различными установками срабатывания защит. Например, модель на 120 В, 60 Гц обеспечивает срабатывание защиты: при понижении напряжения сети до 80 В в течение 500 мс; при повышении напряжения сети до 125 В в течение 100 мс; при провалах с амплитудой и длительностью 105 В, 100 мс и 80 В, 20 мс; при выбросах 200 В, 10 мкс; при высокочастотных помехах амплитудой 2 В, длительностью 50 мс при частоте 100 кГц.

Надо отметить, что несмотря на отсутствие в настоящее время норм, регламентирующих помехообразование и восприимчивость электромагнитных помех узлами и устройствами ЭВМ, в том числе устройствами СЭП, весьма актуальна проблема обеспечения ЭМС устройств СЭП с другими устройствами ЭВМ, для решения которой необходимо: обеспечение помехоустойчивости устройств ЭВМ при работе устройств СЭП в стационарных, нестационарных аварийных режимах и помехоустойчивости устройств СЭП при работе устройств ЭВМ в стационарных, нестационарных, профилактических и аварийных режимах; обеспечение помехоустойчивости устройств ЭВМ, в том числе устройств СЭП, при воздействии сетевых помех, имеющих внешний и внутренний характер; повышение помехоустойчивости элементной базы устройств ЭВМ и СЭП, имеющей большую восприимчивость к помехам.

Как отмечено выше, повышение помехоустойчивости средств ЭВМ может быть достигнуто путем уменьшения восприимчивости узлов, с одной стороны, и уменьшения помехообразования и сферы действия помех, с другой стороны.

Среди устройств ЭВМ, к которым предъявляют жесткие требования по помехоустойчивости, следует выделить устройства СЭП и в первую очередь ИВЭП. Это объясняется тем, что, во-первых, ИВЭП являются промежуточным звеном прохождения помех от первичной сети к узлам ЭВМ, и, во-вторых, сбой или отказ узлов ИВЭП может сопровождаться чрезмерным увеличением (уменьшением) выходного напряжения ИВЭП, а это приведет к выходу из строя или к сбою узлов и устройств ЭВМ.

Всесторонние исследования помехоустойчивости ИВЭП от внешних и внутренних помех и выдача рекомендаций по ее повышению при высокой степени интеграции устройств ЭВМ, в том числе и ИВЭП, приведет к повышению помехоустойчивости и надежности как СЭП, так и ЭВМ в целом.

Исследования устойчивости ИВЭП к сетевым помехам при условии обеспечения требуемых параметров выходного напряжения проведены недостаточно как у нас в стране, так и за рубежом.

Исследования по уменьшению помехообразования ИВЭП и рас-

пространению помех мало освещены. Поэтому для решения одной из важных задач — проблемы ЭМС необходимо разработать методы аналитической оценки помехообразования устройств и помехоустойчивости СЭП, в частности ИВЭП, на этапе разработки с целью оптимизации схемных и конструктивных решений, обеспечения серийнопригодности ИВЭП и, следовательно, повышения эксплуатационной надежности СЭП.

Основополагающие направления по обеспечению ЭМС устройств СЭП с другими устройствами ЭВМ следующие: исследование качества выходного напряжения ИВЭП при различных возмущениях напряжения первичной сети; исследование влияния параметров элементов ИВЭП на параметры выходного напряжения при различных возмущениях напряжения первичной сети; разработка комплекса мероприятий по повышению качества выходного напряжения ИВЭП при различных возмущениях напряжения первичной сети, в том числе при аварийных отключениях напряжения первичной сети; исследование помехообразования ИВЭП с бестрансформаторным входом и его влияния на устройства ЭВМ и первичную сеть; исследование влияния параметров элементов ИВЭП и их режимов работы на интенсивность помехообразования и распространения помех в первичную сеть и на выход ИВЭП; исследование помехообразования ИВЭП с бестрансформаторным входом в нестационарных режимах работы; разработка комплекса рекомендаций по схемотехническим решениям и по электронному конструированию ИВЭП и других устройств СЭП с учетом исключения или уменьшения помехообразования, а также распространения помех в устройства ЭВМ и в первичную сеть; разработка аппаратуры, имитирующей различные возмущения напряжения сети, для исследования помехоустойчивости ИВЭП и других устройств СЭП.

Решение выше указанных задач является весьма актуальным. Результаты этих исследований найдут широкое применение не только в области проектирования СЭП ЭВМ, но и другой РЭА и направлены на повышение надежности ЭВМ.

3.2. Исследование и обеспечение бесперебойной работы ЭВМ при различных помехах в напряжении первичной сети

Помехи в первичной сети. Одной из причин снижающих надежность и производительность ЭВМ, является недопустимое изменение питающих напряжений ее узлов, т. е. выходных напряжений ИВЭП. Недопустимые изменения выходного напряжения ИВЭП могут быть вызваны внешними и внутренними причинами. К внешним причинам можно отнести недопустимые изменения тока нагрузки и напряжения первичной сети, климатические и механические воздействия, а также спецвоздействия. К внутренним причинам — выбор неоптимальных схемотехнических и конструктивно-технологических решений, нарушение тепловых и элект-

трических режимов отдельных элементов и функциональных узлов ИВЭП, взаимное влияние электромагнитных помех, создаваемых элементами и узлами ИВЭП. Изменение выходного напряжения ИВЭП в большинстве случаев практически устраняемо, так как любая аппаратура в процессе проектирования проходит тщательную проверку и испытания с обеспечением определенных запасов по всем параметрам. Среди вышеуказанных причин, приводящих к изменению выходного напряжения ИВЭП, а следовательно, к снижению помехоустойчивости ИС, трудной является задача исключения влияния изменения напряжения первичной сети. Как отмечено выше (§ 3.1), несмотря на нормирование изменения напряжения промышленной сети, в реальных сетях имеются кратковременные или длительные недопустимые изменения напряжения. Некоторые формы этих изменений приведены на рис. 3.2. Причины этих изменений рассмотрены в § 4.1.

Сетевые помехи можно разделить на две категории: низкочастотные возмущения или длительные провалы и выбросы напряжения; высокочастотные возмущения или импульсные помехи. Под низкочастотными возмущениями подразумеваются провалы и выбросы напряжения, длительность которых сравнима или превышает длительность периода напряжения промышленной частоты (рис. 3.2, в). Высокочастотные возмущения представляют собой кратковременные импульсные помехи, накладывающиеся на синусоидальное напряжение первичной сети и искажающие его форму, как показано на рис. 3.2, а, б. На рис. 3.2, г, д показано напряжение первичной сети при аварийных отключениях, которое можно отнести к длительным провалам.

Следует отметить, что на практике возможны различные сочетания указанных возмущений. Ниже будут рассмотрены влияние низкочастотных и высокочастотных возмущений на напряжение сети на выходное

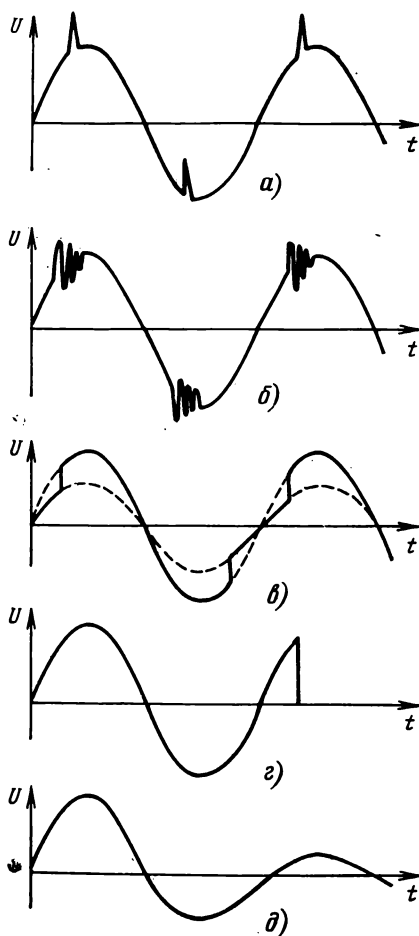


Рис. 3.2. Некоторые формы помех в первичной сети

напряжение ИВЭП и методы уменьшения их влияния на работу узлов ЭВМ.

Исследование влияния низкочастотных возмущений на выходное напряжение ИВЭП. Изменение напряжения первичной сети выше допустимых значений может привести к отказу или к выходу из строя ИВЭП, что повлечет за собой увеличение или уменьшение выходного напряжения ИВЭП до недопустимого значения, вследствие чего может произойти сбой или выход из строя узлов ЭВМ.

Защищенность ЭВМ при низкочастотных возмущениях обеспечивается применением двухмашинных агрегатов, агрегатов гарантийного питания (АГП), обеспечивающих гальваническую развязку между первичной сетью и входным напряжением ЭВМ. Однако в этом случае имеет место изменение входного напряжения на недопустимое значение, вызванное устройствами ЭВМ. Это связано с тем, что ток потребления устройств ЭВМ, в том числе устройств СЭП, в стационарных и нестационарных режимах, а также в профилактических и аварийных режимах работы имеет импульсный характер, вследствие чего из-за определенного внутреннего полного сопротивления автономного источника электропитания создаются перекрестные помехи во входном напряжении устройств ЭВМ. В связи с этим, независимо от организации первичного электроснабжения ЭВМ, всегда имеется задача обеспечения ЭМС устройств ЭВМ, в том числе устройств СЭП. Электропитание ЭВМ от отдельного фидера трансформаторной подстанции в значительной степени уменьшает воздействие помех.

В большинстве случаев при превышении напряжения первичной сети на недопустимое значение устройства защиты СЭП отключают питающее напряжение. Кроме того, превышение напряжения первичной сети не приводит к перерегулированию выходного напряжения ИВЭП. Следовательно, задача обеспечения безотказной работы ЭВМ при низкочастотных возмущениях сводится к обеспечению работы ЭВМ при уменьшении или исчезновении питающего напряжения, для чего необходима непрерывность электроснабжения или сохранность информации в ЭВМ.

Исследование влияния высокочастотных возмущений напряжения сети на выходное напряжение ИВЭП. В реальных сетях, как отмечено в § 3.1, имеются импульсные помехи различных форм и параметров, влияния которых на выходное напряжение ИВЭП различны в зависимости от параметров импульсных помех и параметров самих ИВЭП.

Оценку помехоустойчивости узлов и устройств ЭВМ можно провести следующим образом. Спектр помех в выходном напряжении ИВЭП определяется из выражения:

$$U_{\text{вых } t}(s) = K_t(s) U_{\text{вх } t}(s), \quad (3.1)$$

где $K_t(s)$ — передаточная функция ИВЭП; $U_{\text{вх } t}(s)$ — функция помех сети.

Выражение (3.1) соответствует случаю, когда к моменту очередного воздействия $U_{вх i}(s)$ переходные процессы в ИВЭП полностью завершены. Если переходные процессы не завершены, то спектр помех в выходном напряжении ИВЭП определяется:

$$U_{\text{ВЫХ}}(s) = \sum_{i=1}^n U_{\text{ВЫХ } i}(s) \exp -t_i s,$$

где t_i — задержка воздействия $U_{вх i}(s)$ относительно начала отсчета.

Спектральная характеристика выходного напряжения ИВЭП при воздействии сетевых помех определяется из выражения (3.1):

$$20 \lg |U_{\text{ВЫХ } i}(j\omega)| = 20 \lg |K_i(j\omega)| + 20 \lg |U_{\text{ВХ } i}(j\omega)|, \quad (3.2)$$

где $K_i(j\omega)$ — передаточная функция ИВЭП; $U_{\text{ВХ } i}(j\omega)$ — функция помех в сети.

$$20 \lg |U_{\text{ВЫХ}}(j\omega)| = 20 \lg \left| \sum_{i=1}^n U_{\text{ВЫХ } i}(j\omega) \exp(-t_i j\omega) \right|.$$

Используя выражение (3.2), строится спектральная характеристика воздействия сетевых помех на выходное напряжение ИВЭП, что дает возможность провести оценку помехоустойчивости узлов и устройств ЭВМ.

Для исследования влияния кратковременных сетевых помех на работу ИВЭП определим передаточные функции ИВЭП. На рис. 3.3 приведена схема силовой части ИВЭП с бестрансформаторным входом, выполненного по мостовой схеме преобразователя напряжения, где пунктиром показаны паразитные параметры функциональных узлов и элементов ИВЭП; C'_{T1} , C'_{T2} — межвитковые емкости первичной и вторичных обмоток трансформатора; C'_{T12} — межобмоточная емкость трансформатора; C_L — межвитковая емкость дросселя $L1$; L_C — индуктивность конденсатора C ; C_{VD5} , C_{VD6} — емкость диодов $VD5$, $VD6$.

На рис. 3.4,а приведена схема силового — разделительного трансформатора, а на рис. 3.4,б — его эквивалентная схема, где

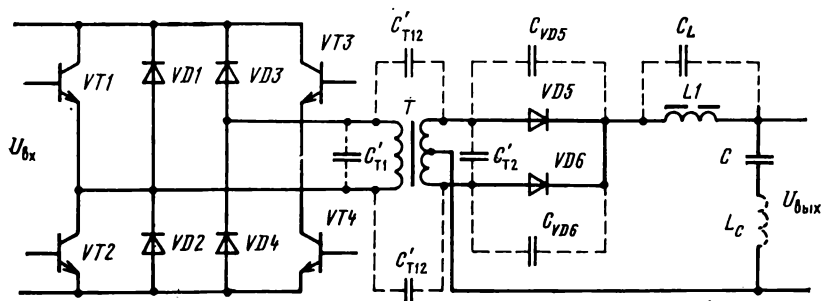


Рис. 3.3. Схема силовой части ИВЭП с бестрансформаторным входом, выполненного по мостовой схеме ПН

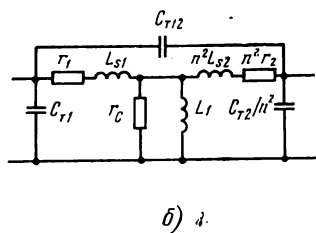
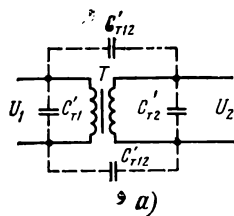


Рис. 3.4. Силовой разделительный трансформатор

r_1 и r_2 — активные сопротивления первичной и вторичной обмоток соответственно; L_{S1} и L_{S2} — индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток соответственно; r_C — сопротивление потерь в сердечнике трансформатора; L_1 — индуктивность первичной обмотки трансформатора; C_{T1} и C_{T2} — эквивалентные межвитковые емкости первичной и вторичной обмоток трансформатора соответственно; C_{T12} — емкость между первичной и вторичной обмотками трансформатора. Емкости C_{T1} , C_{T2} и C_{T12} являются распределенными емкостями, однако, для практических расчетов, как показывают экспериментальные исследования, их можно принимать за сосредоточенные. Тогда для эквивалентной схемы, приведенной на рис. 3.4, б, C_{T1} , C_{T2} и C_{T12} соответственно можно определить по формулам:

$$C_{T1} = C'_{r1} + \left(1 - \frac{1}{n}\right) C'_{T12};$$

$$C_{T2} = C'_{r2} + (1 - n) C'_{T12};$$

$$C_{T12} = C'_{T12}/n^2,$$

где n — коэффициент трансформации трансформатора.

На рис. 3.5 приведена эквивалентная схема силовой части ИВЭП, выполненного по мостовой схеме преобразователя напряжения (см. рис. 3.3). Приведенная эквивалентная схема соответствует режиму, когда транзисторы $VT1, VT4$ ($VT2, VT3$) попарно находятся в режиме насыщения или отсечки, поэтому они соответственно заменены сопротивлениями насыщения r_{VT1} и r_{VT4} и коллекторными емкостями C_{VT2} и C_{VT3} транзисторов. Выпрямительные диоды $VD5$ и $VD6$ поочередно смещены в прямом и обратном направлении, поэтому в эквивалентной схеме они заменены соответственно сопротивлением r_{VD5} и емкостью C_{VD6} .

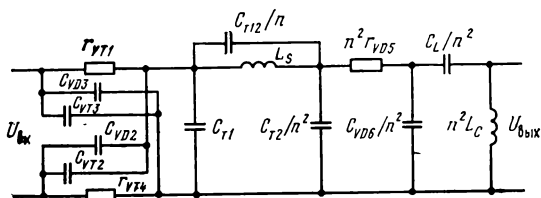


Рис. 3.5. Эквивалентная схема силовой части ИВЭП, выполненного по мостовой схеме ПН

Приняты также следующие допущения: сопротивления насыщения транзисторов, активные сопротивления обмоток трансформатора и прямое сопротивление диодов пренебрежимо малы; индуктивность первичной обмотки и сопротивление, обусловленное потерями мощности в ферритовом сердечнике трансформатора, бесконечно большие.

С учетом принятых допущений индуктивность рассеяния трансформатора $L_S = L_{S1} + L_{S2}$.

Для указанного режима работы передаточная функция ИВЭП определяется

$$K(s) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{C_{T12} n}{C_{T12} + C_{T2} + C_{VD6}} \frac{s^2 (s^2 + a_1)}{s^4 + a_2 s^2 + a_3}, \quad (3.3)$$

где $a_1 = n/L_S C_{T12}$; $a_2 = [(C_{T12} + C_{T2} + C_{VD6} + C_L) L_S + n^2 L_C C_L] / L_S L_C C_L (C_{T12} + C_{T2} + C_{VD6})$;
 $a_3 = n^2 / L_S L_C C_L (C_{T12} + C_{T2} + C_{VD6})$.

Передаточная функция (3.3) имеет один сопряженный нуль и два сопряженных полюса. Первый соответствует минимуму частотной характеристики, а второй — максимуму частотной характеристики; они имеют место при частотах:

$$\omega_{\min} = \sqrt{n/L_S C_{T12}};$$

$$\omega_{\max 1} = n / \sqrt{(C_{T12} + C_{T2} + C_{VD6} + C_L) L_S};$$

$$\omega_{\max 2} = \sqrt{\frac{C_{T12} + C_{T2} + C_{VD6} + C_L}{L_C C_L (C_{T12} + C_{T2} + C_{VD6})}}.$$

На рис. 3.6 приведена спектральная характеристика передаточных функций ИВЭП 2 В 100 А при следующих параметрах элементов и узлов ИВЭП: $C_{T1} = 0,5$ пФ; $C_{T2} = 250$ пФ; $C_{T12} = 115$ пФ; $L_S = 60$ мкГн; $n = 9$; $C_{VD6} = 1500$ пФ; $C_L = 170$ пФ; $L_C = 0,1$ мкГн.

Рассмотрим влияние отдельных параметров ИВЭП на спектральную характеристику передаточной функции при неизменности остальных параметров. На рис. 3.7 приведены спектральные характеристики передаточных функций для различных зна-

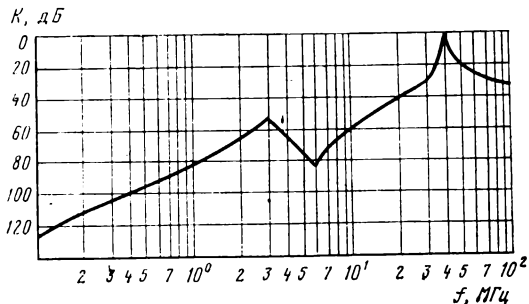


Рис. 3.6. Спектральные характеристики передаточных функций ИВЭП

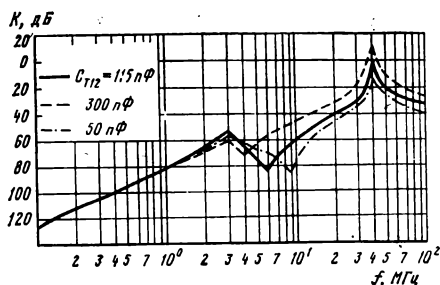


Рис. 3.7. Спектральные характеристики передаточных функций ИВЭП при различных значениях C_{T12}

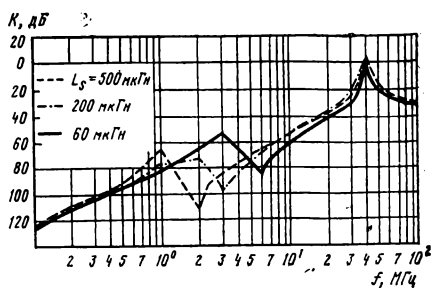


Рис. 3.8. Спектральные характеристики передаточных функций ИВЭП при различных значениях L_S

чений C_{T12} , а на рис. 3.8 — для различных значений L_S . Остальные параметры ИВЭП неизменны и соответствуют значениям для рис. 3.6. Как видно из рис. 3.7, с уменьшением C_{T12} уменьшается влияние сетевых помех на его выходе, особенно на повышенных частотах. Увеличение L_S эффективно лишь на средних частотах. Уменьшение емкости C_{T12} достигается двумя способами: увеличением расстояния между первичными и вторичными обмотками трансформатора и использованием электростатических экранов. В первом случае с уменьшением C_{T12} увеличивается индуктивность рассеяния L_S трансформатора. Однако увеличение L_S недопустимо из-за: увеличения выбросов на фронтах импульсов напряжения, являющихся причиной образования интенсивных электромагнитных помех, и увеличения мгновенной мощности на транзисторах преобразователя напряжения; увеличения интенсивности излучения магнитного поля; сужения диапазона регулирования ШИМ; образования электромагнитных помех, связанного с инерционностью диодов выходного выпрямителя; ограничения повышения частоты переключения транзисторов преобразователя с минимальными фронтами импульсов напряжения.

В связи с вышеизложенным для уменьшения влияния межобмоточной емкости C_{T12} трансформатора целесообразно устанавливать электростатические экраны между первичной и вторичными обмотками трансформатора.

Для ИВЭП большой мощности целесообразно использование трансформаторов на сердечниках броневое типа, при этом первичная и вторичные обмотки должны располагаться коаксиально и изолироваться одна от другой электростатическим экраном. Естественно, экраны увеличивают межобмоточные расстояния, а следовательно и L_S , но не настолько, чтобы повлечь за собой указанные выше недостатки. Эффективнее использование трансформаторов броневое типа с круглым керном. В этом случае индуктивность рассеяния L_S сводится к минимуму.

В табл. 3.3 приведены значения межобмоточной емкости C_{T12} и индуктивности рассеяния L_S трансформаторов некоторых типов

Таблица 3.3

Наименование параметра	Значения параметров для трансформаторов ИВЭП ЕС ЭВМ мощностью, Вт			
	36	128	171	279
Индуктивность рассеяния L_s , мГн	186	133	75	30
Межобмоточная емкость $C_{т12}$, пФ	47	72	87	94

ИВЭП ЕС ЭВМ. При введении электростатических экранов в указанных трансформаторах (табл. 3.3) индуктивность рассеяния увеличивается на 15... 20%, но при этом емкость $C_{т12}$ уменьшается в 10... 15 раз.

Эффективность электростатических экранов существенно зависит от их электромонтажа с элементами и узлами ИВЭП. Соединение электростатических экранов необходимо проводить с учетом локализации контуров источников электромагнитных помех путем уменьшения полного сопротивления контуров, через которые происходит замыкание высокочастотных токов, т. е. соединение экранов следует осуществлять таким образом, чтобы исключить циркулирование высокочастотных токов между вторичными и первичными цепями ИВЭП через заземляющий контур. Пример правильного соединения узлов ИВЭП показан на рис. 3.9.

Большое влияние на передачу помех от сети на выход ИВЭП оказывает межвитковая распределенная емкость C_L дросселя фильтра. На рис. 3.10 приведены спектральные характеристики при различных значениях C_L , которые показывают, что с увели-

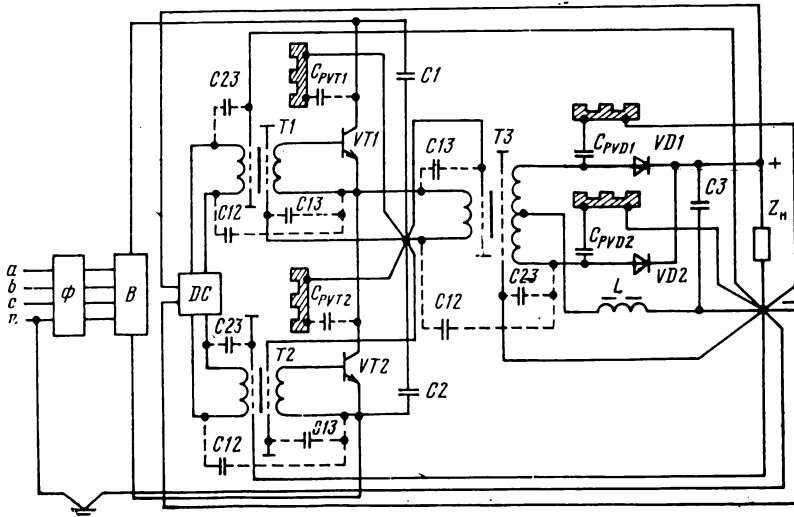


Рис. 3.9. Монтаж ИВЭП с бестрансформаторным входом

чением паразитной емкости C_L дросселя фильтра увеличиваются импульсные помехи от первичной сети на выходе ИВЭП.

На рис. 3.11 приведена зависимость полного сопротивления дросселя от частоты для различных типов дросселей. Как видно из графика, при высоких частотах полное сопротивление дросселя уменьшается, что связано с наличием C_L . Для уменьшения помех необходимо свести к минимуму C_L .

В дросселях фильтров необходимо максимально уменьшить межобмоточную и межвитковую емкости в многообмоточных дросселях и межвитковую емкость в однообмоточных дросселях. Для сильнооточных ИВЭП целесообразно, кроме основного дросселя, использовать одно- двухвитковый высокочастотный дроссель, в котором паразитная емкость практически отсутствует. Несмотря на малую индуктивность, на повышенных частотах он очень эффективен для подавления высокочастотных помех.

В табл. 3.4 приведены индуктивности и межобмоточная емкость некоторых дросселей типа «Малютка», широко применяемых в импульсных ИВЭП.

На рис. 3.12 показаны спектральные характеристики ИВЭП при различных значениях индуктивности L_C . Из спектральной характеристики видно, что с увеличением индуктивности L_C эффективность сглаживания выходного напряжения уменьшается. Как показывают исследования [6], электролитические конденса-

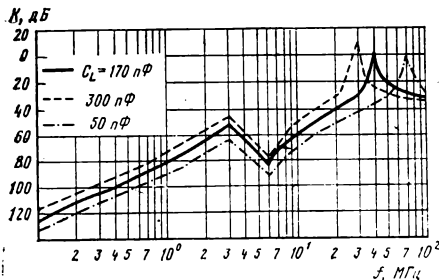


Рис. 3.10. Спектральные характеристики передаточных функций ИВЭП при различных значениях C_L

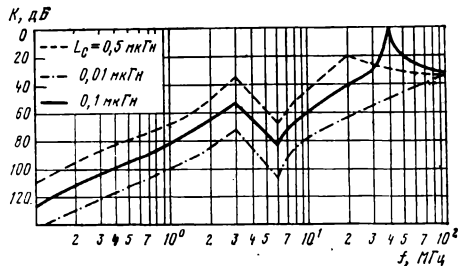


Рис. 3.12. Спектральные характеристики передаточных функций ИВЭП

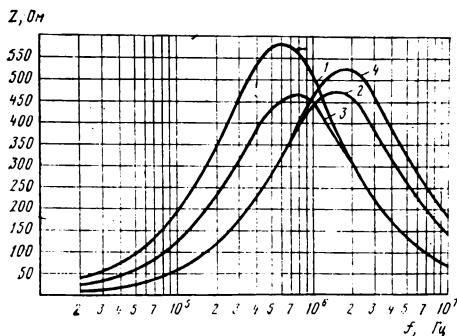


Рис. 3.11. Зависимость полного сопротивления от частоты для различных типов дросселей:

1 — Д369 (0,315 мГн; 231 пФ); 2 — Д368 (0,2 мГн; 229 пФ); 3 — Д336 (0,1 мГн; 110 пФ); 4 — Д344 (0,1 мГн; 88 пФ)

Таблица 3.4

Тип дросселя	L, мГн. по ТУ	C _L , пФ	Тип дросселя	L, мГн. по ТУ	C _L , пФ
Д369	0,315	231	Д336	0,1	110
Д368	0,2	229	Д344	0,1	88

торы малой емкости имеют лучшие частотные характеристики, чем конденсаторы большой емкости, так как их паразитная индуктивность относительно мала. В связи с этим на выходе сильноточных ИВЭП целесообразно устанавливать большое количество конденсаторов малой емкости.

Значение паразитной индуктивности выходного фильтра зависит не только от собственной индуктивности, но и от индуктивности соединительных проводов.

На рис. 3.13 приведена конструкция электромонтажа конденсаторов фильтра сильноточных ИВЭП, при которой исключаются паразитные индуктивности соединительных проводов. Здесь конструкция установки конденсаторов представляет собой проводник — шину, к которой крепятся конденсаторы и его выводы паяются фактически без дополнительных проводов.

На рис. 3.14 и 3.15 приведены спектральные характеристики передаточных функций ИВЭП для различных значений C_{T2} и C_{VD} .

Как показывают исследования, при увеличении емкостей уменьшается влияние сетевых помех на выходе ИВЭП. Это объясняется тем, что емкости играют демпфирующую — фильтрующую роль. Однако указанные емкости, с одной стороны, приводят к увеличению импульсного тока первичной обмотки трансформатора и тем самым к увеличению мгновенной мощности транзисто-

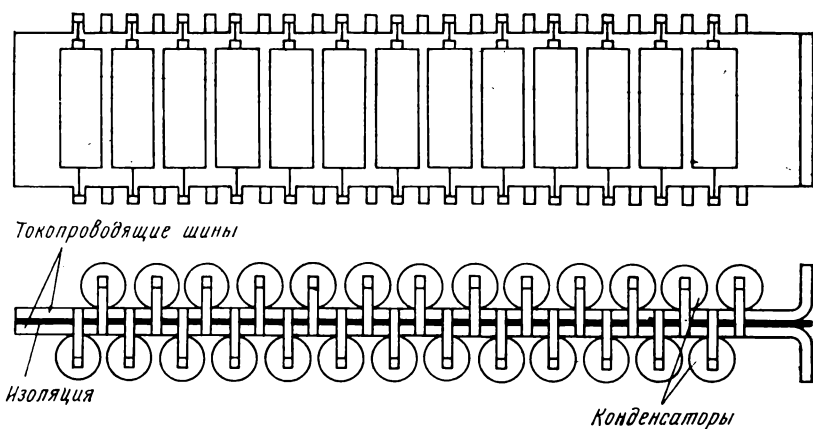


Рис. 3.13. Конструкция электромонтажа конденсаторов фильтра сильноточных ИВЭП

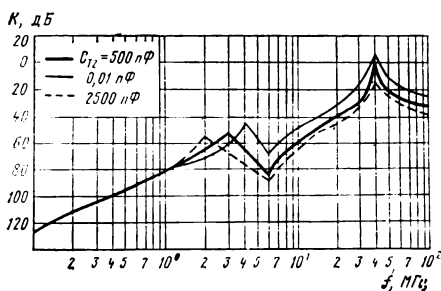


Рис. 3.14. Спектральные характеристики передаточных функций ИВЭП для различных значений C_{T2}

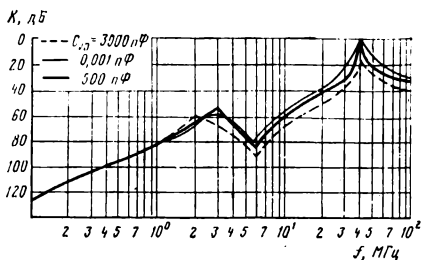


Рис. 3.15. Спектральные характеристики передаточных функций ИВЭП для различных значений C_{T2}

ров преобразователей и, с другой стороны, способствуют интенсивному помехообразованию в самом ИВЭП (§ 3.3).

Влияние межвитковых емкостей C_{T1} и C_{T2} обмоток трансформатора на передаточные функции ИВЭП не наблюдается из-за их относительно малых значений. Надо отметить, что влияние сетевых помех на выходе ИВЭП примерно одинаково для ИВЭП как на мостовом, так и на полумостовом преобразователях напряжения.

Расчет помехоустойчивости. Для всестороннего исследования помехоустойчивости устройств ЭВМ ниже приводится методика расчета по определению помехоустойчивости узлов и устройств ЭВМ при воздействии сетевых помех различной формы. Помехоустойчивость узлов ЭВМ обеспечивается, если амплитуда помех на выходе ИВЭП не превышает допустимые для ИС значения.

Оценка помехоустойчивости узлов ЭВМ проводится с помощью спектральных характеристик сетевых помех на выходе ИВЭП и граничных спектральных характеристик ИС.

На рис. 3.16 приведены характеристики динамической помехоустойчивости ряда ИС. Из приведенных характеристик видно, что самую низкую помехоустойчивость имеют ИС серии К130. Кривая 1 на рис. 3.16 соответствует граничному значению динамической помехоустойчивости для приведенных серий ИС. Спектральная характеристика выходного напряжения ИВЭП при воздействии сетевых помех определяется из выражения (3.2).

Для исследования влияния помех необходимо от временной функции помех

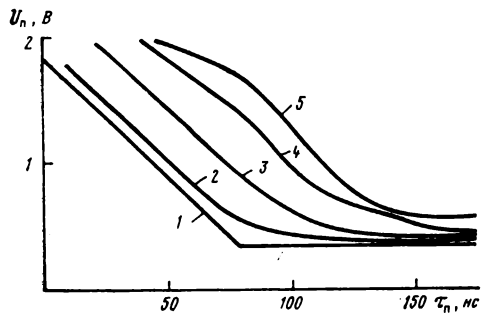
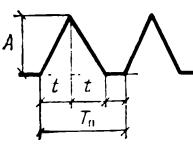
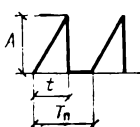
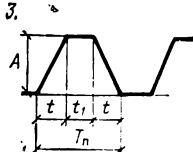
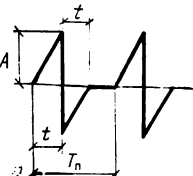


Рис. 3.16. Характеристики динамической помехоустойчивости ИС: 1 — граничное значение; 2 — серия К130; 3 — серия К133; 4 — серия К155; 5 — серия К217

перейти к функции частоты. Для этого при инженерных расчетах удобно пользоваться заранее построенными обобщенными графиками зависимости спектральной характеристики от формы исследуемой импульсной помехи.

В табл. 3.5 приведены аналитические выражения частотной характеристики для некоторых форм (1—4) импульсных помех для областей низких частот ($U_{н.ч}$), средних частот ($U_{с.ч}$) и высоких частот ($U_{в.ч}$).

Таблица 3.5

Форма импульсной помехи	Аналитические выражения частотной характеристики
<p>1.</p>  <p>Рис. Т3.5.1</p>	$ U(\omega j) = \left \frac{4A}{t \omega^2} \sin \frac{\omega t}{2} \right ;$ $U_{н.ч} = 120 + 20 \lg At;$ $U_{в.ч} = 100 + 20 \lg \frac{A}{t} - 40 \lg f.$
<p>2.</p>  <p>Рис. Т3.5.2</p>	$ U(\omega j) = \frac{A}{\omega} \left \sqrt{\left(\omega \pi t - \frac{\sin \pi f t}{\pi f t} \right)^2 + \sin^2 \pi f t} \right ;$ $U_{н.ч} = 120 + 20 \lg At;$ $U_{в.ч} = 110 + 20 \lg A - 20 \lg f.$
<p>3.</p>  <p>Рис. Т3.5.3</p>	$ U(\omega j) = \left 2A(t + t_1) \frac{\sin \pi f t_1}{\pi f t_1} \frac{\sin \pi f (t + t_1)}{\pi f (t + t_1)} \right ;$ $U_{н.ч} = 126 + 20 \lg A(t + t_1);$ $U_{с.ч} = 116 + 20 \lg A - 20 \lg f;$ $U_{в.ч} = 106 + 20 \lg \frac{A}{t} - 40 \lg f.$
<p>4.</p>  <p>Рис. Т3.5.4</p>	$ U(\omega j) = \left \frac{2A}{\omega} \left(1 - \frac{\sin \omega t}{\omega t} \right) \right ;$ $U_{н.ч} = 132 + 20 \lg At^2 + 20 \lg f;$ $U_{в.ч} = 100 + 20 \lg A - 20 \lg f.$

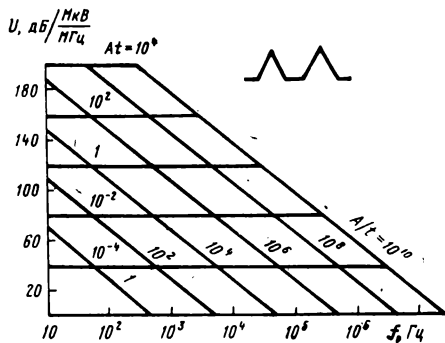


Рис. 3.17. Спектральные характеристики помех (см. рис. Т.3.5.1)

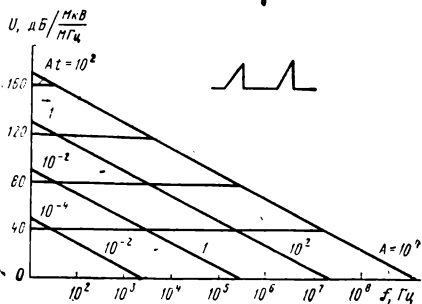


Рис. 3.18. Спектральные характеристики помех (см. рис. Т.3.5.2)

Используя эти выражения, можно построить спектральные характеристики. На рис. 3.17—3.20 приведены спектральные характеристики, соответствующие помехам, имеющим формы 1—4.

Для количественной оценки помех, проходящих от первичной сети через ИВЭП в нагрузку, необходимо определить передаточные функции ИВЭП с учетом паразитных параметров узлов и элементов ИВЭП. Имея обобщенные спектральные характеристики сетевых помех и передаточные функции ИВЭП, согласно выражению (3.2) можно построить спектральные характеристики ИВЭП при воздействии сетевых помех различной формы. Сопоставляя эти характеристики со спектральными характеристиками, соответствующими граничным значениям динамической помехоустойчивости ИС, можно провести оценку помехоустойчивости узлов и устройств ЭВМ.

На рис. 3.21 приведены три характерных вида спектральных характеристик выходного напряжения ИВЭП при воздействии сетевых помех (кривые 1—3) и спектральная характеристика, со-

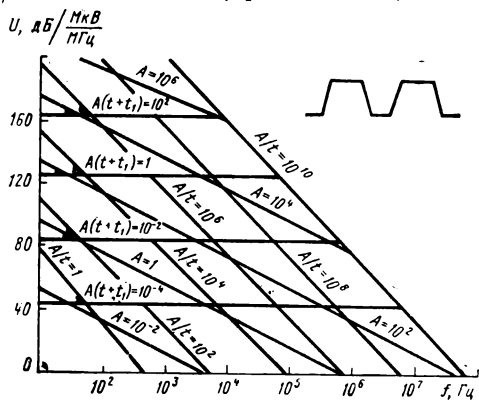


Рис. 3.19. Спектральные характеристики помех (см. рис. Т.3.5.3)

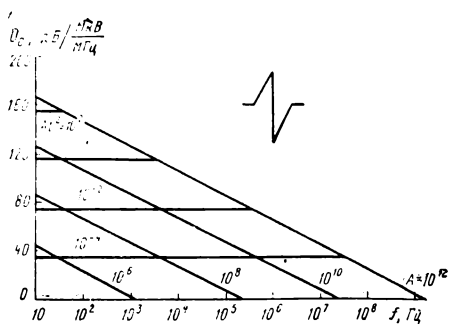
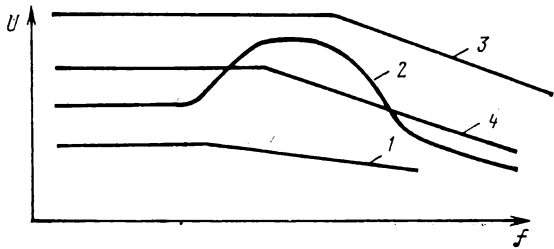


Рис. 3.20. Спектральные характеристики помех (см. рис. Т.3.5.4)

Рис. 3.21. Характерные спектральные характеристики помех выходного напряжения ИВЭП



ответствующая граничному значению динамической помехоустойчивости ИС (кривая 4). Устойчивая работа узлов ЭВМ обеспечивается при спектральной характеристике, имеющей форму кривой 1. В остальных случаях необходимо применять другой тип ИС или принимать меры по уменьшению помех на выходе ИВЭП.

По приведенной методике построены спектральные характеристики выходного напряжения ИВЭП при воздействии сетевых помех, имеющих формы 1—4 (см. табл. 3.5), амплитудой 100 В и длительностью фронтов 0,1 мкс (соответственно кривые 1—4 на рис. 3.22) для ИВЭП 2В/100 А с мостовой схемой преобразователя при следующих параметрах элементов и узлов ИВЭП: $C_{T1} = 0,5$ пФ, $C_{T2} = 250$ пФ, $C_{T12} = 115$ пФ, $L_S = 60$ мкГн, $n = 9$, $C_{VD6} = 1500$ пФ, $C_L = 170$ пФ, $L_C = 0,1$ мкГн, $C_1 = C_2 = 2,2$ мкФ. Для

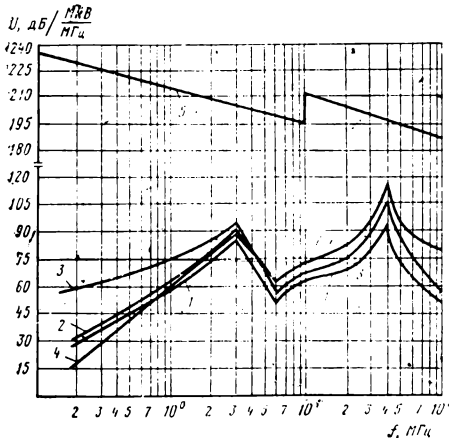


Рис. 3.22. Спектральные характеристики выходного напряжения ИВЭП при воздействии сетевых помех различной формы

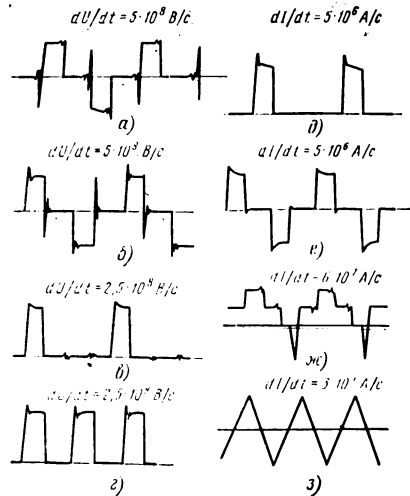


Рис. 3.23. Осциллограммы переходных процессов напряжений (а—г) и токов (д—з) узлов и элементов ИВЭП с бестрансформаторным входом, выполненного на полумостовом ПН: транзистора преобразователя (а, д); трансформатора преобразователя (б, е); диодов высокочастотного выпрямителя (в, ж); дросселя высокочастотного фильтра (з, з)

оценки помехоустойчивости узлов ЭВМ на рис. 3.22 приведена спектральная характеристика, соответствующая граничному значению динамической помехоустойчивости ИС серии К130 (кривая 5). Как видно из рис. 3.22, в рассмотренных случаях обеспечивается помехоустойчивость узлов ЭВМ. В случаях, когда помехоустойчивость ИС не обеспечивается, необходимо принимать меры по уменьшению помех, в частности использовать сетевые помехоподавляющие фильтры, развязывающие фильтры и т. д.

3.3. Исследования помехообразования в устройствах СЭП и методы уменьшения электромагнитных помех

Основные причины помехообразования. Основными причинами возникновения электромагнитных помех в устройствах СЭП являются переходные процессы, связанные со стационарными и нестационарными режимами работы ЭВМ.

В стационарных режимах работы ЭВМ возникновение электромагнитных помех связано с импульсным режимом работы узлов и элементов устройств СЭП, в частности импульсных ИВЭП и устройств ЭВМ, имеющих импульсный характер нагрузки. В нестационарных режимах работы ЭВМ электромагнитные помехи возникают в пуско-коммутационных режимах устройств ЭВМ, в том числе устройств СЭП.

Электромагнитные помехи распространяются в первичную и вторичные цепи СЭП. Несмотря на то, что первичная и вторичные цепи ЭВМ гальванически развязаны, по паразитным связям и через заземляющий контур циркулируют токи, вызывающие недопустимые помехи в узлах и элементах ЭВМ, а также в других потребителях, питающихся от общей первичной сети вместе с ЭВМ. Как отмечено в § 3.1, нормы, регламентирующие импульсные помехи, проникающие в первичную сеть из устройств ЭВМ, в том числе из СЭП, отсутствуют; ограничиваются лишь индустриальные радиопомехи.

Импульсные помехи на выходе ИВЭП ограничиваются в зависимости от используемой элементной базы ЭВМ, например для ИС серий К217, К155, К133 и К130 регламентируется динамическая помехоустойчивость.

Проблема исключения или уменьшения электромагнитных помех, создаваемых устройствами СЭП, связана с решением двух задач: исключения или уменьшения помехообразования; исключения или уменьшения сферы действия электромагнитных помех.

Электромагнитные помехи, создаваемые ИВЭП и проникающие в первичную сеть и на выход ИВЭП, зависят от построения схем ИВЭП, выбора режима его узлов и элементов, используемой элементной базы, параметров паразитных связей и т. п.

К основным причинам, создающим помехи в ИВЭП в стационарных режимах работы, относятся: ток и напряжение транзисторов высокочастотного преобразователя; ток диодов высокочастотного выпрямителя; несимметричность тока подмагничивания

трансформатора высокочастотного преобразователя; сквозные токи транзисторов высокочастотного преобразователя.

Для наглядности на рис. 3.23 приведены осциллограммы переходных процессов напряжений и токов узлов и элементов ИВЭП с бестрансформаторным входом, выполненного на полумостовом преобразователе напряжения с выходным напряжением 5 В и током 90 А, питающегося от сети переменного тока 380/220 В, частотой 50 Гц. Как видно из рис. 3.23, скорость изменения фронтов импульсов напряжения и тока элементов и узлов ИВЭП значительны и различны (охватывают широкий диапазон частот).

Ниже анализируются причины возникновения указанных помех и приводятся методы исключения или уменьшения помехообразования ИВЭП с бестрансформаторным входом, которые можно полностью распространить на другие импульсные ИВЭП.

Одной из основных задач по проектированию ИВЭП является выбор элементной базы РП и режима его работы, так как параметрами РП определяется режим работы остальных функциональных узлов ИВЭП, а следовательно, схемотехнические и конструктивно-технологические решения ИВЭП. Как правило, при выборе режима работы транзисторов РП исходят из минимальных потерь мощности, влияющих на габариты ИВЭП. Часто не учитываются амплитуда и диапазон частот создаваемых помех, которыми определяются удельные массогабаритные показатели помехоподавляющих фильтров и, следовательно, массогабаритные показатели СЭП.

Спектральные характеристики создаваемых помех зависят от формы тока и напряжения транзисторов РП и диодов высокочастотного выпрямителя ИВЭП. Создаваемые помехи имеют широкий спектр частот, в котором полоса низких частот обусловлена частотой квантования ШИМ, а верхних — фронтами импульсов напряжения и тока транзисторов РП и диодов высокочастотного выпрямителя.

Для уменьшения сферы действия помех используют помехоподавляющие фильтры. Однако их действие эффективно при узкой полосе пропускания и относительно большом затухании. При этом удельные массогабаритные показатели помехоподавляющих фильтров высокие.

Для уменьшения потерь мощности на транзисторах РП необходимо уменьшить длительность фронтов импульсов напряжения и тока, что приводит к расширению спектра верхних частот ШИМ. Увеличение же частоты квантования ШИМ ведет к увеличению динамических потерь мощности на самих транзисторах РП и других узлах и элементах ИВЭП. Это приводит к уменьшению КПД, ухудшению тепловых режимов и снижению массогабаритных показателей ИВЭП.

В импульсных ИВЭП сузить диапазон спектра частот не удается, поэтому при оптимальных частоте квантования и формах кривых напряжения и тока транзисторов РП необходимо исходить не только из минимальных массогабаритов ИВЭП, но и мас-

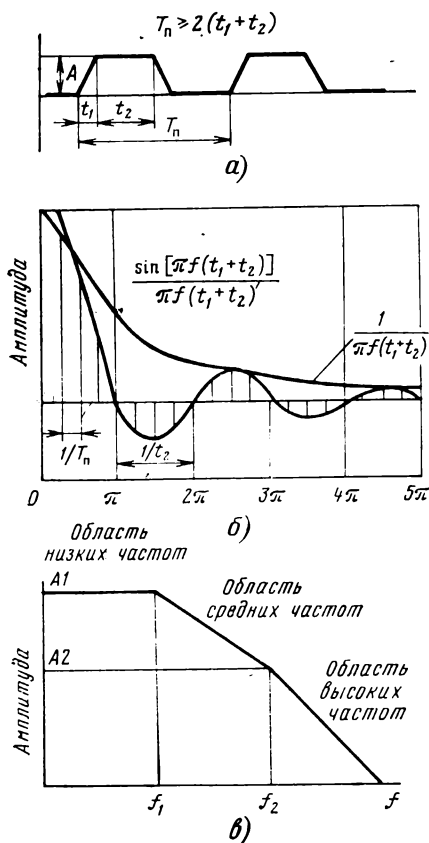


Рис. 3.24. Обобщенные графики спектральных характеристик электромагнитных помех трапецидальной формы

согабаритов помехоподавляющих фильтров. В связи с этим при определенных требованиях по помехоизлучению, предъявляемых к импульсным ИВЭП со стороны первичной сети, используемой элементной базы и функциональной аппаратуры, на стадии проектирования ИВЭП необходимо выбрать оптимальный режим работы его узлов и элементов.

Основными источниками электромагнитных помех являются напряжение и ток транзисторов РЭ преобразователя, диодов высокочастотного выпрямителя, входного фильтра. Последний источник помех по сравнению с предыдущими имеет более слабое действие, и, кроме того, эти помехи трудно исключить. Поэтому рассмотрим помехообразование только транзисторами РЭ и диодами высокочастотного выпрямителя.

Уровень электромагнитных помех зависит от амплитуды и формы

импульсов напряжения и тока транзисторов РЭ преобразователя частоты. Следует отметить, что изменяющийся транзисторный ток создает преимущественно магнитное поле, а изменяющийся потенциал — электрическое.

Для оценки параметров импульса напряжения или тока транзистора удобно пользоваться обобщенными графиками спектральных характеристик. Зная конкретные параметры импульса, по графикам можно получить аппроксимацию эквивалентного широкополосного спектра кусочно-ломаной линией.

Для трапецидальных импульсов (рис. 3.24,а) на рис. 3.24,б показаны соответствующие графические представления спектра. Вертикальные линии — амплитуды гармоник — зависят от формы импульса и чередуются с частотой $1/T_n$. Огибающая гармоник, включая гармоники отрицательной амплитуды, дает представление о полосе частотного спектра создаваемого импульса. Однако использование таких графиков для практических работ затруднительно. Поэтому с помощью обобщенных кривых, представляющих собой огибающие максимальных амплитуд в логарифмическом масштабе, строится график (рис. 3.24,в), на котором полоса

частотного спектра напряжения (тока) разделена на три области, имеющие две частоты перегиба f_1 и f_2 с амплитудами $A1$ и $A2$ соответственно.

В табл. 3.6 приведены аналитические выражения частотных характеристик, полученные из обобщенных графиков, а также амплитуды и частоты перегибов для разных форм кривых напряжения и тока. Анализируя данные, приведенные в табл. 3.6, можно сделать следующие выводы:

с увеличением длительности фронтов импульса напряжения (тока) частотный диапазон спектральной характеристики сужается в сторону низких частот (например, если длительность фронта изменяется от 0,1 до 5 мкс частота перегиба f_2 смещается от 3200 до 60 кГц, т. е. сужается приблизительно в 50 раз); увеличение длительности фронтов импульса приводит к уменьшению амплитуды помех на высоких частотах и к незначительному увеличению ее на низких. Однако увеличение длительности фронтов импульса в большинстве случаев ведет к увеличению потерь мощности на транзисторах, следовательно, к снижению КПД и надежности ИВЭП;

с увеличением частоты преобразования, т. е. с уменьшением длительности импульсов напряжения (тока) амплитуда помех незначительно уменьшается на низких частотах (например, при изменении длительности импульсов от 40 до 9 мкс амплитуда напряжения уменьшается от 213,6 до $200,7 \frac{\text{дБ}/\mu\text{кВ}}{\text{МГц}}$) и остается без изменения на средних и высоких частотах;

с уменьшением напряжения первичной сети и амплитуды тока транзистора уменьшается амплитуда создаваемых помех во всех диапазонах частот;

наклон спектральных характеристик для средних частот составляет 20 дБ/дек, а на высоких частотах 40 дБ/дек.

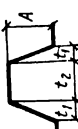



Из вышеизложенного следует, что с увеличением длительности фронтов импульсов напряжения (тока) уменьшается интенсивность помехообразования. Если при этом решить задачу уменьшения потерь мощности, то в значительной степени повысятся технические параметры ИВЭП.

В ИВЭП с бестрансформаторным входом схемотехнические решения (см. рис. 2.24) позволяют получить форму тока в первичной обмотке трансформатора, при которой помехообразования незначительны благодаря большой длительности фронтов импульсов. Отметим, что при этом потери мощности в мощных транзисторах, как рассмотрено в § 2.3, имеют малое значение.

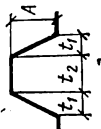
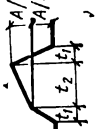
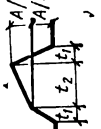
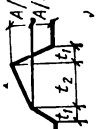
Выбор рациональной формы импульсов напряжения и тока на транзисторе РЭ преобразователя тесно связан с режимом работы диодов высокочастотного выпрямителя.

В низковольтных импульсных ИВЭП, как правило, фильтр выходного выпрямителя имеет индуктивный вход, при котором обеспечивается непрерывный режим рабочего тока. В этом случае при прямоугольной форме напряжения трансформатора через выпря-

Таблица 3.6

Форма импульса	Длительность мкс		Амплитуда (A1, A2), дБ / МКВ / МГц, и частота (f1, f2), кГц, перегибов при амплитуде напряжения, В					
	t1	t2	600		300		27	
			A1/f1	A2/f2	A1/f1	A2/f2	A1/f1	A2/f2
 $u_{н.ч} = 126 + 20 \lg A (t_1 + t_2)$ $u_{с.ч} = 116 + 20 \lg A - 20 \lg f$ $u_{в.ч} = 106 + 20 \lg \frac{A}{t_1} - 40 \lg f$	0,1	40	213,6/7,9	161,5/3200	207,6/7,9	155,4/3200	186,7/7,9	134,6/3200
	1		213,8/7,7	181,4/320	207,8/7,8	175,4/320	186,9/7,8	154,6/320
	5		214,6/7,08	196/60	208,6/7,1	190/60	187,6/7,1	168,4/60
 $u_{н.ч} = 120 + 20 \lg A (t_1 + t_2)$ $u_{с.ч} = 110 + 20 \lg A - 20 \lg f$ $u_{в.ч} = 100 + 20 \lg \frac{A}{t_1} - 40 \lg f$	0,1	40	207,6/7,9	155,6/3200	201,6/7,9	149,4/3200	180,6/7,9	128,6/3200
	1		207,8/7,8	175,5/320	201,7/7,8	169,4/320	180,9/7,8	148,5/320
	5		208,6/7,1	190/60	202,5/7,1	184/60	181,6/7,1	163/60
 $u_{н.ч} = 120 + 20 \lg A (t_1 + t_2)$ $u_{с.ч} = 110 + 20 \lg A - 20 \lg f$ $u_{в.ч} = 100 + 20 \lg \frac{A}{t_1} - 40 \lg f$	0,1	18	201,1/7,6	155,5/3200	194,6/17,6	149,4/3200	173,6/17,6	128,5/3200
	1		207,1/16,8	175,4/320	195,1/16,8	169,4/320	174,1/16,8	148,5/320
	9		200,7/35	161,5/3200	194,7/35	155,4/3200	173,8/35	134,6/3200
 $u_{н.ч} = 120 + 20 \lg A (t_1 + t_2)$ $u_{с.ч} = 110 + 20 \lg A - 20 \lg f$ $u_{в.ч} = 100 + 20 \lg \frac{A}{t_1} - 40 \lg f$	0,1	9	194,7/35	155,5/3200	188,7/35	149,4/3200	167,8/35	128,5/3200

Окончание табл. 3.6

Форма импульса	Длительность, мкс		Амплитуда (A1, A2) дБ / мкА, и частота (f1, f2) кГц, перепадов МГц при амплитуде тока, А			
	t1	t2	10		5	
			A1/f1	A2/f2	A1/f1	A2/f2
 $u_{н.ч} = 126 + 20 \lg A (t_1 + t_2)$ $u_{с.ч} = 116 + 20 \lg A - 20 \lg f$ $u_{в.ч} = 106 + 20 \lg \frac{A}{f_1} - 40 \lg f$	0,1		178,06/7,9	125,8/3200	172,04/7,9	119,8/3200
	1	40	178,3/7,8	145,9/3200	172,24/7,8	139,9/3200
	5		179,06/7,1	160,4/60	173,04/7,1	154,4/60
 $u_{н.ч} = 126 + 20 \lg A (t_1 + t_2)$ $u_{с.ч} = 116 + 20 \lg A - 20 \lg f$ $u_{в.ч} = 106 + 20 \lg \frac{A}{f_1} - 40 \lg f$	0,1	18	171,2/17,6	125,8/3200	165,1/17,6	119,8/3200
	1		171,6/16,8	145,9/320	165,6/16,8	139,9/320
	0,1	9	165,2/35	125,8/3200	159,2/35	119,8/3200
 $u_{н.ч} = 120 + 20 \lg A (t_1 + t_2)$ $u_{с.ч} = 110 + 20 \lg A - 20 \lg f$ $u_{в.ч} = 100 + 20 \lg \frac{A}{f_1} - 40 \lg f$	0,1	40	172,06/7,9	119,9/3200	166,04/7,9	113,8/3200
	1		172,3/7,8	139,9/320	166,4/7,8	133,9/320
	5		173,06/7,1	154,4/60	167,04/7,1	118,4/60
 $u_{н.ч} = 120 + 20 \lg A (t_1 + t_2)$ $u_{с.ч} = 110 + 20 \lg A - 20 \lg f$ $u_{в.ч} = 100 + 20 \lg \frac{A}{f_1} - 40 \lg f$	0,1	18	165,2/17,6	119,8/3200	159,1/17,6	113,8/3200
	1		165,6/16,8	139,9/320	159,5/16,8	133,9/320
	0,1	9	159,2/35	119,8/3200	153,2/35	113,8/3200

мительные диоды в процессе коммутации протекает значительный обратный ток из-за инерционности диодов. Кривая переходного процесса тока диода при прямоугольной форме переменного напряжения приведена на рис. 3.25. При запираании диода имеют место две фазы переходного процесса: рассасывания избыточных носителей в базе (t_1) и восстановление обратного сопротивления (t_2). В течение времени рассасывания выпрямитель фактически работает в режиме короткого замыкания, и только после полного восстановления обратного сопротивления ток скачком уменьшается, стремясь к статическому значению обратного тока диода. Максимальный обратный ток кроме прочих факторов зависит от прямого тока и длительности фронтов напряжения. Чем больше прямой ток и меньше длительность фронтов напряжения, тем больше максимальный обратный ток диода. Это объясняется тем, что при большом прямом токе в $p-n$ переходе накапливается большое количество неосновных носителей заряда, вследствие чего при подаче к диоду напряжения обратной полярности прямоугольной формы процесс рассасывания неосновных носителей длится дольше, следовательно, и больше время восстановления обратного сопротивления.

Переходный процесс тока через диоды высокочастотного выпрямителя ИВЭП в моменты коммутации происходит в виде ударного возбуждения (рис. 3.26).

$$i = [V(E - \alpha i_0 L_S)^2 + (i_0 \omega_0 L_S)^2 / \omega_0 L_S] [\exp(-\alpha t)] \sin(\omega_0 t + \varphi),$$

где $\alpha = (r_T + r_{VD}) / 2 L_S$; $\varphi = \arctg(i_0 \omega_0 L_S / (E - \alpha i_0 L_S))$;
 $\omega = \sqrt{(1/L_S C_{VD}) - \alpha^2}$;

E — амплитуда напряжения на входе выпрямителя; i_0 — начальный ток диода; L_S — индуктивность рассеивания трансформатора; C_{VD} — барьерная емкость выпрямительного диода; $r_T = r_{T2} + r_{T1}/n^2$ — активное сопротивление трансформатора; r_{VD} — прямое сопротивление диода.

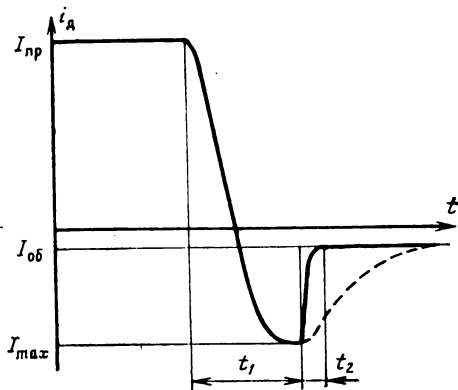


Рис. 3.25. Кривая переходного процесса тока диода при прямоугольной форме переменного напряжения

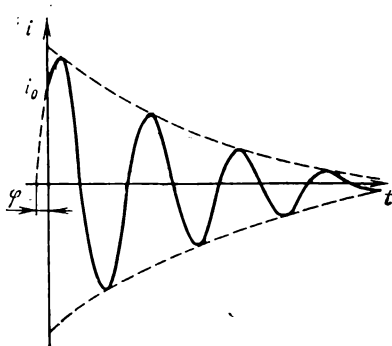


Рис. 3.26. Кривая переходного процесса тока через диоды высокочастотного выпрямителя ИВЭП

Для низковольтных мощных ИВЭП, в которых применяются диоды с малым прямым напряжением и относительно малыми активными сопротивлениями r_T и r_{VD} , всегда справедливо неравенство $r_T + r_{VD} < 2\sqrt{L_S/C_{VD}}$.

Электромагнитные помехи создаются током ударного возбуждения, имеющим высокую частоту (десятки мегагерц). Через межобмоточные емкости трансформатора и межвитковые емкости дросселя помехи проникают в первичную сеть и на выход ИВЭП. Для уменьшения этих помех необходимо изменить характер переходного процесса в области обратного тока диодов выпрямителя так, чтобы он имел аperiodический характер.

Для обеспечения аperiodического характера переходного процесса тока можно в цепи диодов включить последовательно сопротивление, однако это приведет к уменьшению КПД и ухудшению массогабаритных показателей ИВЭП.

Эффективным методом обеспечения аperiodического характера переходного процесса является подключение RC -цепочки к обмоткам трансформатора, диодам или на выходе выпрямителя, как показано пунктирными линиями на рис. 3.27. При подключении RC -цепочки к диодам емкость конденсатора C выбирается намного больше (в 10...15 раз) емкости диода C_{VD} (рис. 3.27). Исходя из этого можно определить сопротивление резистора R из следующего условия: $R \geq 2\sqrt{L_S/C} - r_T - r_{VD}$.

В этом случае уравнение тока примет следующий вид:

$$i = i_0 \frac{s_1 \exp s_1 t - s_2 \exp (s_2 t)}{2\omega_1} + \frac{E}{L_S} \frac{\exp s_1 t - \exp s_2 t}{2\omega_1},$$

где $s_1 = -\alpha_1 + \omega_1$; $s_2 = -\alpha_1 - \omega_1$; $\omega_1 = \sqrt{\alpha_1^2 - (1/L_S C_{VD})}$;

$$\alpha_1 = (r_T + r_{VD} + R_1)/2 L_S.$$

Подключение RC -цепочки приводит к некоторому увеличению мгновенной мощности на транзисторах преобразователя в стационарных рабочих и нестационарных пусковых режимах ИВЭП. Поэтому при увеличении мгновенной мощности до недопустимого значения необходимо уменьшить емкость конденсатора C .

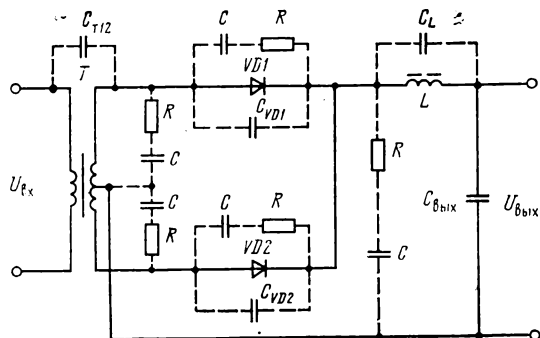


Рис. 3.27. Варианты подключения RC -цепочки

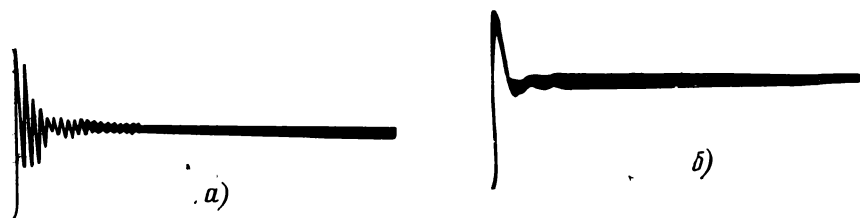


Рис. 3.28. Характер изменения тока через диод КД213А в процессе восстановления его обратного сопротивления:
 а — при отсутствии RC -цепочки; б — при наличии RC -цепочки

Различные варианты подключения RC -цепочки зависят от типа сглаживающего фильтра и его конструкции. Например, для ИВЭП с емкостным фильтром эффективно подключение RC -цепочки к диодам, а для ИВЭП с LC -фильтром — любого из трех вариантов подключения (рис. 3.27), который является оптимальным с точки зрения использования минимального количества резисторов и конденсаторов, а также удобства электромонтажа.

На рис. 3.28 показан характер изменения тока через диод КД213А в процессе восстановления его обратного сопротивления при отсутствии и наличии RC -цепочки.

При использовании диодов с барьером Шоттки амплитуда переходного процесса, следовательно, и создаваемые помехи намного меньше. Это объясняется тем, что в диодах с барьером Шоттки в отличие от диодов с $p-n$ переходом отсутствует инжекция неосновных носителей заряда при прямом смещении, а значит и явление накопления и рассасывания этих носителей. Как показывают исследования, применение RC -цепочки приводит к

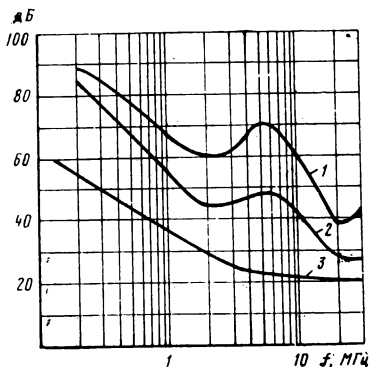


Рис. 3.29. Радиопомехи, создаваемые ИВЭП 5 В 15А в первичной сети:
 1 — без помехоподавляющей RC -цепочки; 2 — при наличии RC -цепочки; 3 — при трапециевидной форме кривой тока преобразователя

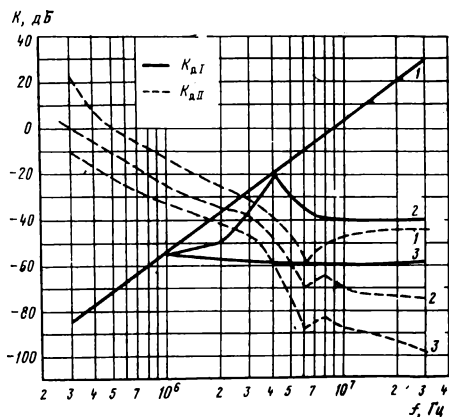


Рис. 3.30. Спектральные характеристики передаточных функций $K_{дI}$ и $K_{дII}$ при:
 1 — $L_{д}=0$; 2 — $L_{д}=10$ мкГн; 3 — $L_{д}=100$ мкГн

уменьшению пульсации выходного напряжения ИВЭП и возникновению помех в первичной сети.

На рис. 3.29 приведены результаты измерений помех, создаваемых ИВЭП 5 В 15 А в первичной сети без помехоподавляющей RC-цепочки (кривая 1) и при ее наличии (кривая 2). Как видно из рис. 3.29, при использовании RC-цепочки в значительной степени уменьшаются уровни радиопомех, создаваемых ИВЭП 5 В 15 А.

Другим методом подавления помех является ограничение тока короткого замыкания через диод с помощью дросселя L_d (см. рис. 2.24), подключенного последовательно с выпрямительными диодами. При этом уменьшаются помехи как на входе, так и на выходе ИВЭП.

Для количественной оценки влияния индуктивности ниже приводятся передаточные функции от источника помехи к входу ($K_{дI}$) и к выходу ($K_{дII}$) ИВЭП:

$$K_{дI} = \frac{C_{T12} L_S}{n L_S L_d [C_{T12} (C_{T1} + C_{T2}) + C_{T1} C_{T2}]} \frac{b + s^2}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} ;$$

$$K_{дII} = \frac{L_C C_L s^2}{(L_d + L_C) C_L s^2 + L_C r_{VD} s + 1} ,$$

где $b = n/C_{T12} L_S$;

$$a_0 = 1/L_S L_d [C_{T12} (C_{T1} + C_{T2}) + C_{T1} C_{T2}] ;$$

$$a_1 = r_{VD} [C_{T12} (n-1)^2 + C_{T2} + n^2 C_{T1}] / L_S L_d [C_{T12} (C_{T1} + C_{T2}) + C_{T1} C_{T2}] ;$$

$$a_2 = \frac{L_d [C_{T12} (n-1)^2 + C_{T2}] + L_S [n C_{T1} + (C_{T1} + C_{T2})]}{L_S L_d [(C_{T1} + C_{T2}) + C_{T1} C_{T2}]} ;$$

$$a_3 = r_{VD} / L_d .$$

На рис. 3.30 показаны соответственно спектральные характеристики передаточных функций $K_{дI}$ и $K_{дII}$ при различных значениях индуктивности дросселя L_d . Как видно из кривых, включение L_d и ее увеличение приводит к уменьшению $K_{дI}$ и $K_{дII}$, т. е. к уменьшению помех на входе и выходе ИВЭП. Дроссель, представляющий собой несколько витков провода, намотанного на ферритовое кольцо, является высокочастотным фильтром. В табл. 3.7 приведены индуктивности дросселя при различном числе витков.

Исключение помехообразования из режима кратковременного короткого замыкания высокочастотного выпрямителя может быть достигнуто ис-

Т а б л и ц а 3.7

Значение индуктивности L , мкГн	Число витков, w	Тип магнитопровода
1,8 37 147	1 5 10	K20×12×6 M2000HM1
0,94 17,4 70	1 5 10	K12,5×6×4 M2000HM1

пользованием низкочастотных диодов с «мягкой» характеристикой восстановления обратного сопротивления (штриховая линия на рис. 3.25). Однако при этом увеличиваются потери мощности на диодах и ограничивается их применение в преобразователях повышенной частоты (сотни-тысячи килогерц).

Наиболее эффективным средством исключения помех, создаваемых в ИВЭП инерционностью выпрямительных диодов, является применение схемы ИВЭП, показанной на рис. 2.24 и обеспечивающей трапециевидную форму тока на выходе трансформатора. В этой схеме длительности фронтов тока намного больше суммарного времени рассасывания неосновных носителей и времени восстановления обратного сопротивления диодов, что исключает возможность короткого замыкания в высокочастотном выпрямителе. Помехи при этом незначительны. На рис. 3.29 (кривая 3) приведены уровни помех, создаваемых ИВЭП 5 В 15 А, выполненным по указанной схеме.

Результаты исследований показали, что имеется прямая зависимость между помехами, создаваемыми ИВЭП в первичной сети и на выходе ИВЭП, т. е. принятые меры по уменьшению радиопомех на входе ИВЭП приводят к уменьшению помех на выходе, и наоборот.

Помехи от несимметричности тока подмагничивания трансформатора регулируемого преобразователя ИВЭП. Одной из важнейших задач при проектировании ИВЭП с бестрансформаторным входом на РП является исключение режима насыщения магнитопровода силового высокочастотного трансформатора, возникающего из-за асимметрии импульсов управления транзисторов РП в динамическом режиме работы ИВЭП. При насыщении силового трансформатора резко возрастают токи транзисторов одного плеча преобразователя, что приводит к увеличению коммутационных потерь в транзисторах и к интенсивному помехообразованию.

Режимы несимметричного перемагничивания магнитопровода двухтактных РП проанализированы в § 2.2. Ниже определим интенсивность помехообразования ИВЭП при несимметричном режиме работы трансформатора двухтактного РП, выполненного по полумостовой (см. рис. 2.6,а) и мостовой (см. рис. 2.6,б) схемам с последовательно включенным конденсатором в цепи первичной обмотки трансформатора.

В статическом режиме работы ИВЭП при асимметрии длительностей управляющих импульсов в указанных схемах трансформатор не насыщается, так как обеспечиваются одинаковые вольт-секундные площади импульсов напряжения трансформаторов РП.

Однако при переходных режимах работы ИВЭП, например при скачкообразном увеличении тока нагрузки, нарушается равенство вольт-секундных площадей импульсов напряжения трансформатора и возникает кратковременный режим насыщения его магнитопровода, что является причиной интенсивного помехообразования.

Для качественной оценки импульсных помех, возникающих в

РП при кратковременных насыщениях силового трансформатора, рассмотрим спектральную характеристику тока транзисторов РП. Формулы для определения спектральной характеристики тока транзистора РП и тока насыщения трансформатора получаются из выражений (2.19) и (2.20) и имеют следующий вид:

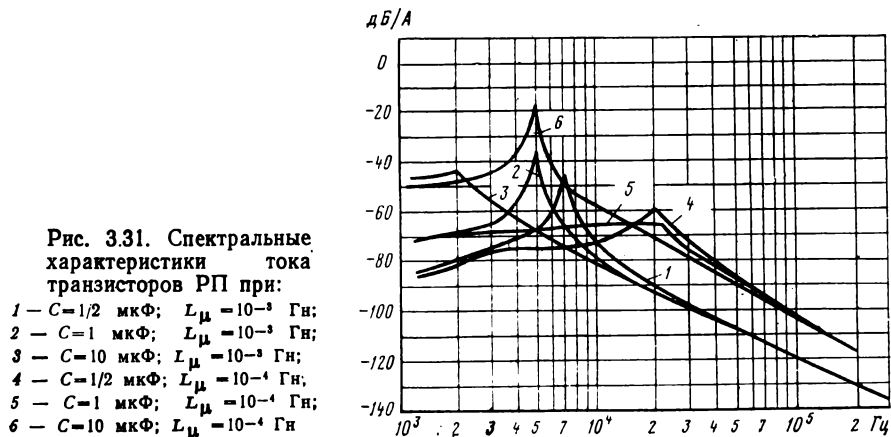
$$i_{\kappa}(\omega) = 20 \lg |i_{\kappa}^*(j\omega)|;$$

$$i_{\mu}(\omega) = 20 \lg |i_{\mu}^*(j\omega)|.$$

На рис. 3.31 приведены спектральные характеристики $i_{\kappa}(\omega)$ РП при кратковременном насыщении магнитопровода трансформатора, вычисленные при следующих параметрах (см. рис. 2.7): $L' = 0,0864$ Гн; $I_L(0) = 0,5$ А; $U'_{\text{вых}} = 120$ В; $T_n = 50$ мкс; $U_m = 300$ В; $U_C(0) = 90$ В и различных значениях L_{μ} и C . Из кривых видно, что изменение емкости C в первичной цепи РП или индуктивности L_{μ} трансформатора в широких пределах не оказывает значительного влияния на уменьшение амплитуды тока транзисторов РП, а следовательно, и на импульсные помехи. Поэтому единственным выходом исключения импульсных помех является предотвращение насыщения силового трансформатора РП.

Для исключения режима насыщения силового трансформатора применяется способ симметричного управления транзисторами РП [29]. При симметричном управлении вольт-секундные площади импульсов напряжения первичной обмотки трансформатора как в статическом, так и в динамическом режимах работы ИВЭП получаются практически одинаковыми. Как отмечено в § 2.2, при симметричном управлении помимо исключения помех, создаваемых ИВЭП в режиме одностороннего насыщения силового трансформатора, обеспечивается уменьшение мощности элементов силовой цепи РП, коммутационных потерь и пульсации выходного напряжения ИВЭП, повышение КПД и надежности.

Исследование интенсивности помехообразования и путей уменьшения помех в устройствах СЭП в нестационарных режимах работы. Причинами интенсивного помехообразования в устройствах



СЭП являются нестационарные режимы работы устройств ЭВМ, связанные с их включением и выключением, а также профилактическим и аварийным режимами работы ЭВМ.

Современные ЭВМ и их комплексы, представляющие собой активно-реактивную и нелинейную нагрузку, потребляют от первичной сети десятки и сотни киловатт мощности. Поэтому в нестационарных режимах работы ЭВМ в первичной сети появляются недопустимые провалы и выбросы напряжения и мощные электромагнитные помехи, распространяющиеся по цепям электропитания и излучающиеся в пространство.

Большие изменения напряжения сети и электромагнитные помехи могут привести к отказам или к сбоям устройств СЭП и узлов ЭВМ. Изменения напряжения первичной сети представляют опасность для других потребителей, питающихся от той же сети, что и ЭВМ. Провалы и выбросы напряжения первичной сети тем больше, чем меньше мощность источника первичной энергии, т. е. чем больше его внутреннее сопротивление.

При выборе мощности автономного источника первичной сети, как правило, исходят из установившейся мощности потребителей без учета нестационарных режимов работы. В нестационарных режимах, в частности в режиме включения ЭВМ в первичную сеть, ток потребления может превосходить в десятки раз его установившееся (номинальное) значение. Переходный процесс этих изменений в большинстве случаев носит колебательный характер с большими амплитудами выброса и провала напряжения.

С целью обеспечения непрерывности электроснабжения ЭВМ и повышения помехоустойчивости первичное электроснабжение ЭВМ часто осуществляется через двухмашинные агрегаты или АГП [6]. Автономные источники электропитания, как правило, снабжены регуляторами (корректорами) напряжения с отрицательной ОС. Статическая точность поддержания выходного напряжения синхронных генераторов или статических преобразователей высока и достигает 0,2 ... 0,5% при медленном изменении тока нагрузки. Однако при переходных процессах, когда ток нагрузки меняется скачком, на выходе автономного источника из-за внутреннего сопротивления появляются большие провалы и выбросы напряжения, обусловленные инерционностью регуляторов напряжения, узлов синхронных генераторов или статических преобразователей, включающих в себя реактивные элементы с большой постоянной времени, достигающей единиц и даже десятков секунд в зависимости от параметров регулятора, мощности автономного источника и т. д.

Кроме скачкообразного изменения тока нагрузки для автономного источника важное значение имеет характер нагрузки. Например, для синхронных генераторов, когда ток нагрузки изменяется нелинейно и имеет реактивный характер, перерегулирование выходного напряжения будет больше, чем при активной нагрузке.

Устройства ЭВМ и СЭП являются нагрузкой различного характера: активно-индуктивного, активно-емкостного и т. д. Напри-

мер, ИВЭП с трансформаторным входом имеет активно-индуктивный, а ИВЭП с бестрансформаторным входом — активно-емкостной характер. Внешние устройства ЭВМ с приводными двигателями являются индуктивно-активной нагрузкой. Например, память на дисках в пусковом режиме из-за инерционности маховых масс диска двигателя в первый момент имеет индуктивный характер, а с набором частоты вращения — индуктивно-активный характер. Двигатель вентиляторов является асинхронным с короткозамкнутым ротором, который также носит индуктивно-активный характер.

Таким образом, при коммутации больших мощностей нагрузок различного характера создаются недопустимые электромагнитные помехи, опасные как для самих устройств ЭВМ, так и для других потребителей, работающих от общей сети вместе с ЭВМ.

Для обеспечения ЭМС устройств СЭП и ЭВМ в стационарных режимах работы в первую очередь необходимо **ограничить** экстратоки, мощность коммутации и перенапряжения. Основными причинами помехообразования в нестационарных режимах работы являются: пусковые токи регулируемого преобразователя и перерегулирование выходного напряжения ИВЭП; помехообразование при коммутации напряжения (тока) в устройствах СЭП. Ниже приводится анализ причин возникновения этих помех и некоторые рекомендации по их уменьшению.

Как отмечалось выше, в нестационарных режимах работы ИВЭП, в частности в пусковом режиме, возможны кратковременные превышения допустимых значений входного тока транзисторов преобразователя и перерегулирование выходного напряжения ИВЭП, которые служат причинами интенсивного помехообразования.

Возникшие вследствие перерегулирования входного тока помехи через источник первичного напряжения и общий заземляющий контур кондуктивным способом проникают в узлы ЭВМ, а также в устройства, питающиеся от той же первичной сети, и могут привести к их отказам или сбоям работы. Чем больше внутреннее полное сопротивление источников первичной сети и перерегулирование входного тока ИВЭП, тем больше провалы и выбросы напряжения сети и интенсивнее помехообразование.

Перерегулирование выходного напряжения ИВЭП наблюдается также при профилактических режимах ЭВМ по электропитанию, когда выходное напряжение ИВЭП ступенчато изменяется.

В связи с тем, что импульсный ИВЭП с ШИМ включает в себя инерционные элементы, в частности элементы НЧ, в пусковом режиме происходит автоматическое форсирование установления выходного напряжения, вследствие чего перерегулирование входного тока и выходного напряжения становится значительным. В связи с этим проблема ограничения этих величин приобретает важное значение. Надо отметить, что процесс форсирования наблюдается во всех типах ИВЭП независимо от метода регулирования выходного напряжения.

Определим перерегулирование и помехи в пусковом режиме ИВЭП для эквивалентной схемы, приведенной на рис. 2.31 при разомкнутом ключе K . Для упрощения расчетов пренебрегаем сопротивлением резистора R_K .

Мгновенные значения входного тока и выходного напряжения ИВЭП в пусковом режиме определяются из выражений:

$$i_{\text{вх}} = \frac{\gamma E}{R_{\text{н}} + R_{\text{д}}} [1 + \sqrt{a_1^2 + a_2^2} \exp(-\alpha t) \sin(\omega_0 t + \varphi)]; \quad (3.6)$$

$$U_{\text{вых}} = \frac{\gamma E}{1 + (R_{\text{д}}/R_{\text{н}})} [1 + \sqrt{b_1^2 + b_2^2} \exp(-\alpha t) \sin(\omega_0 t + \psi)], \quad (3.7)$$

где $\omega_0 = \sqrt{\beta - \alpha^2}$; $\varphi = \arctg(a_1/a_2)$;

$$\psi = \arctg(b_1/b_2); \quad \gamma = \frac{u_{\text{вых}}}{E} \left(1 + \frac{R_{\text{д}}}{R_{\text{н}}}\right);$$

$$a_1 = -1 + \frac{R_{\text{н}} + R_{\text{д}}}{\gamma E} i(0);$$

$$a_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ \frac{R_{\text{н}}}{L} + \frac{1}{2} \left(\frac{R_{\text{д}}}{L} - \frac{1}{CR_{\text{н}}} \right) - \right. \\ \left. - \frac{R_{\text{н}} + R_{\text{д}}}{\gamma E} \left[\frac{1}{L} U_{\text{вых}}(0) + \frac{1}{2} \left(\frac{R_{\text{д}}}{L} - \frac{1}{CR_{\text{н}}} \right) i(0) \right] \right\};$$

$$b_1 = -1 + \frac{1 + (R_{\text{д}}/R_{\text{н}})}{\gamma E} U_{\text{вых}}(0);$$

$$b_2 = \frac{1}{\omega_0} \left\{ -\frac{1}{2} \left(\frac{R_{\text{д}}}{L} - \frac{1}{CR_{\text{н}}} \right) + \frac{1 + (R_{\text{д}}/R_{\text{н}})}{\gamma E} \times \right. \\ \left. \times \left[\frac{1}{C} i(0) + \frac{1}{2} \left(\frac{R_{\text{д}}}{L} - \frac{1}{CR_{\text{н}}} \right) U_{\text{вых}}(0) \right] \right\};$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{R_{\text{д}}}{L} - \frac{1}{CR_{\text{н}}} \right); \quad \beta = \frac{1}{LC} \left(1 + \frac{R_{\text{д}}}{R_{\text{н}}} \right).$$

Максимальный входной ток

$$I_{\text{вх max}} = I_{\text{вх}} + U_{\text{вых}} \sqrt{C/L} \exp(\alpha\varphi/\omega_0),$$

где $\varphi = \arctg(\omega_0/a) - \arctg a_1/a_2$.

Максимальное выходное напряжение

$$U_{\text{вых max}} = U_{\text{вых}} \left(1 + \exp - \frac{\pi\alpha}{\omega_0} \right).$$

Для оценки помехообразования в переходном процессе пуска ИВЭП построим спектральную характеристику создаваемых помех, используя (3.6), (3.7), посредством замены оператора Лапласа величиной $j\omega$:

$$i_{\text{вх1}}(\omega) = 20 \lg \left| \frac{\gamma E}{R_{\text{н}} + R_{\text{д}}} \left[\frac{1}{s} + \frac{(s + \alpha) a_1 + \omega_0 a_2}{(s + \alpha)^2 + \omega_0^2} \right] \right|_{s=j\omega};$$

$$u_{\text{вых1}}(\omega) = 20 \lg \left| \frac{\gamma R_{\text{н}} E}{R_{\text{н}} + R_{\text{д}}} \left[\frac{1}{s} + \frac{(s + \alpha) b_1 + \omega_0 b_2}{(s + \alpha)^2 + \omega_0^2} \right] \right|_{s=j\omega}.$$

Рис. 3.32. Спектральные характеристики входного тока (кривые 1, 2) и выходного напряжения (кривые 3, 4) ИВЭП 5В 10А в пусковом режиме:

1, 3 — без обеспечения плавного пуска; 2, 4 — при плавном пуске

На рис. 3.32 приведены спектральные характеристики помех от изменения входного тока (кривая 1) и выходного напряжения (кривая 3) ИВЭП 5 В, 10 А в пусковом режиме.

Для уменьшения создаваемых помех необходимо исключить всплеск входного тока и перерегулирование выходного напряжения ИВЭП. Эффективным средством уменьшения помех является обеспечение плавного пуска ИВЭП, при этом в пусковом режиме замедляется установление выходного напряжения и, следовательно, входного тока. Фактически скважность в пусковом режиме не отличается от скважности в стационарном режиме при малых возмущениях выходного напряжения ИВЭП. Для этого эталонное напряжение в пусковом режиме должно изменяться по экспоненциальному закону.

Чтобы обеспечивалось плавное установление выходного напряжения, постоянная $T_{эт}$ должна быть в несколько раз больше постоянной времени НЧ (см. § 2.4).

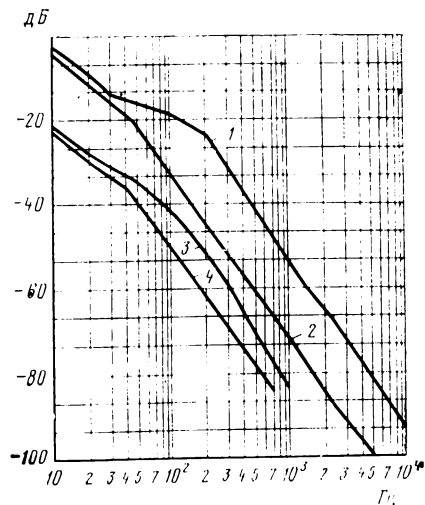
На рис. 3.32 приведены спектральные характеристики входного тока (кривая 2) и выходного напряжения (кривая 4) ИВЭП при плавном пуске, построенные исходя из формул:

$$\underline{i}_{вх2}(\omega) = 20 \lg |I_{вх}/s(s T_{эт} + 1)|_{s=j\omega};$$

$$\underline{u}_{вых2}(\omega) = 20 \lg |U_{вых}/s(s T_{эт} + 1)|_{s=j\omega}.$$

Как видно из спектральных характеристик, плавный пуск ИВЭП приводит к значительному уменьшению помех в пусковом режиме на максимальное значение 20 дБ для входного тока и 13 дБ для выходного напряжения. Плавный пуск исключает перерегулирование выходного напряжения также при его ступенчатом изменении в режиме профилактического контроля узлов ЭВМ по электропитанию. Следует отметить, что обеспечение плавного пуска ИВЭП является необходимым фактором не только для импульсных, но и для линейных ИВЭП.

Ограничение помехообразования при коммутации напряжения. Уменьшение интенсивности помехообразования при коммутации напряжения в устройствах СЭП обеспечивается: ограничением зарядных токов конденсаторов входного выпрямителя ИВЭП с бестрансформаторным входом; программным управлением очередно-



стью включения и выключения ИВЭП и устройств ЭВМ; подачей и снятием первичного напряжения с ИВЭП и устройств ЭВМ без коммутации мощности (тока); подачей и снятием первичного напряжения ИВЭП бесконтактным коммутатором.

В импульсных ИВЭП с бестрансформаторным входом напряжение сети поступает непосредственно к выпрямителю, на выходе которого включен емкостный фильтр. При подключении ИВЭП к первичной сети через выпрямительные диоды протекает большой зарядный ток конденсаторов (десятки и сотни ампер), который может привести к выходу из строя выпрямительных диодов и конденсаторов фильтра ИВЭП, недопустимым провалам и выбросам питающего напряжения и к возникновению электромагнитных помех.

Для ограничения зарядного тока конденсаторов входного фильтра в ИВЭП включают ограничитель зарядного тока, выполненный на высокоомном резисторе, шунтированном транзистором или тиристором [6].

Как правило, разработчики ИВЭП при выборе ограничительно-сопротивления исходят из допустимого значения тока выпрямительных диодов. Однако при этом возможно появление провалов питающего напряжения недопустимого значения и, кроме того, создаются помехи широкого спектра частот от зарядного тока. В связи с этим зарядный ток целесообразно ограничивать на уровне номинального тока потребления ИВЭП.

На рис. 3.33 приведены схемы ограничения зарядного тока конденсатора входного фильтра. На выходе входного выпрямителя включают ограничитель зарядного тока, выполненный на высокоомном резисторе, шунтированном тиристором. Включение ИВЭП осуществляется в две ступени. При подаче напряжения сети резистор $R1$ ограничивает зарядный ток конденсатора $C2$ до допустимого значения (пиковое значение тока не должно превышать номинальное значение потребляемого тока ИВЭП). После запуска ПП резистор $R1$ шунтируется тиристором $VD5$. Управление тиристором

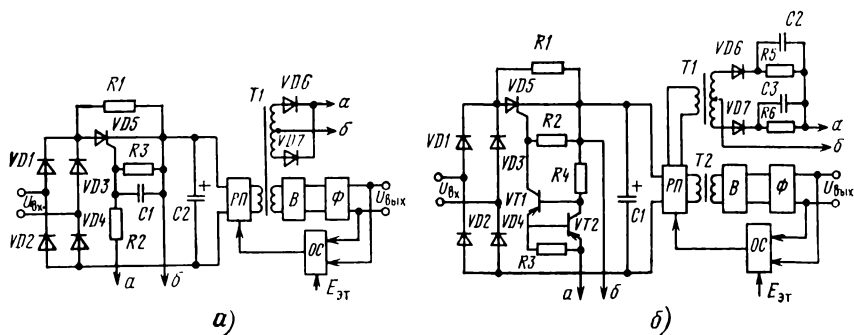


Рис. 3.33. Схема ограничения зарядного тока конденсатора входного фильтра: а — с управлением тиристором от отдельной обмотки трансформатора ПП; б — с управлением тиристором импульсным методом

осуществляется от отдельной вторичной обмотки трансформатора преобразователя.

На схеме рис. 3.33,6 управление тиристором осуществляется импульсами, поступающими от вторичной обмотки трансформатора *ПП*. Цепи *С2, R5* и *С3, R6* предназначены для ограничения управляющих импульсов по длительности. Цепь *R3, VT1, VT2, R4* предназначена для ограничения управляющих импульсов по току. В каждом полупериоде работы *ПП* происходит формирование одного управляющего импульса. Разделение осуществляется диодами *VD6, VD7*. Таким образом, частота управляющих импульсов получается равной удвоенной частоте работы *ПП*. Импульсы, поступающие со вторичной обмотки трансформатора *ПП* на конденсатор *С2 (С3)* через резистор *R3* и транзистор *VT1*, подаются на управляющий электрод тиристора *VD5*. В том случае, когда падение напряжения на резисторе *R3* превышает 0,6 ... 0,7 В, отпирается транзистор *VT2* и запирается *VT1*. Таким образом происходит ограничение тока управляющего импульса, а его значение определяется сопротивлением резистора *R3*.

В связи с тем, что СЭП включают в себя большое число ИВЭП, в пусковом режиме, несмотря на ограничение входного тока и обеспечение его плавного нарастания, суммарный ток потребления ЭВМ от первичной сети может достигать десятки, сотни и более ампер, что является причиной недопустимых провалов и выбросов питающего напряжения, а также электромагнитных помех. Во избежание этого коммутация напряжения производится без тока. При этом помимо предотвращения помехообразования повышается надежность, увеличивается срок службы коммутационной аппаратуры (электромагнитных реле, пускателей, контакторов и т. д.).

Указанный метод реализован в СЭП ЕС ЭВМ, где исключены коммутационные помехи при подаче и снятии входного напряжения ИВЭП. Подача входного напряжения к ИВЭП осуществляется при запертых транзисторах высокочастотного преобразователя ИВЭП, т. е. без коммутации тока. Через 1 ... 2 с с помощью схемы управления ИВЭП запускается высокочастотный преобразователь, и на выходе ИВЭП появляется напряжение. Следует отметить, что, как рассмотрено выше, запуск преобразователя производится плавно, без всплеска пускового тока и перерегулирования выходного напряжения ИВЭП. Включение и отключение ИВЭП осуществляется маломощными логическими сигналами 1 и 0 соответственно. Отключение ИВЭП, в том числе при аварийных режимах, происходит только после запираания транзисторов преобразователя, т. е. входное напряжение ИВЭП снимается без коммутации мощности через электромеханическое реле или пускатель, чем предотвращаются помехи от дребезга контактов.

Подачу и снятие первичного напряжения с устройств ЭВМ, в том числе с устройств СЭП, не всегда можно проводить без коммутации тока, как это отмечено выше, так как в них отсутствует узел транзисторного преобразователя. Поэтому при коммутации мощности замыкание контактов реле обычно сопровождается дре-

безгом, а размыкание — дуговым разрядом (особенно при реактивном характере нагрузки), вследствие чего возникают электромагнитные помехи с широким спектром частот. Уровень и спектр электромагнитных помех при коммутации переменного тока зависят от мгновенного значения, при котором происходит коммутация.

Рассмотрим спектральные характеристики электромагнитных помех от коммутации переменного тока при различных мгновенных значениях (рис. 3.34), т. е. при различных углах включения (φ_1 и φ_3) и отключения (φ_2 и φ_4).

Выражения спектральных характеристик для коммутируемых токов имеют вид:

$$i_1(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t \leq \varphi_1 & 2\pi \leq t \leq \varphi_3; \\ \sin \omega_c t & \varphi_1 \leq t \leq \pi & \varphi_3 \leq t \leq 3\pi; \end{cases}$$

$$i_2(t) = \begin{cases} \sin \omega_c t & \pi \leq t \leq \varphi_2 & 3\pi \leq t \leq \varphi_4; \\ 0 & \varphi_2 \leq t \leq 2\pi & \varphi_4 \leq t \leq 4\pi. \end{cases}$$

После преобразования Лапласа они будут иметь следующий вид:

$$i_1(\omega) = 20 \lg \left[\frac{I_{\max} \omega_c}{\omega^2 - I_{\max} \omega_c^2} \times \sqrt{2 + \frac{\omega^2 - \omega_c^2}{\omega_c^2} \sin^2 \omega_c \varphi + 2 \frac{\omega}{\omega_c} \sin \omega_c \varphi \sin \omega \varphi - 2 \cos \omega_c \varphi \cos \omega \varphi} \right];$$

$$i_2(\omega) = 20 \lg \left[\frac{I_{\max} \omega_c}{\omega^2 - I_{\max} \omega_c^2} \times \sqrt{2 + \frac{\omega^2 - \omega_c^2}{\omega_c^2} \sin^2 \omega_c \varphi + 2 \frac{\omega}{\omega_c} \sin \omega_c \varphi \sin \omega \left(\frac{\pi}{\omega_c} - \varphi \right) - 2 \cos \omega_c \varphi \cos \omega \left(\frac{\pi}{\omega_c} - \varphi \right)} \right],$$

где $\omega_c = 2\pi f_c$ — угловая частота напряжения сети; $\omega = 2\pi f$ — текущая угловая частота; f_c — частота напряжения сети; f — текущая частота.

Как показывают исследования, интенсивность создаваемых электромагнитных помех зависит от мгновенных значений коммутируемых токов или напряжений. При этом спектральные характеристики переменного напряжения для одинаковых мгновенных зна-

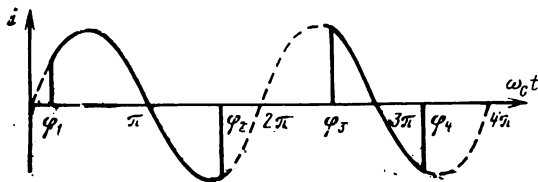


Рис. 3.34. Диаграмма коммутации переменного тока

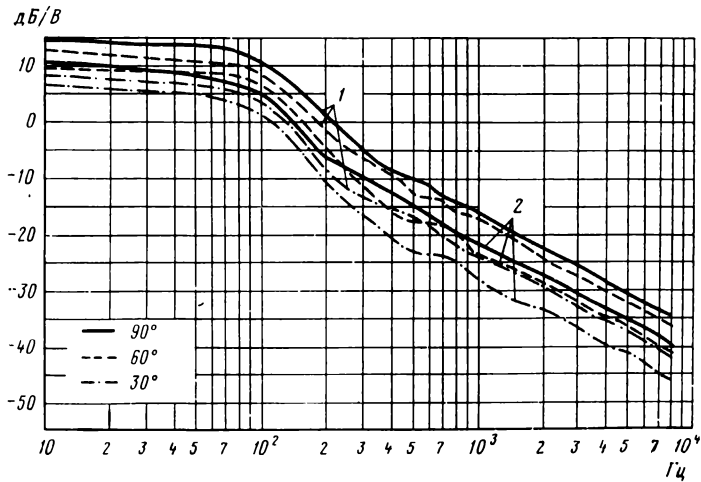


Рис. 3.35. Спектральные характеристики переменных напряжений для различных углов включения при напряжении 380В (1) и 220В (2)

чений тока (напряжения) при угле включения $\varphi_1 = \varphi$ и угле отключения $\varphi_2 = 2\pi - \varphi$ одинаковы.

На рис. 3.35, 3.36 приведены спектральные характеристики переменных напряжений и тока для различных углов включения. Как видно, интенсивность электромагнитных помех больше при больших мгновенных значениях переменного тока (напряжения) на всем исследуемом диапазоне частот. Поэтому коммутацию тока (напряжения) надо провести при их нулевых значениях.

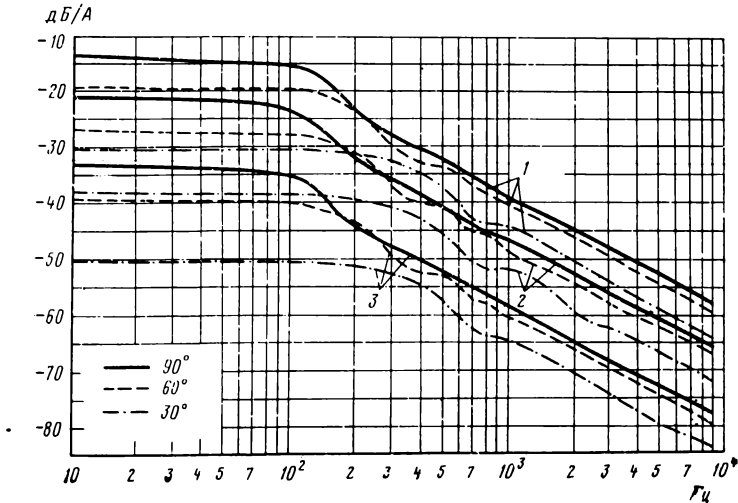


Рис. 3.36. Спектральные характеристики переменного тока для различных углов включения при токах:

1 — 50 А; 2 — 20 А; 3 — 5 А

Для уменьшения уровня создаваемых помех при коммутации больших мощностей целесообразно использовать бесконтактные коммутаторы на тиристорах или симисторах [6]. Применение бесконтактного коммутатора на тиристорах исключает все указанные недостатки, присущие электромеханическому реле.

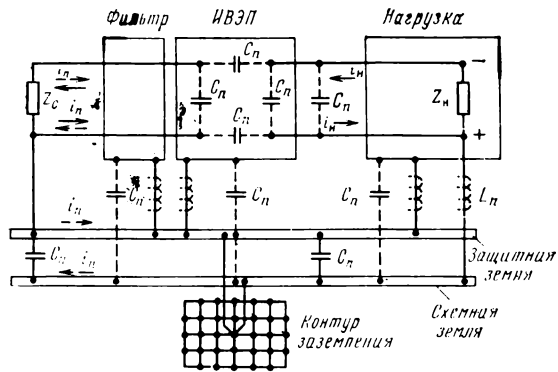
В [6] приведены принципиальные электрические схемы бесконтактных коммутаторов, обеспечивающих коммутацию напряжения и тока при их нулевых значениях. При этом уровень помех минимален и значительно уменьшается мгновенная мощность при коммутации.

Принятие отмеченных выше мер по уменьшению помехообразования в средствах СЭП в режиме коммутации напряжения для ЭВМ, потребляющих десятки и сотни киловатт и питающихся от автономного источника энергии в виде АГП, двухмашинных агрегатов и так далее, является необходимым, но недостаточным для нормального функционирования ЭВМ. Уменьшению помехообразования способствует коммутация напряжения (мощности) в средствах СЭП и ЭВМ в определенной очередности, по заданной программе, в нормальных, профилактических и аварийных режимах работы ЭВМ.

Для осуществления определенной последовательности включения и отключения устройств СЭП и ЭВМ необходимо исходить из условий обеспечения минимальной потребляемой мощности группы устройств и завершения переходных процессов напряжения первичной сети до подключения к ней очередной группы устройств. Кроме того, при установлении очередности включения устройств ЭВМ исходят также из необходимости сохранения массива информации и продолжения решения задач при различных прерываниях в работе ЭВМ, а также из применяемой элементной базы, предъявляющей требования по определенной очередности подачи и снятия питающих напряжений. Очередное включение и отключение осуществляется по заданной программе с помощью БУС, БУП и АСКДЭ. Например, в ЭВМ ЕС 1046 в первую очередь обеспечивается готовность АСКДЭ, а затем подключение подсистем электропитания ТС в следующей последовательности: центральный процессор, сервисный и матричный процессоры, оперативные запоминающие устройства, устройства управления внешних запоминающих устройств и внешних устройств.

Рекомендации по конструированию устройств СЭП. Кроме схемотехнических решений, направленных на исключение или уменьшение помехообразования, эффективным способом подавления помех является оптимальное решение вопросов конструирования устройств СЭП, заключающееся в выборе оптимальной конструкции элементов и функциональных узлов устройств СЭП, их рациональной компоновке, монтаже, экранировании и заземлении. Оптимальным конструированием решаются задачи обеспечения работоспособности средств СЭП и ЭВМ путем уменьшения уровня внутренних электромагнитных помех и повышения стойкости к внешним электромагнитным помехам.

Рис. 3.37. Пути распространения электромагнитных помех в СЭП



Электромагнитные помехи в первичной сети и на выходе ИВЭП обусловлены протеканием паразитных токов, что приводит к неустойчивой работе не только узлов и устройств ЭВМ, но и остальных потребителей, подключенных к общей сети. Паразитные токи i_n кондуктивными связями через контур заземления могут циркулировать от первичной сети на выход и наоборот, создавая симметричные и несимметричные помехи. Последние зависят от конструкции элементов и узлов ИВЭП в целом (рис. 3.37).

Одним из путей повышения помехоустойчивости ИС является экранировка и заземление цепей электропитания. Контур заземления не эквипотенциален, поэтому между двумя точками контура имеется ЭДС, которая при наличии замкнутой цепи создает паразитный циркулирующий ток, в результате изменяется напряжение на ИС. Циркулирующий паразитный ток, в свою очередь, создает перекрестные помехи, из-за чего также снижается помехоустойчивость узлов ЭВМ. Как показано на рис. 3.38,а, через заземляю-

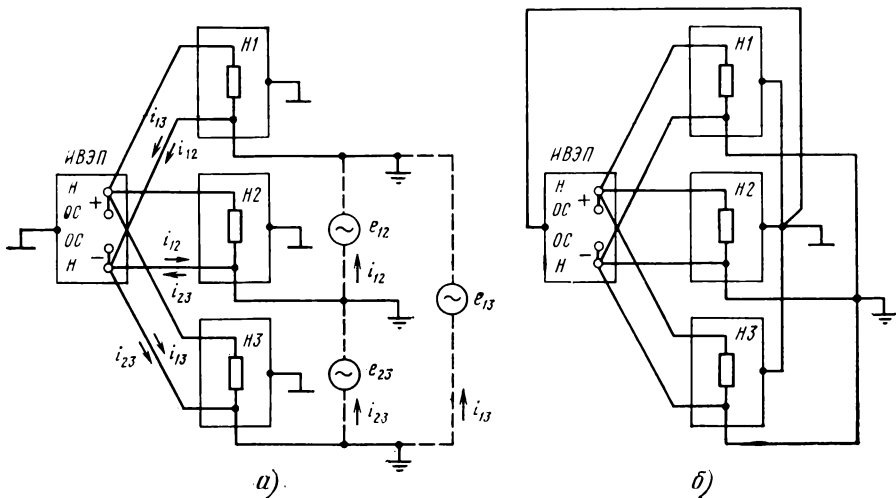


Рис. 3.38. Способы заземления нагрузки:
а — неправильный; **б** — правильный

ший контур протекают уравнительные токи, создаваемые ЭДС e_{12} , e_{13} , e_{23} , обусловленными неэквипотенциальностью заземляющего контура. Во избежание этого узлы и устройства любой РЭА, в том числе ЭВМ, необходимо соединять с «землей» схемы только в одной точке, как показано на рис. 3.38, б. Любая РЭА имеет защитную «землю», что необходимо для обеспечения безопасности обслуживающего персонала от высокого напряжения в случае появления его на корпусе аппаратуры. Защитная «земля» различных устройств так же объединяется и соединяется с заземляющим контуром в одной точке.

Экранирующие оплетки сигнальных цепей рекомендуется заземлять в точках соединения «земли» схемы. Соединение оплетки с защитной «землей» недопустимо, поскольку в ней сильно возрастают наводки из-за того, что металлические части ИВЭП являются контурами приема внешних и внутренних помех. Заземление оплетки на обоих концах нецелесообразно, так как при этом через оплетки протекают паразитные токи, создающие наводки непосредственно в сигнальных цепях.

При работе ИВЭП на разветвленную и удаленную нагрузку возникает необходимость обеспечения помехоустойчивости узлов и устройств ЭВМ. Для обеспечения требуемой нестационарности при разветвленной нагрузке до единиц ампер и небольших расстояниях между ИВЭП и нагрузкой линии ОС достаточно соединить непосредственно на выходе ИВЭП (рис. 3.39, а, б). При больших токах нагрузки и удаленности ИВЭП для обеспечения требуемой стабильности выходного напряжения ИВЭП линии ОС подключаются непосредственно к нагрузке (рис. 3.39, в). При нескольких нагрузках с различными потребляемыми мощностями, когда нет возможности для общей шины питания, линии ОС целесообразно подключать к нагрузке, имеющей среднюю потребляемую мощность. Если потребляемые мощности примерно одинаковы, то линии ОС подключаются к нагрузке, равноудаленной от остальных нагрузок (рис. 3.40).

Отметим, что для обеспечения требуемой стабильности выходного напряжения при импульсном характере изменения тока нагрузки, приводящем к изменению напряжения питания в узлах и

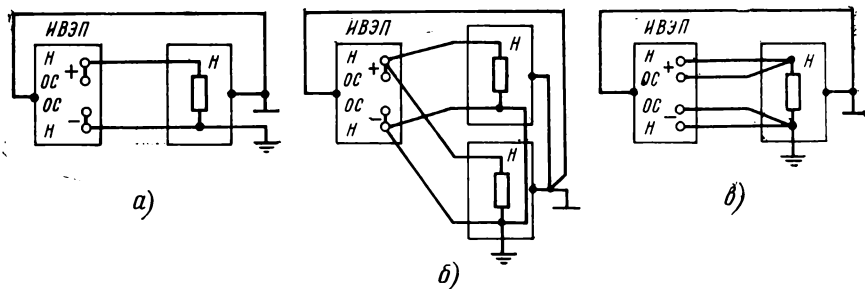
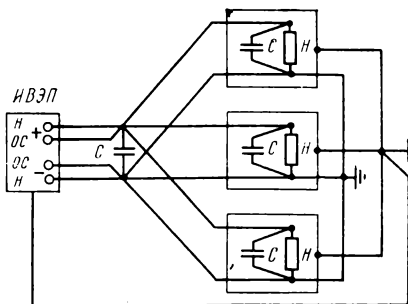


Рис. 3.39. Способы заземления ИВЭП и нагрузки

Рис. 3.40. Пример подключения развязочных конденсаторов

устройствах ЭВМ и снижению их помехоустойчивости, подключение линий ОС к удаленной нагрузке недостаточно. Эти изменения тока нагрузки и входного напряжения не могут быть компенсированы даже самыми быстрыми ИВЭП, что объясняется наличием внутреннего полного сопротивления как самих ИВЭП, так и соединительных проводов.



Для уменьшения изменения напряжения в узлах и устройствах ЭВМ непосредственно на нагрузке и в общих точках разветвления устанавливают развязывающие конденсаторы. Для развязки используют электролитические, оксиднополупроводниковые, слюдяные и другие конденсаторы. Собственная индуктивность развязывающих конденсаторов должна быть намного меньше, чем общее полное сопротивление ИВЭП — нагрузка.

При выборе типов конденсаторов и их емкостей необходимо исходить из: максимально допустимого изменения напряжения на потребителе; условия обеспечения аperiodического характера переходного процесса напряжения; правильного сочетания различных типов конденсаторов, исходя из минимальной собственной индуктивности и максимальной емкости; допустимых перекрестных помех между разветвленными цепями нагрузки.

Развязывающие конденсаторы, кроме того, способствуют уменьшению импульсных помех, создаваемых ИС в цепях ИВЭП и питающей сети. Важное значение имеет также место установки и подключения развязывающих конденсаторов. В частности, конденсаторы необходимо устанавливать непосредственно на шинах электропитания. На рис. 3.41,а приведен пример правильного, а на рис. 3.41,б — неправильного подключения конденсатора.

Во избежание помехообразования и распространения электромагнитных помех особое значение имеет правильность проведения конструирования и монтажа импульсных ИВЭП.

На рис. 3.42 показан способ монтажа ИВЭП с бестрансформаторным входом, исполненного по мостовой схеме РП. Все провода, имеющие взаимно противоположные и равные токи, свиты парно, при этом компоновка и конструкция элементов и узлов ИВЭП обеспечивают разводку свитых пар проводов в местах их соединений с элементами. Конструкция отдельных элементов и узлов, а также каркаса и панелей ИВЭП спроектирована таким образом, что она одновременно выполняет функцию электромагнитных и электростатических экранов. Необходимо учесть, что компоновка узлов и элементов ИВЭП должна обеспечивать равномерные по горизонтальному сечению ИВЭП воздушные каналы для улучше-

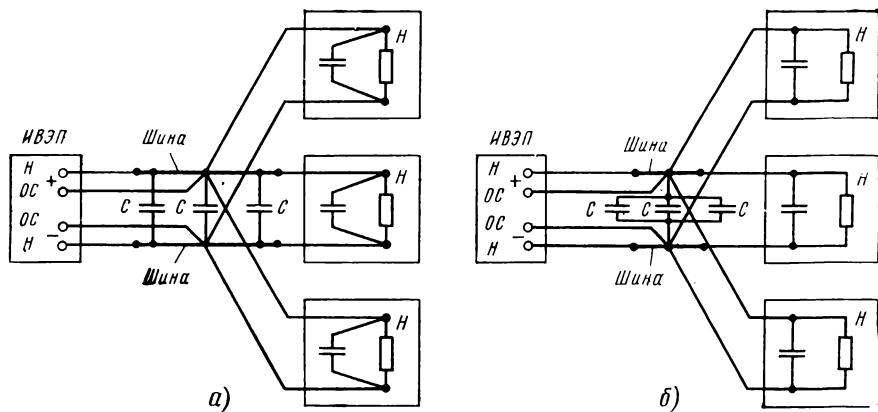


Рис. 3.41. Примеры монтажа развязочных конденсаторов

ния тепловых режимов узлов и элементов ИВЭП в стойках аппаратуры при естественной и принудительной вентиляции.

В конструкциях средств электропитания и их функциональных узлах (ФУ) необходимо исключать монтаж проводом или же проводить монтаж жестким проводом минимального сечения, при этом уменьшается индуктивное сопротивление и увеличивается емкость линии. Как правило, монтаж несилловых узлов СЭП проводится печатным способом, но узлы между собой чаще всего соединяются проводом, что снижает помехоустойчивость СЭП. На рис. 3.43 приведена конструкция ИВЭП, где ФУ соединены между собой печатным монтажом, что повышает еще и технологич-

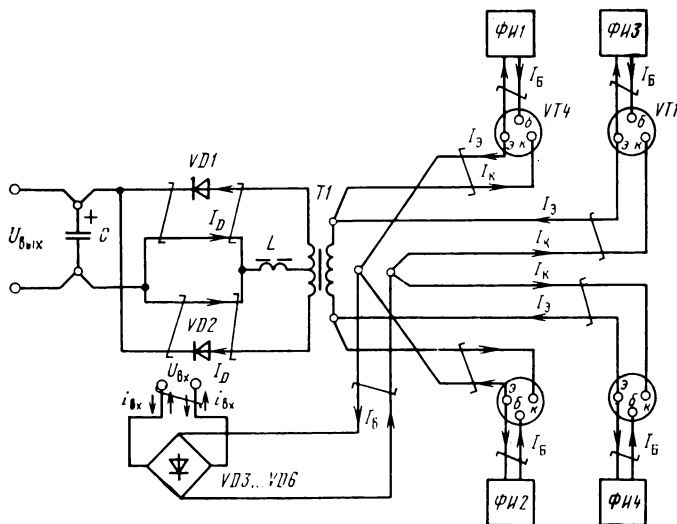


Рис. 3.42. Способ монтажа ИВЭП с бестрансформаторным входом, выполненного по мостовой схеме РП

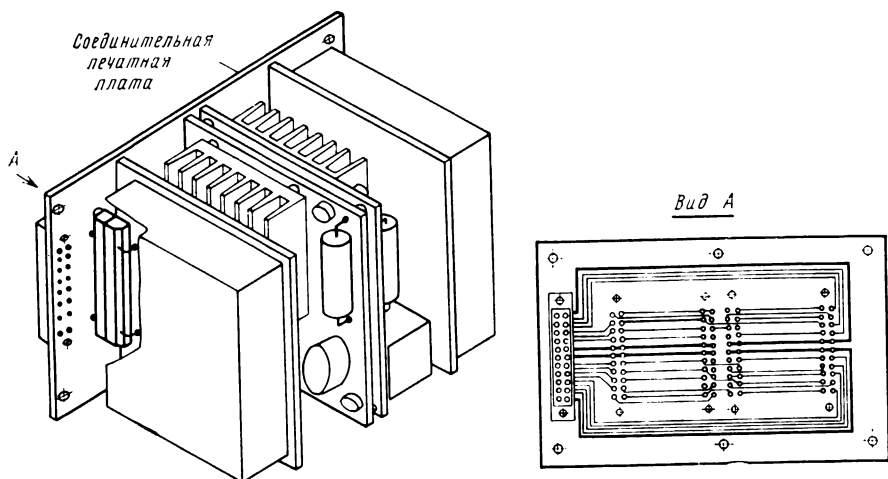


Рис. 3.43. Конструкция ИВЭП с соединением ФУ между собой печатным монтажом

ность изготовления ИВЭП. Здесь следует отметить, что использование ФУ средств электропитания на базе твердотельной и гибридно-пленочной технологии в значительной степени повышает помехоустойчивость средств электропитания ЭВМ. На рис. 3.9 приведен пример соединения узлов и элементов бестрансформаторного ИВЭП, исключающий циркулирование высокочастотных паразитных токов через сеть — выход — заземляющий контур — сеть.

Обобщая вышеизложенное, можно отметить, что для успешного решения задач конструирования необходимо:

- рациональное размещение элементов, узлов и устройств СЭП с точки зрения предотвращения взаимных помех и наводок; при этом монтаж и размещение следует осуществлять таким образом, чтобы уменьшались площадь и полное сопротивление замкнутых контуров, которые могут быть как источниками, так и приемниками высокочастотных помех;

- разделение цепей переменного тока, силовых цепей и цепей управления измерительно-усилительных устройств СЭП;

- осуществление монтажа внутри устройств СЭП и между ними витыми парами проводов, сдвоенными шинами и, при необходимости, их экранирование;

- удаление друг от друга, от несущей конструкции, шасси входных и выходных цепей;

- разделение цепей управления и измерительно-усилительных элементов устройств СЭП с корпусом, заземляющей оплеткой экранированных проводов (и не использовать их в качестве обратного провода);

- соединение различных и удаленных нагрузок с одним ИВЭП осуществлять витой парой проводов или сдвоенной шиной для каждой нагрузки в отдельности;

обеспечение малого контактного сопротивления деталей конструкции и заземления;

создание в ИВЭП гальванической развязки для свободного выбора полярности выходного напряжения;

обеспечение схемного заземления только в одной точке для исключения электромагнитных помех низких частот и во многих точках для исключения помех высоких частот через емкостные связи;

исключение паразитных токов по цепям электропитания, защитной «земле» и схемной «земле» путем объединения и соединения только в одной точке;

обеспечение помехоустойчивости ИС и устойчивой работы ИВЭП при удаленной и распределенной нагрузке с помощью развязывающих фильтров;

выведение цепей обратной связи ИВЭП для непосредственного подключения удаленной нагрузки с целью исключения падения напряжения на соединяющих проводах;

обеспечение устойчивой работы СЭП, включающей в себя параллельно работающие ИВЭП на общую магистраль нагрузки, путем рационального монтажа силовых и сигнальных цепей ИВЭП (монтаж силовых и сигнальных проводов осуществлять разными жгутами и при необходимости экранировать каждый жгут);

заземление экранированных оплеток цепей управления производить на одном конце;

экранирование выполнять тщательно, без нарушения целостности оплетки в местах соединения разъемов, сетевых помехоподавляющих фильтров, пускорегулирующей аппаратуры и т. д.;

обеспечение малого полного сопротивления источника первичной сети;

построение ФУ средств электропитания, включающих в себя импульсные элементы, таким образом, чтобы импульсные токи и напряжения не выходили за пределы ФУ через разъемы или контакты;

расположение магнитных элементов СЭП так, чтобы избежать взаимодействия их полей рассеяния;

размещение устройств подавления помех непосредственно у источников помех;

проведение монтажа элементов и ФУ устройств СЭП, в частности импульсных ИВЭП, таким образом, чтобы импульсные токи циркулировали по самым коротким путям и не попадали в первичную сеть или на выход ИВЭП.

3.4. Имитаторы сетевых помех

Для всестороннего исследования путей распространения сетевых помех от источника первичной энергии до элементов и узлов ЭВМ, влияния параметров цепей, элементов и узлов СЭП на распространение сетевых помех, помехоустойчивости СЭП и узлов ЭВМ, эффективности принятых схемотехнических и конструктив-

но-технологических решений по уменьшению помехообразования, а также эффективности помехоподавляющих устройств необходима аппаратура, имитирующая сетевые помехи, — имитаторы сетевых помех. Следует отметить, что, кроме имитаторов сетевых помех, часто возникает необходимость в аппаратуре, которая имитирует помехи, характеризующие работу узлов функциональной аппаратуры, в том числе ЭП в различных режимах работы — нормальных, профилактических и аварийных. Эти имитаторы особенно необходимы для периодической имитации переходных процессов разового действия, протекающих во время работы аппаратуры, например в нестационарных режимах работы (включение, отключение) и в различных аварийных режимах, имеющих место в процессе эксплуатации. В этих случаях с помощью имитаторов помех проводятся всесторонние исследования путей распространения помех и влияния их на элементы и узлы аппаратуры.

С помощью имитаторов помех, в частности имитаторов сетевых помех, определяются уровни помех, при которых обеспечивается нормальное функционирование аппаратуры и граничные значения сетевых помех, при которых гарантируется безопасность элементов и узлов ЭВМ, в том числе узлов СЭП. Здесь очень важное значение имеет исследование влияния сетевых помех на работу устройств электропитания, в частности на ИВЭП. Это объясняется тем, что сетевые помехи могут оказывать вторичное влияние на узлы ЭВМ через ИВЭП. Оно проявляется в недопустимом увеличении выходного напряжения ИВЭП, приводящем к сбою или отказу ЭВМ.

При выборе параметров имитаторов помех исходят из детерминированных помех, которые характерны для конкретных условий работы ЭВМ, связанных с условиями эксплуатации. Как отмечено в § 3.1, требования, предъявляемые к имитаторам помех, не регламентированы нормативными документами; имеются лишь общие требования соответственно МЭК [30]. Несмотря на это, необходимо иметь имитаторы сетевых помех с широким диапазоном характеристик для определения области устойчивой работы аппаратуры и принятия мер по повышению ее устойчивости.

Как показывает практика, имитаторы сетевых помех необходимы как на этапе проектирования, так и в процессе изготовления и эксплуатации ЭВМ. На рис. 3.44 приведены формы имитируемых сетевых помех, а в табл. 3.8 основные характеристики имитаторов сетевых помех, которые практикуются при исследовании СЭП ЭВМ. Ниже рассмотрены функциональные схемы ряда имитаторов помех.

На рис. 3.45 приведена функциональная схема имитатора сетевых помех «экспоненциального» характера. Напряжение сети 220 В частотой 50 Гц через трансформатор $T1$, выпрямитель $B1$, фильтр $\Phi1$ поступает к однотактному преобразователю напряжения $ПН$. Выходное напряжение $ПН$ заряжает зарядное устройство аккумуляторной батареи (ЗУА), которое периодически разряжается через разрядное устройство $УР$, и на выходе вторичной об-

Таблица 3.8

Наименование	Краткая техническая характеристика
Имитатор сетевых помех колебательного характера	Имитирует импульсное напряжение колебательного характера амплитудой 5...1500 В, импульсной мощностью 500 ВА, частотой 5...200 кГц, накладываемое на напряжение сети частотой 50 Гц (см. рис. 3.44,а). Частота следования импульсов 50 Гц. Фаза импульсного напряжения φ изменяется в пределах 0... π
Имитатор сетевых помех «экспоненциального» характера	Имитирует импульсное напряжение экспоненциального характера амплитудой 300, 500, 750, 1000, 1500 В, длительностью импульсов 1...10 мкс, накладываемое на напряжение сети частотой 50 Гц (см. рис. 3.44,б). Частота следования импульсов 50 Гц. Фаза импульсного напряжения φ изменяется в пределах 0... π
Имитатор скачкообразного изменения напряжения сети	Имитирует провалы и выбросы напряжения сети переменного тока частотой 50 Гц, составляющие (5...30)% от номинального напряжения (см. рис. 3.44,в). Фаза провалов и выбросов φ изменяется в пределах 0... π
Имитатор прерывания и отключения напряжения сети	Имитирует прерывание в течение $f_{пр} = 10...60$ мс или отключение напряжения сети, частотой 50 Гц (см. рис. 3.44,г,д). Фаза прерывания или отключения φ изменяется в пределах 0— π

С помощью рассмотренных имитаторов помех проведены исследования помехоустойчивости ИВЭП ЕС ЭВМ. При этом определены граничные значения сетевых помех, при которых гарантируются выходные параметры ИВЭП в соответствии с требованиями ТУ, а затем, путем дальнейшего увеличения сетевых помех, определена область безопасной работы элементов и узлов ИВЭП, а также элементов и узлов ЭВМ. Граничные значения сетевых помех в основном зависят от параметров входного фильтра и допустимого коллекторного напряжения транзистора регулирующего преобразователя, а максимальные — от параметров функциональных узлов и элементов ИВЭП, а также от паразитной межобмоточной емкости разделительного трансформатора, межвитковой емкости дросселя и индуктивности конденсатора выходного фильтра. На рис. 3.47 приведены области максимальных (кривая 1) и граничных (кривая 2) значений сетевых помех, накладываемых на синусоидальное входное напряжение ИВЭП 2 В 45 А, ИВЭП 2 В 100 А, ИВЭП 5 В 15 А, ИВЭП 5,2 В 80 А.

Проведенные исследования позволили определить области помехоустойчивости, доработать ряд функциональных узлов ИВЭП с целью повышения помехоустойчивости, уточнить ряд требований, предъявляемых к помещениям для установки ТС ЕС ЭВМ.

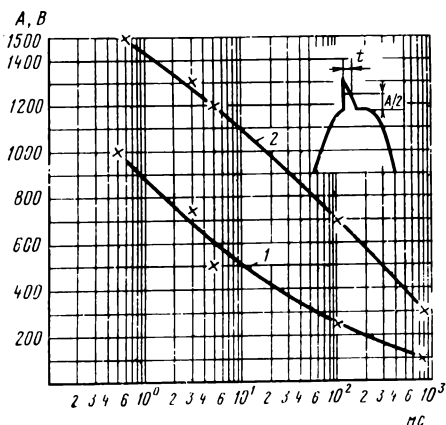


Рис. 3.47. Области максимальных (1) и граничных (2) значений сетевых помех «экспоненциального» характера

Результаты исследований дали также возможность определить нормы допустимых сетевых помех для средств электропитания ЕС ЭВМ. Исследования работы ИВЭП при провалах напряжения сети проведены с помощью имитатора сетевых помех (рис. 3.46). Этим же имитатором определено время поддержания выходного напряжения при пропадании напряжения первичной сети, что важно при выборе параметров узлов ИВЭП и других средств СЭП для сохранения массива информации в ЭВМ.

3.5. Рекомендации по выбору и проектированию помехоподавляющих фильтров

Одним из эффективных средств уменьшения сферы действия электромагнитных помех в ЭВМ является использование специальных сетевых помехоподавляющих фильтров. Специфика таких фильтров заключается в том, что, обеспечивая требуемую эффективность подавления паразитной электромагнитной энергии в широком диапазоне частот, они должны длительное время работать при значительных рабочих токах и напряжениях.

Отметим, что использование помехоподавляющих фильтров необходимо, если принятые меры по ЭМС не полностью обеспечивают требуемую помехоустойчивость ЭВМ и не выполняются требования общесоюзных норм по промышленным радиопомехам.

В зависимости от диапазона спектра частот помехоподавляющие фильтры делятся на низкочастотные, высокочастотные, полосовые и режекторные. В ЭВМ в основном применяются широкополосные фильтры низких частот, так как они должны пропускать постоянный ток или ток низкой промышленной частоты и не пропускать высокочастотные токи электромагнитных помех. Ввиду этого между полосами пропускания и непропускания фильтров имеется большая промежуточная нейтральная область частот. Для большинства фильтров необходим резкий переход от полосы пропускания к полосе непропускания, т. е. крутизна частотной характеристики затухания фильтра будет определяться затуханием на самой низкой частоте защищаемого диапазона. Расчет затухания для полосы пропускания можно проводить раздельно; определение частоты среза необязательно. Это значительно упрощает весь расчет сетевых помехоподавляющих фильтров.

Эффективность работы помехоподавляющего фильтра в полосе непропускания можно охарактеризовать вносимым затуханием, определяемым отношением напряжения помех, измеренным на нагрузке при отсутствии и наличии фильтров. Это отношение принято выражать в децибелах: $A = 20 \lg |U_1/U_2|$, где U_1 — напряжение помех на нагрузке при отсутствии фильтра; U_2 — при наличии фильтра.

По электрическому и конструктивному исполнению помехоподавляющие фильтры разделяются на однозвенные и многозвенные, однопроводные и многопроводные.

Построение помехоподавляющих фильтров обычно проводится на основе трех типов звеньев (Γ -образного, T -образного и Π -образного) фильтров низких частот. Соответственно вносимое затухание для каждого типа звена, выраженное через параметры цепи и элементы фильтра, будет определяться следующими выражениями [31]:

для Γ -образного звена

$$A = 20 \lg \left| \frac{1}{1 + \frac{\underline{Z}_i}{\underline{Z}_H}} \left(1 + \frac{\underline{Z}_i}{\underline{Z}_H} + \frac{\underline{Z}_L}{\underline{Z}_H} + \frac{\underline{Z}_i}{\underline{Z}_C} + \frac{\underline{Z}_i}{\underline{Z}_H} \frac{\underline{Z}_L}{\underline{Z}_C} \right) \right|;$$

для T -образного звена

$$A = 20 \lg \left| \frac{1}{1 + \frac{\underline{Z}_i}{\underline{Z}_H}} \left(1 + \frac{\underline{Z}_i}{\underline{Z}_H} + \frac{2\underline{Z}_i}{\underline{Z}_H} + \frac{\underline{Z}_i}{\underline{Z}_C} + \frac{\underline{Z}_L}{\underline{Z}_C} + \frac{\underline{Z}_i \underline{Z}_L}{\underline{Z}_H \underline{Z}_C} + \frac{\underline{Z}_L^2}{\underline{Z}_H \underline{Z}_C} \right) \right|;$$

для Π -образного звена

$$A = 20 \lg \left| \frac{1}{1 + \frac{\underline{Z}_i}{\underline{Z}_H}} \left(1 + \frac{\underline{Z}_i}{\underline{Z}_H} + \frac{\underline{Z}_L}{\underline{Z}_H} + \frac{2\underline{Z}_i}{\underline{Z}_C} + \frac{\underline{Z}_L}{\underline{Z}_C} + \frac{\underline{Z}_i \underline{Z}_L}{\underline{Z}_H \underline{Z}_C} + \frac{\underline{Z}_i \underline{Z}_L}{\underline{Z}_C^2} \right) \right|,$$

где \underline{Z}_H — полное сопротивление нагрузки; \underline{Z}_i — внутреннее полное сопротивление источника; \underline{Z}_C , \underline{Z}_L — полные сопротивления конденсатора и дросселя соответственно.

При выборе параметров фильтра и числа его звеньев необходимо исходить из условия получения требуемого затухания фильтра в диапазоне требуемых частот при минимальных габаритах, массе и стоимости.

В средствах вычислительной техники используются все три типа помехоподавляющих фильтров. Это объясняется большим диапазоном полного внутреннего сопротивления первичной сети (с учетом применения промежуточных агрегатов), значением и характером полного входного сопротивления устройств СЭП и устройств ЭВМ. Например, преобразовательные агрегаты малой мощности имеют полное внутреннее сопротивление в сотни и тысячи раз больше внутреннего сопротивления промышленной сети. Полное входное сопротивление ИВЭП с трансформаторным входом носит

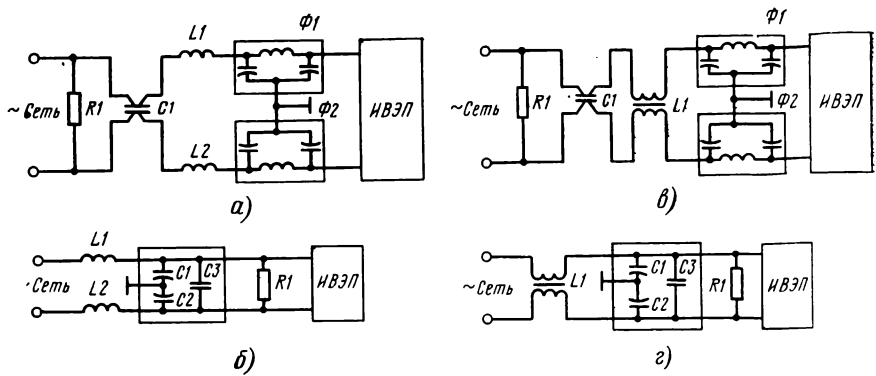


Рис. 3.48. Типовые схемы помехоподавляющих фильтров

индуктивный характер, а ИВЭП с бестрансформаторным входом—емкостной. Входное сопротивление колеблется в больших пределах в зависимости от мощности ИВЭП и их числа, используемого в СЭП ЭВМ.

На рис. 3.48 приведены различные варианты типовых схем помехоподавляющих фильтров для нагрузок и источников помех с различными внутренними сопротивлениями. Если полное внутреннее сопротивление источника помех незначительно и нагрузка носит емкостной характер, то эффективно применение в СЭП ЭВМ помехоподавляющих фильтров с индуктивным входом (рис. 3.48, а, в). При большом полном внутреннем сопротивлении источника помех и индуктивном характере нагрузки целесообразно применение помехоподавляющих фильтров с емкостным входом (рис. 3.48, б, г).

На рис. 3.49 приведены экспериментальные зависимости полного входного сопротивления от частоты для ИВЭП с бестрансформаторным входом ЕС ЭВМ, питающихся от однофазной (кривая 1) и трехфазной (кривая 2) сетей напряжения промышленной частоты. Как видно из кривых, полное входное сопротивление ИВЭП имеет емкостной характер, так как уменьшается с увели-

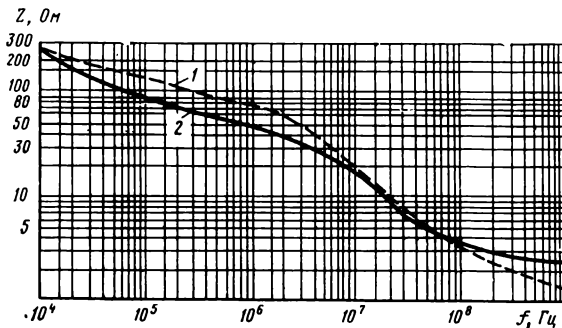


Рис. 3.49. Экспериментальные зависимости полного входного сопротивления от частоты для ИВЭП с бестрансформаторным входом, питающегося:

1 — от однофазной сети; 2 — от трехфазной сети

чением частоты. В этом случае целесообразно использовать фильтры с индуктивным входом (рис. 3.48,а,в). В ИВЭП с трансформаторным входом эффективно использовать фильтры с емкостным входом (рис. 3.48,б,г), поскольку в указанных ИВЭП полное внутреннее сопротивление имеет большое значение и индуктивный характер.

Для ЭВМ применяются различные типы помехоподавляющих фильтров, основные характеристики которых приведены в табл. 3.9.

На рис. 3.50 приведены экспериментальные данные уровня радиопомех в сети при работе ИВЭП 5 В 40 А, построенного по схеме регулируемого преобразователя напряжения с бестрансформаторным входом. Кривая 1 соответствует допустимому уровню радиопомех согласно нормам 8-72, кривая 2 — уровню помех, создаваемых ИВЭП 5 В 40 А, кривая 3 — уровню помех при наличии на входе ИВЭП 5 В 40 А помехоподавляющего фильтра.

Вносимое затухание в полосе частот пропускания фильтров следует характеризовать падением напряжения на фильтре, которое пропорционально индуктивности дросселя. Не считая ее незначительного активного сопротивления, индуктивность дросселя $L \leq \Delta U_{\phi} / 2\pi f_c I_{\phi}$, где ΔU_{ϕ} — падение напряжения на фильтре, которое не должно превышать 2% от номинального напряжения первичной сети; I_{ϕ} — максимальный рабочий ток фильтра; f_c — частота напряжения первичной сети.

Сетевые помехоподавляющие фильтры являются также эффективным средством уменьшения перекрестных помех, связанных с

Таблица 3.9

Тип фильтра	Количество проводов	Рабочий ток, А	Рабочее напряжение переменного тока 50 Гц, В	Диапазон частот, МГц	Рабочее затухание, дБ	Габариты, мм	Масса, кг
ФП1, ФП2	2	2,5; 4	220; 127	—	60	350×100×60	2,4
ФП3, ФП4	2	4	220; 500	—	60	430×150×80	5; 5,4
ФП5, ФП6	2	10; 20	220	—	60	430×150×80	5,4; 5,5
ФП7	2	1	127	—	80	430×150×80	5
ФП8, ФП9, ФП10	2	2,5; 4; 10	500; 380; 220	—	80	470×170×80	6,11
ФП24	1	2,5	220	—	80	290×85×60	1,8
ФП11—ФП14	2	16; 20; 20; 40	380; 220; 500; 500	—	100	560×210×80	8,5; 9,5; 10,5
ФП15	4	70	220	—	100	800×210×150	40
ФСБ1-1-1	2	1	220	0,01...300	15...60	69×25,5×36	500
ФСБ1-1-3	2	2	220	0,01...300	15...60	69×25,5×36	500
ФСБ1-1-7	2	5	220	0,01...300	15...60	85×50×36	1400
ФСБ1-1-9	2	0,5	220	0,01...300	15...60	38×22×20	200

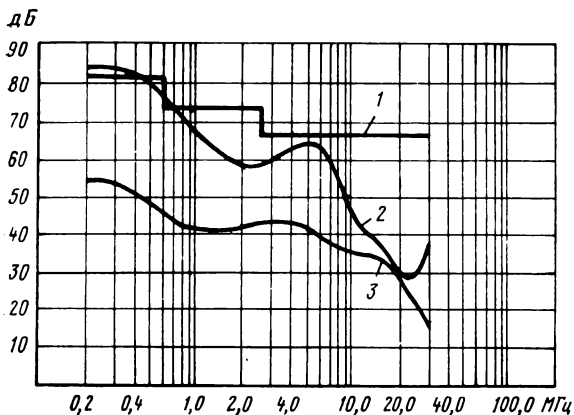


Рис. 3.50. Экспериментальные данные уровня помех в сети при работе ИВЭП 5В 40А

взаимным влиянием устройств ЭВМ, в том числе устройств СЭП, когда первичным источником энергии является ДМА, АГП и тому подобное, имеющие большое внутреннее полное сопротивление.

Глава 4. СИСТЕМЫ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ЭВМ

4.1. Классификация СЭП ЭВМ

Технико-экономические показатели СЭП зависят от структуры ее построения и оптимальности проектирования ее устройств. Принципы построения СЭП и ее устройств тесно связаны друг с другом и при их правильном сочетании можно добиться эффективных результатов. При проектировании СЭП первостепенным является выбор оптимальной структуры построения. Она должна быть гибкой, универсальной и содержать унифицированные устройства (ИВЭП, БУП, БУС и т. д.). Системы электропитания ЭВМ по структуре построения делятся на централизованные, децентрализованные и смешанные.

Централизованной является СЭП, в которой функциональные узлы и устройства, являющиеся общими для нескольких потребителей, объединяются по электрическим параметрам или по конструктивному исполнению.

При централизации по электрическим параметрам максимально используются основные электрические параметры устройств СЭП — мощность, ток, напряжение и другие, что позволяет получить высокие удельные показатели СЭП. Однако при этом несколько неудобными становятся их эксплуатация и проведение ремонтно-наладочных работ. С этой точки зрения более приемлема централизация по конструктивному исполнению, при которой

различные узлы и устройства объединяются в единое конструктивное целое (шкаф, стойка и так далее) с сохранением автономности по электрическим параметрам. Однако в этом случае выходящая мощность используется не полностью, что снижает удельные показатели устройств СЭП.

В большинстве случаев оптимальным решением в проектировании СЭП является конструктивно-электрическая централизация устройств СЭП. В зависимости от требований, предъявляемых ЭВМ к СЭП, централизация устройств СЭП по электрическим параметрам и конструктивному исполнению имеет различные соотношения.

Примером централизованной СЭП является использование общего АГП, общих преобразовательных устройств, АСКДЭ, РУ, БУС и т. д. Централизованная СЭП имеет следующие преимущества: меньшее количество элементов и узлов, в частности пускорегулирующей (коммутационной) аппаратуры, контрольно-измерительных приборов, ИВЭП и т. д.; лучшие массогабаритные показатели; упрощенную организацию бесперебойности электропитания узлов и устройств ЭВМ за счет резервирования ИВЭП.

Наряду с указанными преимуществами централизованная СЭП имеет и следующие недостатки: трудность передачи низких напряжений ИВЭП к удаленной нагрузке с большими токами потребления; несовершенную технологию изготовления сильноточных устройств СЭП, использующих крупногабаритные узлы и радиокомпоненты, что затрудняет автоматизацию и механизацию при серийном изготовлении устройств; низкую помехоустойчивость ИС из-за взаимосвязи узлов и устройств ЭВМ по цепям электропитания; неудобство проведения наладочно-настроечных и профилактических работ; сложность локализации неисправных элементов в узлах или устройствах ЭВМ в режиме общего профилактического контроля по электропитанию; сложность обеспечения нормального теплового режима элементов и узлов СЭП из-за больших потерь мощности, сосредоточенной на небольшой поверхности охлаждения; неуниверсальность устройств СЭП.

Децентрализованной является СЭП, в которой узлы и устройства предназначены только для определенных узлов и устройств ЭВМ. Устройства децентрализованной СЭП устанавливаются непосредственно у потребителя. Благодаря этому уменьшаются падение напряжения на соединительных проводах, потери мощности и суммарная нестабильность. Децентрализованные СЭП широко используются в ВУ ЭВМ.

В ЭВМ широкое применение нашли смешанные структуры построения СЭП, включающие в себя централизованные и децентрализованные подсистемы. Например, для универсальных ЭВМ АГП, РУ и БУС являются централизованными, а БУП и ИВЭП — централизованными для устройств центральной части ЭВМ и децентрализованными для внешних устройств. Этой системе свойственны преимущества централизованной и децентрализованной систем.

Определенный интерес представляет смешанная СЭП, в которой стабилизаторы напряжения интегрального исполнения, питаемые от централизованного ИВЭП, устанавливаются непосредственно у потребителя, рядом с типовыми элементами замены (ТЭЗ) ЭВМ. Однако такая СЭП для универсальных ЭВМ применяется редко из-за трудности осуществления профилактического режима узлов ЭВМ путем плавного или ступенчатого изменения выходных напряжений стабилизаторов, значительного усложнения управления стабилизаторами напряжения и контроля их рабочего состояния, низкой эффективности СЭП по удельным показателям, обусловленной избытком выходной мощности стабилизаторов и наличием централизованного ИВЭП, значительного увеличения электрических связей централизованных ИВЭП, элементов ОС и выходов стабилизаторов, что снижает надежность ЭВМ.

При отсутствии требований по изменению пределов выходного напряжения ИВЭП в профилактическом режиме ЭВМ и программному управлению (включение, отключение), а также при низком напряжении питающей сети (например 27 В) наиболее рациональным вариантом построения СЭП является глубокая децентрализация ИВЭП. В этом случае ИВЭП конструктивно размещаются на ТЭЗ-ах вместе с ИС ЭВМ или же отдельно в зависимости от выходной и рассеиваемой мощностей ИВЭП. При этом в СЭП должны быть средства диагностики для контроля параметров ИВЭП в различных режимах их работы.

Исходя из технико-экономических соображений возможна централизация отдельных функциональных узлов СЭП. Например, в ИВЭП часто встречаются общие узлы: разделительные понижающие трансформаторы, выпрямители, фильтры, преобразователи частоты и т. д. Рассмотрим структурные схемы некоторых ИВЭП с централизованными узлами. Для большей наглядности в этих схемах не показаны устройства, осуществляющие управление, блокировку, сигнализацию и другие функции.

На рис. 4.1 приведена структурная схема ИВЭП, где разделительный понижающий трансформатор T является общим для стабилизаторов напряжения $Ст1—Ст3$, которые, в свою очередь, общие для различных нагрузок H . В схеме на рис. 4.2,а общими являются T , B , Φ и $Ст1—Ст3$. В схеме на рис. 4.2,б на входе T имеется стабилизатор входного напряжения переменного тока $Ст1$, благодаря которому уменьшаются потери мощности на РЭ $Ст2$, а следовательно, габариты массы радиаторов РЭ и увеличивается КПД.

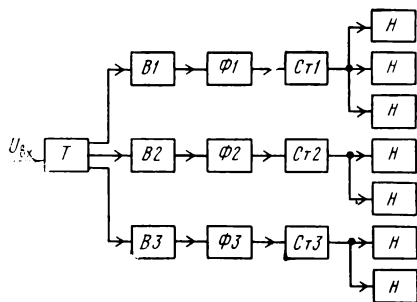


Рис. 4.1. Структурная схема ИВЭП с общим понижающим трансформатором T

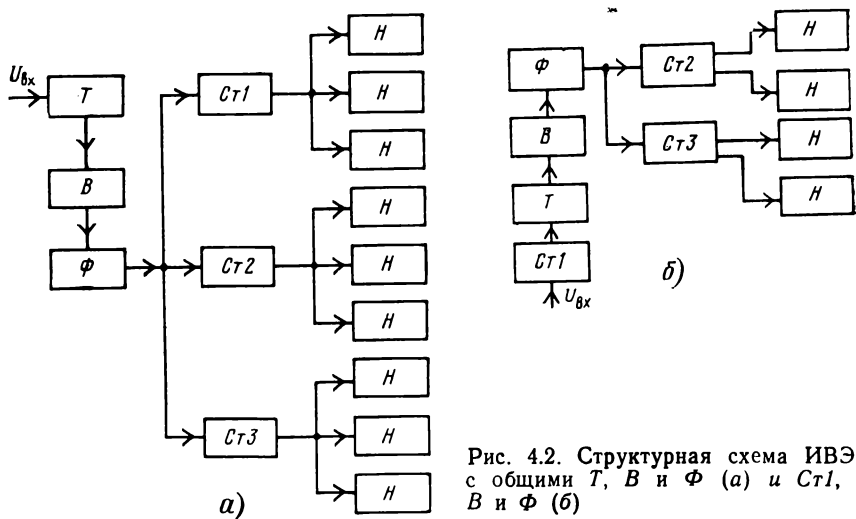


Рис. 4.2. Структурная схема ИВЭП с общими T , B и Φ (а) и $Cт1$, T , B и Φ (б)

Для улучшения массогабаритных показателей и повышения надежности ИВЭП часто используются преобразователи частоты ПЧ, которые повышают частоту напряжения первичной сети с одновременной стабилизацией (рис. 4.3,а). Стабилизаторы напряжения на рис. 4.3,б питаются от общего регулируемого выпрямителя РВ, который стабилизирует входное напряжение стабилизаторов и уменьшает пульсацию.

В схеме на рис. 4.4,а напряжение сети после выпрямления выпрямителем $B1$ фильтруется фильтром $\Phi1$ и передается на РП, который преобразует постоянное напряжение в переменное повышенной частоты. Далее это напряжение выпрямляется в $B2$, фильтруется в $\Phi2$ и подается на входы $Cт1$ — $Cт3$. В схеме, приведенной на рис. 4.4,б, напряжение сети выпрямляется и стабилизируется с помощью регулируемого выпрямителя РВ — общего для регулируемых преобразователей РП1 и РП2, стабилизирующих напряжение на нагрузках H .

Эффективность децентрализованной и смешанной систем существенно повышается при проектировании устройств СЭП как функционально законченных изделий. Преимущества такого проектирования: универсальность устройств СЭП для различных узлов и устройств ЭВМ; возможность использования модульной

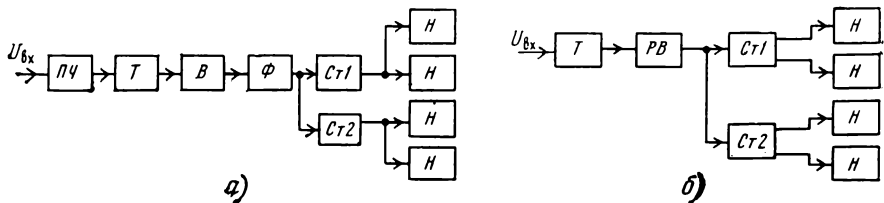


Рис. 4.3 Структурная схема ИВЭП с общими ПЧ, T , B , Φ (а) и T и РВ (б)

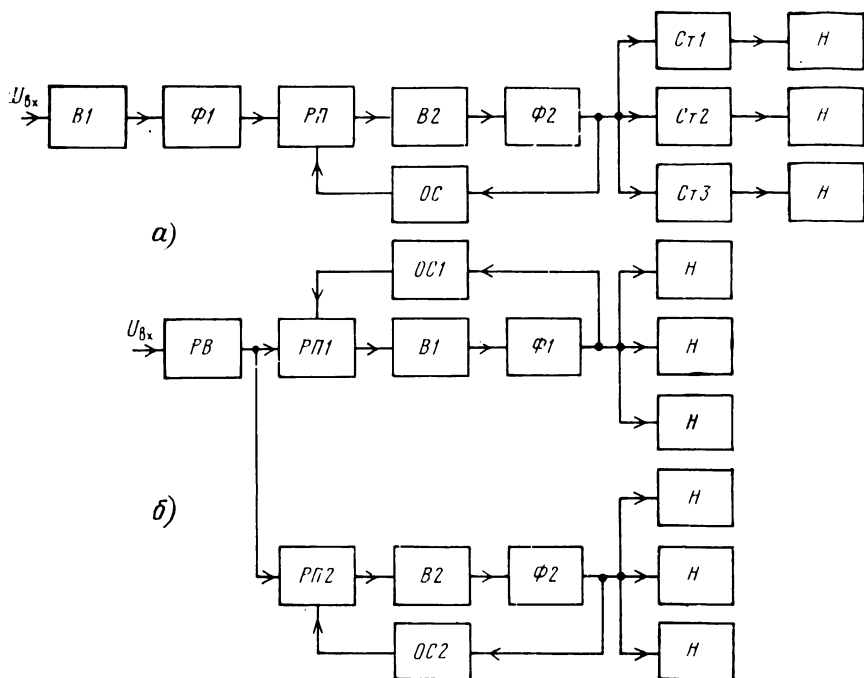


Рис. 4.4. Структурная схема ИВЭП с общими $B1$, $B2$, $\Phi1$, $\Phi2$ и $РП$ (а) и $РВ$ (б)

конструкции, позволяющей достичь высокой степени унификации и применяемости устройств СЭП в различных ЭВМ; высокая степень серийноспособности, позволяющая с минимальными затратами использовать средства автоматизации и механизации процессов изготовления устройств СЭП; усовершенствованная технология изготовления, повышающая надежность СЭП; значительное уменьшение номенклатуры ЭРИ и радиокомпонентов, а также количества запасных изделий и сервисной аппаратуры; минимальные затраты на обслуживание в процессе эксплуатации; короткие сроки и минимальные затраты при модернизации устройств и ЭВМ в целом, так как при этом изменяется лишь комплектность устройств СЭП.

Успешное проектирование устройств СЭП как функционально законченных изделий в свою очередь зависит от гибкости схемотехнических и конструктивных решений с учетом их применения в различных устройствах ЭВМ.

Большинство функций, выполняемых СЭП, являются общими для ЭВМ различного назначения, что создает возможность разработки унифицированных устройств СЭП. Для этого необходимо провести комплекс работ по исследованию и обобщению выполняемых ими функций с учетом специфических требований и особенностей каждого узла или устройства ЭВМ. После этого

проводятся оптимизация и стандартизация схемотехнических решений. Затем с учетом принятой для устройств СЭП базовой конструкции разрабатываются унифицированные устройства модульного типа. Обычно для устройств СЭП используются базонесущие конструкции ЭВМ, модульность которых определяется кратностью или долями типовой панели (рамы) ЭВМ. При широкой номенклатуре устройств СЭП модульного типа повышаются удельные показатели аппаратуры, что приводит к ее рациональному использованию. Однако расширение номенклатуры модулей противоречит преимуществам проектирования унифицированных устройств. Поэтому проектирование унифицированных устройств необходимо проводить исходя из оптимального количества модулей.

По результатам работ в части стандартизации и унификации устройств и узлов СЭП ЕС ЭВМ разработаны отраслевые стандарты, устанавливающие требования, предъявляемые к СЭП; функции, выполняемые устройствами СЭП; параметры сигналов управления устройствами СЭП и ЭВМ. На основании стандартов разработаны и внедрены унифицированные устройства и сервисная аппаратура для СЭП ЕС ЭВМ.

4.2. Повышение надежности систем электропитания ЭВМ при неисправностях первичной сети

Одной из причин, снижающих надежность и производительность ЭВМ, является недопустимое изменение питающего напряжения ее элементов.

Недопустимые изменения выходных напряжений ИВЭП могут быть вызваны внешними и внутренними причинами. К внешним причинам можно отнести изменения тока нагрузки, напряжения первичной сети, температуры окружающей среды, а к внутренним — неправильное использование отдельных элементов или функциональных узлов ИВЭП по электрическим, тепловым и другим параметрам. Внутренние причины можно устранить практически полностью, так как в процессе проектирования устройства электропитания ЭВМ проходят многократные испытания с проверкой обеспечения запасов по всем параметрам.

Из внешних причин чаще всего встречается недопустимое изменение или кратковременное пропадание входного переменного напряжения ИВЭП. Это связано с неустойчивой работой первичной сети или же с нарушением норм электропитания электроустановок со стороны потребителей, работающих в нестационарных режимах и питающихся вместе с ЭВМ от общей трансформаторной подстанции. По этой причине, например, на трансформаторной подстанции часто срабатывает защита от перегрузки или короткого замыкания, что приводит к пропаданию напряжения отдельной фазы или всех трех фаз. Помимо этого, причиной неустойчивой работы первичной сети могут быть и грозовые разряды, приводящие к значительным изменениям напряжения в линиях электропередачи.

В СЭП ЭВМ предусматриваются устройства, обеспечивающие защиту от недопустимых изменений питающих напряжений, однако при работе этих устройств в моменты отключения пораженных участков линии могут наблюдаться выбросы напряжения, а также провалы из-за перезарядки емкости линии. Это может привести к разрушению массива информации, хранящейся в устройствах ЭВМ, или к выходу из строя элементов и узлов ЭВМ, а также самих ИВЭП. В технической документации отечественных ЭВМ в основном отсутствуют нормы на допустимую восприимчивость ЭВМ к помехам от сети.

Зарубежные изготовители ЭВМ предъявляют определенные требования к возмущениям питающего напряжения ЭВМ. Ниже приведены некоторые из этих требований.

Фирма IBM (США) гарантирует устойчивую работу управляющих ЭВМ при: перенапряжениях с амплитудой до 15% номинального значения в течение 1 с; перенапряжениях с амплитудой 150% номинального значения в течение 2 с; провалах глубиной до 30% номинального значения в течение 0,5 с, если спад и восстановление напряжения происходит более чем за два периода частоты сети; полных отключениях питания в течение полпериода частоты сети, но не чаще одного раза в секунду. Регламентируется также и допустимое влияние изделия на питающую сеть при его включении. Оговаривается допустимый пусковой ток и указывается, что в линии питания допускается провал напряжения глубиной не более 40% номинального значения в течение полпериода частоты сети и не более 30% в течение десяти периодов.

Фирма Hewlett Packard гарантирует устойчивую работу ЭВМ при перенапряжениях с амплитудой до 30% номинального значения напряжения сети в течение 500 мс, провалах глубиной 30% номинального значения напряжения сети в течение 500 мс, изменении частоты на $\pm 10\%$ номинального значения в течение 500 мс.

Продолжительность перерывов в электроснабжении первичной сети может быть как длительной, так и кратковременной. При длительных провалах входного напряжения ниже допустимых значений возможны два случая: когда через некоторое время после возмущения (единицы или десятки периодов частоты) входное напряжение восстанавливается до допустимых норм, и второй, если входное напряжение не восстанавливается.

Перерыв в электроснабжении от первичной сети больше определенного времени приводит к недопустимому снижению выходного напряжения ИВЭП, в результате нарушается работа ИС.

Для обеспечения надежной работы ЭВМ при недопустимом уменьшении или отключении напряжения первичной сети необходимы дополнительные меры по повышению устойчивости работы узлов и устройств ЭВМ и упреждающий сигнал для сохранения массива информации в ЭВМ.

Устойчивую работу узлов и устройств ЭВМ при недопустимом уменьшении или отключении напряжения первичной сети можно обеспечить применением АГП или других схемотехнических решений в системах первичного и вторичного электропитания.

Электропитание ЭВМ от отдельного фидера трансформаторной подстанции и особенно от отдельного трансформатора в значительной степени уменьшает воздействие внешних помех, обусловленных коммутацией мощных электрических потребителей, с различным характером нагрузки: пуск и остановка приводных двигателей, кузнечно-прессовочного оборудования, электрических печей, медицинского оборудования, сварочных аппаратов и т. п.

Отечественной промышленностью выпускаются удобные для обеспечения индивидуальным электропитанием вычислительных средств трансформаторные подстанции типа КТП на выходную мощность 160, 250, 400 и 630 кВА, которые питаются от высоковольтных линий напряжением 6 и 10 кВ. Они имеют аппаратуру, рассчитанную на параллельную работу и аварийное включение резерва при исчезновении напряжения или уменьшении его на одной из секций подстанции до определенного значения. На подстанции предусмотрена возможность регулировки выходного напряжения 400 В в пределах $\pm 5\%$.

Защищенность ЭВМ от сетевых помех можно обеспечить применением двухмашинных агрегатов, исключая гальваническую связь между первичной сетью и входным напряжением ЭВМ. При этом благодаря инерционности вращающихся масс двухмашинного агрегата на входе ЭВМ поддерживается напряжение в течение нескольких секунд при пропадании напряжения первичной сети на входе агрегата, что важно для сохранения массива информации в ЭВМ.

В табл. 4.1 приведены типы и основные характеристики двухмашинных агрегатов отечественного производства, напряжение электродвигателя которых 380 В и генератора 400 В.

В тех случаях, когда необходимо обеспечение непрерывности электроснабжения, применяются АГП. Рассмотрим примеры реализации первичного электропитания ЭВМ от АГП. На рис. 4.5 приведена структурная схема АГП с использованием статического преобразователя (СП). Напряжение переменного тока первичной сети ПС через В1 поступает на СП, который преобразует постоянное напряжение в переменное той же частоты, что и ПС. При неисправностях в ПС первичным источником энергии для преобразователя становится аккумуляторная батарея (АБ), с помощью которой обеспечивается непрерывность электроснабжения ЭВМ. Батарея работает в буферном режиме, находясь все время под зарядом. Выбор емкости АБ зависит от потребляемой преобразователем мощности и допустимой продолжительности перерыва электропитания от первичной сети. Для обеспечения непрерывности электроснабжения в течение дли-

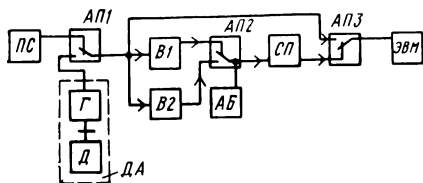


Рис. 4.5. Структурная схема АГП с использованием СП

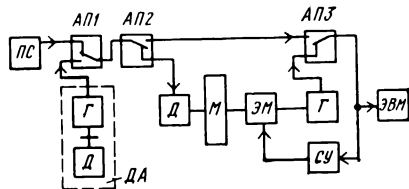


Рис. 4.6. Структурная схема АГП на электромашинном преобразователе

Таблица 4.1

Тип агрегата	Точность поддержания напряжения генератора, %	Мощность, кВт	КПД, %	Скольжение электродвигателя, %
A2-T380/400-3-005/0-Y3	±3	5	72	3
A2-T380/400-3-005/0-T2				
A2-T380/400-2-005/Y-Y3	±2	5	70,3	3
A2-T380/400-2-005/Y-T2				
A2-T380/400-5-008/Y-Y3	±5	8	74,2	2,8
A2-T380/400-5-008/Y-T2				
A2-T380/400-2-012/Y-Y3	±2	12	76,2	2,3
A2-T380/400-2-012-Y-T2				
A2-T380/400-5-012/Y-Y3	±5	12	75,2	2,3
A2-T380/400-5-012/Y-T2				
A2-T380/400-2-020/Y-Y3	±2	20	79,2	1,9
A2-T380/400-2-020/Y-T2				
A2-T380/400-5-020/Y-Y3	±5	20	78,2	1,9
A2-T380/400-5-020/Y-T2				
A2-T380/400-2-030/Y-Y3	±2	30	80	1,7
A2-T380/400-2-030/Y-T2				
A2-T380/400-5-030/Y-Y3	±5	30	80,3	1,7
A2-T380/400-5-030/Y-T2				
A2-T380/400-2-050/Y-Y3	±2	50	83,3	1,4
A2-T380/400-2-050/Y-T2				
A2-T380/400-5-060/Y-Y3	±5	60	84,3	1,2
A2-T380/400-5-060/Y-T2				
A2-T380/400-5-075/Y-Y3	±5	75	84,6	1,3
A2-T380/400-5-075/Y-T2				

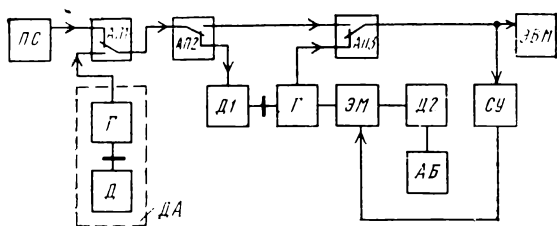
тельного времени используется дизельный агрегат (ДА). С помощью автоматических переключателей АП1...АП3 АГП переводится в рабочий или профилактический режим.

На рис. 4.6 приведена структурная схема АГП, использующего кинетическую энергию, накопленную маховиком М. Работа схемы аналогична предыдущей с той лишь разницей, что для получения стабильной частоты переменного тока, независимо от переходных процессов, используется электромагнитная муфта сцепления (ЭМ), включенная между двигателем (Д) и генератором (Г). С помощью схемы управления (СУ) сцепление регулируется таким образом, что частота генератора остается постоянной, при этом исключается скольжение асинхронного двигателя. Поддержание частоты напряжения переменного тока имеет важное значение для ряда устройств ЭВМ, имеющих приводные двигатели, в частности для устройств памяти на магнитных дисках и барабанах.

На рис. 4.7 приведена структурная схема АГП, в которой резервным приводным двигателем генератора Г является электродвигатель постоянного тока Д2, соединенный посредством ЭМ. При наличии напряжения первичной сети двигатель Д2 работает в генераторном режиме и поддерживает АБ в заряженном состоянии, а при провалах напряжения в сети Д2 работает в двигательном режиме и получает электропитание от АБ.

На практике, как правило, используются свинцово-кислотные или щелочные АБ. Свинцово-кислотные АБ дешевле, но требуют больших эксплуатационных расходов из-за внутренних потерь и выделения водорода. Щелочные АБ допус-

Рис. 4.7. Структурная схема АГП на электромашином преобразователе



кают большие кратковременные токи разряда, но имеют меньшее напряжение на одном элементе, чем кислотные и характеризуются относительно небольшими эксплуатационными расходами.

Отечественной промышленностью выпускаются агрегаты бесперебойного питания типа АБП, предназначенные для питания ответственных потребителей напряжением переменного тока промышленной частоты заданного качества, к которым относятся атомные электростанции и другие отрасли народного хозяйства, в том числе автоматизированные системы управления технологическими процессами и ЭВМ.

Агрегаты бесперебойного питания типа АБП выполняются на основе:

1) преобразователей типа ТППС — неуправляемых выпрямителей для бесперебойного питания инверторов от четырехпроводной сети переменного трехфазного напряжения или от источника постоянного тока;

2) преобразователей типа ПТС — трехфазных автономных инверторов тока для преобразования постоянного напряжения выпрямителя в трехфазное переменное, работающего в буфере с АБ, АБ или выпрямителя, обеспечивающего пульсацию выходного напряжения не более 15%;

3) отключающих устройств типа ТКИ — тиристорных ключей с искусственной коммутацией для быстродействующего автоматического отключения нагрузки от четырехпроводной сети переменного трехфазного напряжения;

4) переключающих устройств типа ТКЕ — тиристорных ключей с естественной коммутацией для быстродействующего автоматического переключения нагрузки от двух источников четырехпроводной сети переменного трехфазного напряжения;

5) распределительных устройств РУ для обеспечения профилактических и восстановительных работ с полупроводниковыми преобразователями и устройствами, подключения фидера питающей сети, ввода постоянного тока и подключения составных частей агрегатов.

Серия АГП включает три типа агрегатов: АБП-1, содержащий последовательно соединенные преобразователи типа ТППС и ПТС (базовый вариант); АБП-2, выполненный с резервированием базового варианта сетью с помощью ТКЕ; АБП-3, выполненный по дублированной схеме с использованием базового варианта и ТКИ.

Агрегат АБП-1 подключается к источникам переменного и постоянного тока; АБП-2 и АБП-3 рассчитаны на подключение к источникам переменного и постоянного тока, к двум независимым источникам переменного тока, к двум независимым источникам переменного тока и к источнику постоянного тока. Кроме того, АБП-3 рассчитан на подключение к двум независимым источникам переменного и постоянного тока. Все преобразователи имеют необходимую защиту и сигнализацию.

Таблица 4.2

Тип АБП	Выходная мощность, кВА	Масса, кг, не более	Габариты, мм	Надежность, Т _о , ч	Примечание
АББ-1-16	16	1430	2200×1800×600	500	Отказ *
АББ-1-31,5	31,5	2100	2200×2200×600		
АББ-1-63	63	3630	2200×4400×600	8000	Перерыв *: 6 мс — по трем фазам; 20 мс — по одной фазе
АББ-2-16	16	2000	2200×3000×600		
АББ-2-31,5	31,5	2740	2200×3400×600	50000	Перерыв *: 3 мс — по трем фазам; 10 мс — по одной фазе
АББ-2-63	63	4300	2200×5600×600		
АББ-3-16	16	3800	2200×3400×600		
АББ-3-31,5	31,5	5100	2200×6080×600		
АББ-3-63	63	8200	2200×10600×600		

* При аварии ПТС, входящих в АБП.

Входными напряжениями для АБП являются переменное напряжение 380/220 В и постоянное напряжение (200 ... 280) В. Основные технические характеристики АБП приведены в табл. 4.2.

Ниже рассматривается ряд АБП, выпускаемых зарубежными фирмами. Фирма EMERSON (Англия) выпускает широкий ряд бесшумных, компактных АГП для ЭВМ на выходную мощность от единиц до 400 кВА, а при параллельном соединении — до 2,5 МВА и выше. Основные технические характеристики некоторых типов АГП приведены в табл. 4.3 и 4.4.

Особенностью указанных АГП является применение герметичных АБ, перезарядка которых происходит автоматически, что упрощает их обслуживание. При исчезновении напряжения сети АГП обеспечивает электропитание не менее 10 мин.

Таблица 4.3

Тип АГП	Входное напряжение	Выходное напряжение	Мощность, кВ·А	Габариты, мм	Масса, кг
AP 160	120 В, 60 Гц	120 В, 60 Гц	3	1360×475×650	246
	220 В, 50 Гц	220 В, 50 Гц	3	1360×475×650	233
	240 В, 50 Гц	240 В, 50 Гц	3	1360×475×650	233
AP 165	120 В, 60 Гц	120 В, 60 Гц	5	1360×475×890	325
	220 В, 50 Гц	220 В, 50 Гц	5	1360×475×890	321
	240 В, 50 Гц	240 В, 50 Гц	5	1360×475×890	321
AP 175	120 В, 60 Гц	120 В, 60 Гц	10	1360×475×890	424
	220 В, 50 Гц	220 В, 50 Гц	10	1360×475×890	420
	240 В, 50 Гц	240 В, 50 Гц	10	1360×475×890	420

Контрольно-измерительные приборы позволяют определить входное и выходное напряжения, процентное отношение используемой мощности к общей мощности, время, в течение которого АГП может обеспечить электропитание

Таблица 4.4

Тип АГП	Выходное напряжение	Мощность, кВа	Габариты, мм	Масса, кг
AP 765	380/415 В, 50±0,5 Гц	37,5/30	1310×722×1875	900
	208/220 В, 50±0,5 Гц	55/45	1310×722×1875	900
AP 767	208 В, 400±4 Гц	40/36	1310×722×1875	900
AP 775	380/415 В, 50±0,5 Гц	80/64	1850×987×1875	2000
	208/220 В, 60±0,6 Гц	110/90	1850×987×1875	2000
AP 777	208 В, 400±4 Гц	75/67,5	1850×987×1875	2000
AP 765	415 В, 50±0,5 Гц	225/186	2500×987×1875	2800
AP 795	415 В, 50±0,5 Гц	400/320	3700×987×1875	3800

Примечания: Входное напряжение 380/415 В±5%, 50 Гц. Окружающая среда:

рабочая температура при принудительной вентиляции 0,6 м³/с от 0 до 40°C;
 предельная температура от 20 до 70°C;
 относительная влажность от 0 до 95%.

после потери напряжения сети, и т. д. При исчезновении напряжения сети срабатывает звуковая сигнализация.

Разработанные в Финляндии АГП серии FTSKARS UPS обеспечивают бесперебойное электропитание ЭВМ стабилизированным напряжением переменного тока, защиту от недопустимых изменений напряжения сети от импульсных помех.

Преимуществами системы являются способность питать несимметричную нагрузку, создаваемую ЭВМ, большая перегрузочная способность, небольшие искажения, контроль напряжения заряда АБ, лучшие динамические характеристики.

Основные технические характеристики АГП следующие:

Входное напряжение, В	220/380 \pm 10% -15%
Частота входного напряжения, Гц	50±10%
Выходное напряжение, В	220/380
Частота выходного напряжения, Гц	50
Нагрузка при коэффициенте нагрузки 0,8, кВ·А	4; 6; 10; 15; 30; 45; 60; 75
Нестабильность выходного напряжения, %:	
статическая	±2
динамическая при изменении нагрузки до 100%	±3
Перегрузочная способность, %:	
в течение 10 мин	125
в течение 1 мин	150

Фирма NIFE JUNGNER AB (Швеция) выпускает ряд функциональных узлов, с помощью которых можно комбинировать целый ряд разных систем АГП. В систему NIFE входят выпрямители, АБ, инверторы, статические переключатели и регулятор напряжения.

Основные технические характеристики АГП на функциональных узлах следующие:

Входное напряжение, В	120/208±10%	220/380±10%
Частота входного напряжения, Гц	60±5%	50±5%
Частота выходного напряжения, Гц	60±1%	50±1%

Выходное напряжение, В	110; 120; 230; 120/208; 220/380	110; 120; 230; 120/208; 220/380
Нестабильность выходного напряжения, %:		
статическая	2	2
динамическая при импульсной нагрузке 33%	8	8
Перегрузочная способность, %:		
в течение 1 с	200	200
в течение 1 мин	150	150
Температура окружающей среды, °С	-10 ... +40	-10 ... +40

Тиристорный преобразователь типа TSE 3-50-60/220-50 (завод EFA, Польшкая Народная Республика) применяется для питания нагрузок, требующих непрерывного электроснабжения однофазным переменным напряжением, к которым относятся оборудование связи, телеметрии, телеуправления, ЭВМ и др.

Технические данные преобразователя следующие:

Входное напряжение постоянного тока, В	$50 \pm 15\%$ или $60 \pm 15\%$
Выходное напряжение, В	$220 \pm 1\%$
Выходной ток, А	13,7
КПД, %	70
Коэффициент нелинейных искажений, %	6
Напряжение помех на входе и на выходе, мВ	1
Габариты, мм	$2000 \times 800 \times 600$

Структурная схема преобразователя приведена на рис. 4.8. Постоянное напряжение, получаемое от батареи аккумуляторов или от выпрямителя, через входной фильтр $\Phi 1$ подается на инверторы $I1, I2$, которые преобразуют постоянное напряжение в переменное. Выходное напряжение $I2$ сдвигается по фазе относительно напряжения $I1$ на угол от 0 до 170° с помощью фазовращателя (ΦB). Выходные напряжения $I1$ и $I2$ суммируются и полученное переменное напряжение переменной ширины импульса подается на выходной фильтр $\Phi 2$. На выходе $\Phi 2$ получается переменное напряжение синусоидальной формы, которое через автоматический переключатель $AП$ питает нагрузки при пропадании переменного входного напряжения.

При переключении АГП от основной сети к резервной имеет место переходный процесс входного напряжения ЭВМ. Например, при переключении АГП типов АБП-1, АБП-2 и АБП-3 (см. табл. 4.2), колебания напряжения на выходе агрегата достигают $\pm 30\%$ фазового напряжения в течение 40 мс и $\pm 20\%$ в течение 200 мс. Такие изменения входного напряжения являются критичными для устройств СЭП ЭВМ, в том числе и для ИВЭП. Поэтому использование АГП не всегда решает задачу бесперебойной работы ЭВМ. В связи с этим

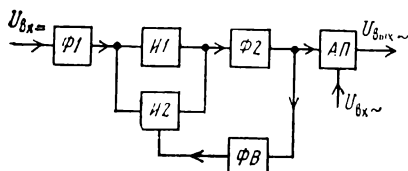
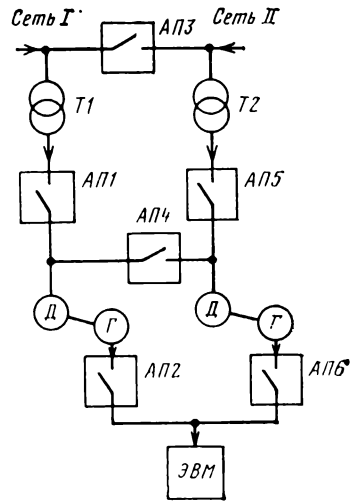


Рис. 4.8. Структурная схема тиристорного преобразователя типа TSE-50-60/220-50

Рис. 4.9. Структурная схема электроснабжения ЭВМ от двух независимых фидеров



исследование области устойчивой работы ИВЭП при различных изменениях напряжения сети является необходимым для ЭВМ как с системой АГП, так и без нее.

Обеспечение первичного напряжения ЭВМ от нескольких фидеров в значительной степени решает проблему обеспечения непрерывности энергообеспечения [6]. На рис. 4.9 приведена структурная схема энергоснабжения ЭВМ от двух независимых фидеров I и II. С помощью АП1—АП6 при различных неисправностях как первичной сети, так и трансформаторов и двухмашинных агрегатов обеспечивается непрерывность электроснабжения ЭВМ.

При использовании ИВЭП с бестрансформаторным входом легко решается задача обеспечения непрерывности выходного напряжения ИВЭП в случае отсутствия напряжения одного из фидеров. При этом намного упрощается система резервирования первичной сети, что, в свою очередь, повышает эксплуатационную надежность ЭВМ. Указанные ИВЭП могут непосредственно питаться от нескольких (неограниченное количество) независимых фидеров первичного напряжения, имеющего одинаковую или разную частоту, как показано на рис. 4.10 и 4.11, при этом нейтрали указанных систем должны быть изолированы друг от друга.

На рис. 4.12 приведена схема, обеспечивающая непрерывность электропитания использованием двух источников первичной сети, аккумуляторной батареи АБ, заряжаемой через зарядное устройство (ЗУА) и дизельагрегата ДА, управляемого через устройство управления (УУ). Здесь применение ИВЭП с бестрансформаторным входом значительно упрощает обеспечение непрерывности электроснабжения, так как энергия аккумуляторных батарей без промежуточного преобразования передается в ИВЭП.

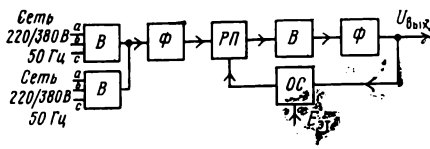


Рис. 4.10. Структурная схема электропитания ИВЭП с бестрансформаторным входом от двух независимых фидеров

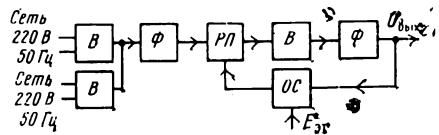


Рис. 4.11. Структурная схема электропитания ИВЭП с бестрансформаторным входом от двух независимых фидеров

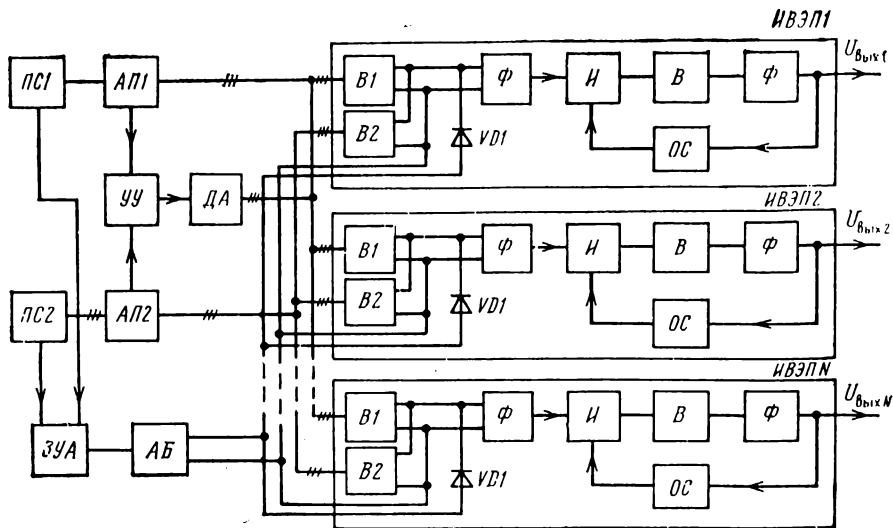


Рис. 4.12. Схема, обеспечивающая непрерывность электропитания СЭП с ИВЭП с бестрансформаторным входом

При пропадании напряжения обеих сетей электропитание вначале обеспечивается АБ, а затем ДА.

В схеме, приведенной на рис. 4.13, при пропадании напряжения сети АБ питает ИВЭП2, обеспечивающий постоянное напряжение требуемого значения (27, 48, 60, 100 В) для электропитания Ст1—СтN.

К системе бесперебойного электроснабжения прибегают тогда, когда прерывание решаемых на ЭВМ задач недопустимо. В остальных случаях необходимо вырабатывать в СЭП упреждающий

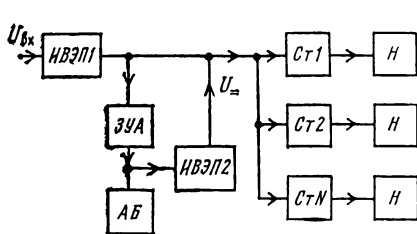


Рис. 4.13. Структурная схема СЭП, обеспечивающая непрерывность электроснабжения

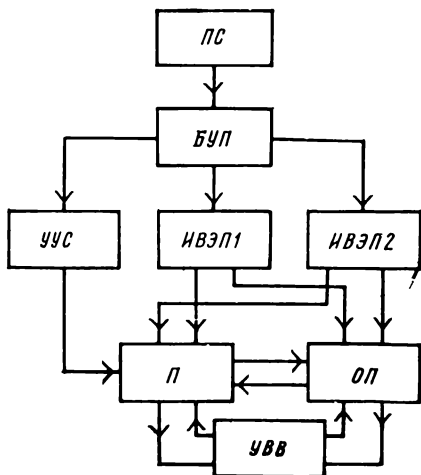


Рис. 4.14. Структурная схема СЭП с УУС

сигнал о неисправности первичной сети для организации процесса прерывания работы с сохранением массива информации в ЭВМ.

Состояние вычислительной системы в любой момент времени определяется содержимым ячеек оперативной памяти и регистров процессора, а также состоянием подсистемы ввода-вывода, к которой относятся каналы и контроллеры внешних устройств. Задачу сохранения состояния системы при отказах сетевого питания сформулируем следующим образом.

При уменьшении уровня питающего напряжения ниже допустимого необходимо зафиксировать полное состояние системы так, чтобы при достижении номинального уровня питающего напряжения автоматически можно было восстановить состояние системы. При этом время от момента возникновения останова ЭВМ до момента возобновления работы системы может быть сколько угодно большим. Для примера рассмотрим структурную схему, приведенную на рис. 4.14. Первичное напряжение ПС через БУП подается к ИВЭП1 и ИВЭП2, предназначенным для питания оперативной памяти (ОП) и процессора (П). Одновременно первичное напряжение подается к устройству упреждающего сигнала (УУС), которое выдает соответствующий сигнал в процессор при пропадании или уменьшении напряжения ниже допустимого значения.

Между процессором и оперативной памятью происходит обмен информацией, который прекращается после сохранения содержимого регистров процессора и состояния подсистемы ввода-вывода ЭВМ. Подача упреждающего сигнала должна быть осуществлена раньше того момента, когда выходное напряжение ИВЭП снижается до уровня $0,95 U_{\text{вых.ном}}$ и, естественно, до достижения этого уровня напряжения должен завершиться обмен информацией между ОП, П и устройством ввода-вывода (УВВ). Схемотехнические решения по реализации упреждающего сигнала при уменьшении или пропадании напряжения первичной сети подробно рассмотрены в [6].

На рис. 4.15 приведены кривые переходного процесса выходного напряжения ИВЭП при уменьшении напряжения сети ($U_{\text{вх}1}$, кривая 1) и при его мгновенном снятии ($U_{\text{вх}2}$, кривая 2).

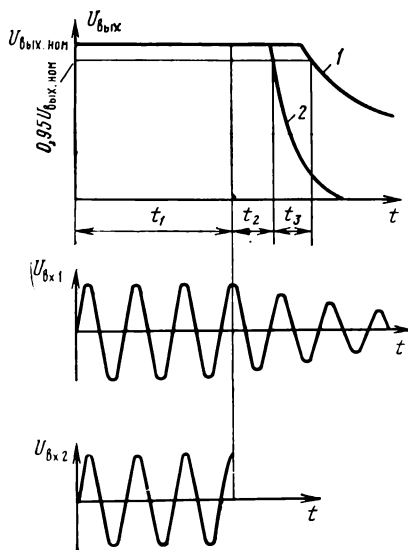


Рис. 4.15. График переходного процесса выходного напряжения ИВЭП при разных характеристиках изменения напряжения сети

Как видно из графиков, время поддержания выходного напряжения ИВЭП на уровне $0,95 U_{\text{вых.ном}}$ разное. Экспоненциальный характер переходного процесса выходного напряжения обусловлен разрядом энергии, накопленной в конденсаторах фильтров, а время поддержания выходного напряжения зависит от структуры построения ИВЭП и параметров используемых в нем реактивных элементов. Очевидно, что время обмена информацией между Π и $ОП$ должно быть меньше t_2 .

В связи с тем, что ИВЭП включает в себя элементы, способные накапливать определенную энергию, за счет этой энергии (несмотря на отсутствие первичного напряжения) на выходе ИВЭП напряжение в определенное время остается в допустимых пределах, что и дает возможность обеспечивать непрерывность работы ЭВМ.

В этом отношении импульсные ИВЭП с бестрансформаторным входом имеют бесспорное преимущество перед ИВЭП с трансформаторным входом, что связано с большей энергией, накопленной в конденсаторах входного фильтра. Для сравнения в табл. 4.5 приведены емкости конденсаторов входного и выходного фильтров и накопленной в них энергии для ИВЭП типа УВИП1 импульсного типа с трансформаторным входом и типа УВИП2 с бестрансформаторным входом, имеющих одинаковые габариты. Емкость конденсаторов выходного фильтра и накопленная в них энергия для обоих типов УВИП почти одинаковые. Однако, несмотря на то, что емкость конденсаторов входного фильтра для УВИП2 в 50 раз меньше, чем для УВИП1, накопленная в них энергия почти в 20 раз больше, так как напряжение на них больше в 30 раз. В конечном итоге время поддержания выходного напряжения при мгновенном уменьшении напряжения сети до нуля (оно пропорционально энергии конденсаторов) для УВИП2 в 12 раз больше, чем для УВИП1. В связи с этим при выборе емкости конденсаторов входного фильтра ИВЭП, кроме прочих условий, необходимо исходить из условий обеспечения на определенное время непрерывности выходного напряжения.

Т а б л и ц а 4.5

Параметр ИВЭП	Значение параметра	
	УВИП1 5 В 18 А	УВИП2 5 В 90 А
Емкость конденсаторов входного фильтра, мкФ	$2,4 \cdot 10^3$	47
Емкость конденсаторов выходного фильтра, мкФ	$20 \cdot 10^3$	$23,5 \cdot 10^3$
Входное напряжение, В	20	600
Энергия, накопленная на конденсаторах входного фильтра, $\text{В}^2 \cdot \text{мкФ}$	$4,8 \cdot 10^5$	$85 \cdot 10^5$
Энергия, накопленная на конденсаторах выходного фильтра, $\text{В}^2 \cdot \text{мкФ}$	$2,5 \cdot 10^5$	$3 \cdot 10^5$
Энергия, накопленная на конденсаторах входного и выходного фильтров, $\text{В}^2 \cdot \text{мкФ}$	$7,3 \cdot 10^5$	$88 \cdot 10^5$

Емкость входного фильтра ИВЭП определяется из выражения:

$$C_{\text{вх}} = P_{\text{вых}} t / k_{\text{в}} U_{\text{вх.ном}}^2 \eta \ln(1/b),$$

где $P_{\text{вых}}$ — выходная мощность ИВЭП; $U_{\text{вх.ном}}$ — номинальное значение напряжения первичной сети; $k_{\text{в}}$ — коэффициент выпрямления; η — КПД ИВЭП; t — требуемое время поддержания выходного напряжения; b — коэффициент, учитывающий допустимое уменьшение напряжения первичной сети от его номинального значения (например, для допустимого изменения напряжения сети на -15% от номинального значения $b=0,85$).

На рис. 4.16 и 4.17 даны зависимости емкости входного фильтра C от требуемой величины непрерывности выходного напряжения при мгновенном уменьшении входного напряжения до нуля для ИВЭП с разными выходной мощностью и КПД для трехфазной (рис. 4.16) и однофазной (рис. 4.17) сетей при допустимых уменьшениях напряжения сети до 15% от номинального значения.

С помощью представленных кривых определяются емкости входного фильтра в зависимости от требуемого времени поддержания выходного напряжения ИВЭП, которое зависит от продолжительности обмена информацией между ОП, УВВ и П (см. рис. 4.14). На рис. 4.18 приведены осциллограммы выходного напряжения ИВЭП при мгновенном уменьшении напряжения сети до нуля для различных значений емкостей конденсаторов входного фильтра.

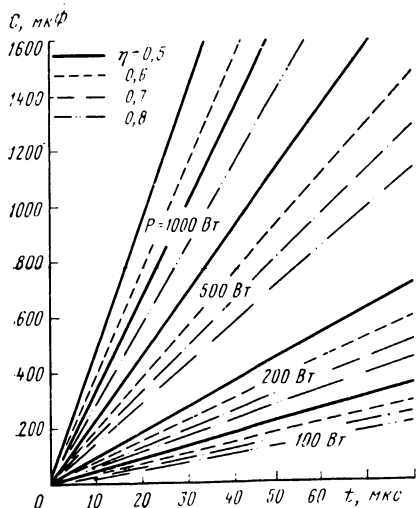


Рис. 4.16. Зависимость емкости входного фильтра от величины непрерывности выходного напряжения при мгновенном уменьшении трехфазного входного напряжения до нуля для ИВЭП с разными выходной мощностью и КПД

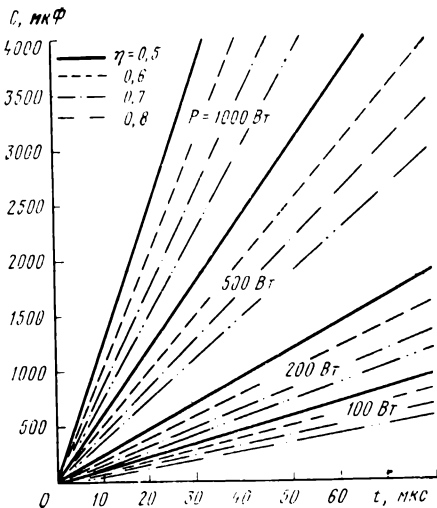


Рис. 4.17. Зависимость емкости входного фильтра от величины непрерывности выходного напряжения при мгновенном уменьшении однофазного входного напряжения до нуля для ИВЭП с разными выходной мощностью и КПД

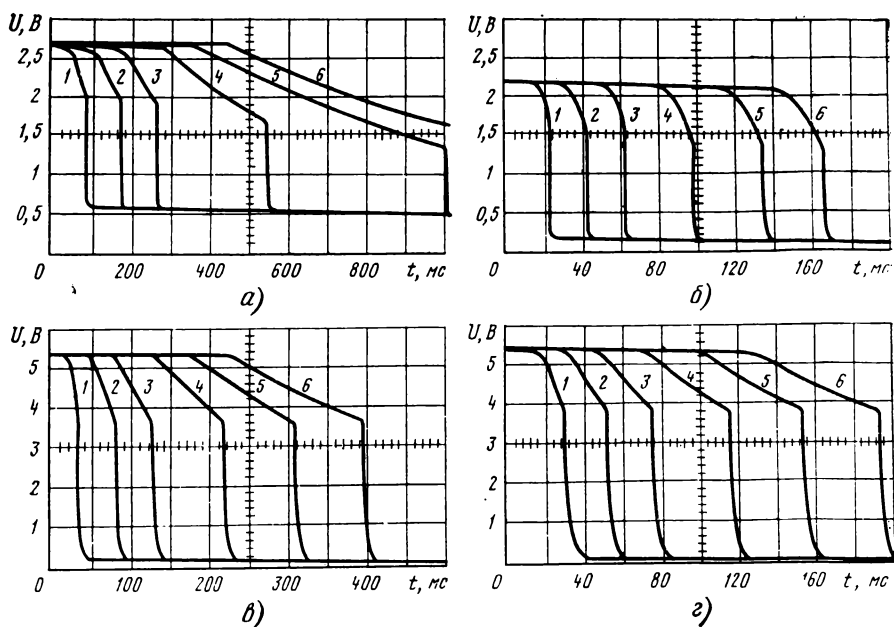


Рис. 4.18. Осциллограммы выходного напряжения ИВЭП при мгновенном уменьшении напряжения сети до нуля для значений емкостей конденсаторов входного фильтра 0; 235 мкФ; 470 мкФ; 810 мкФ; 1210 мкФ; 1610 мкФ (кривые 1—6 соответственно) для ИВЭП 2 В 90 А (а); 2 В 220 А (б); 5,2 В 90 А (в); 5,2 В 220 А (г)

Как правило, энергоемкие электролитические конденсаторы имеют технологические разбросы значений емкости от -20 до $+80\%$, поэтому при выборе конденсаторов с учетом разброса по минимуму имеется почти двухкратный запас по времени требуемой непрерывности выходного напряжения ИВЭП.

Значительное повышение надежности СЭП ЭВМ достигается при резервировании ИВЭП. Надежность СЭП во многом зависит от показателей надежности ИВЭП, повышение которых достигается уменьшением загрузки ЭРИ в ИВЭП, улучшением их тепловых режимов, использованием ЭРИ с высокими показателями надежности и т. д. Однако повышение показателей надежности СЭП только путем повышения надежности ИВЭП недостаточно для обеспечения требуемой надежности ЭВМ.

Определенный эффект в повышении надежности СЭП, а следовательно, и ЭВМ достигается резервированием ИВЭП, реализация которого возможна при обеспечении параллельной работы ИВЭП на общую магистраль нагрузки. Ниже приводится количественная оценка показателей надежности СЭП, включающей в себя параллельно работающие ИВЭП.

Система вторичного электропитания состоит из большого количества (десять штук) ИВЭП с временем безотказной работы T_0 каждого десятка тысяч часов.

Таблица 4.6

Количество ИВЭП, шт.	T_{op} СЭП при T_o , m , шт.								
	$T_o=10\ 000$			$T_o=25\ 000$			$T_o=50\ 000$		
	$m=1$	$m=3$	$m=6$	$m=1$	$m=3$	$m=6$	$m=1$	$m=3$	$m=6$
1	10 000	3 333	1 666	25 000	8 333	4 166	50 000	16 666	8 333
2	5 000	1 666	833	12 500	4 166	2 083	25 000	8 333	4 166
4	2 500	833	416	6 250	2 083	1 042	12 500	4 166	2 083
6	1 666	555	277	4 166	1 388	694	8 333	2 777	1 388
8	1 250	416	208	3 125	1 042	521	6 250	2 083	1 042
10	1 000	333	166	2 500	833	416	5 000	1 666	833

В табл. 4.6 приведены расчетные значения среднего времени безотказной работы T_{cp} для СЭП, состоящей из m подсистем, в каждую из которых входят n ИВЭП с $T_o=10\ 000$ ч, $T_o=25\ 000$ ч и $T_o=50\ 000$ ч. Как видно из таблицы, с увеличением количества ИВЭП T_{cp} СЭП снижается до нескольких сот часов, что приводит к снижению надежности ЭВМ.

Повышение надежности СЭП путем повышения показателей надежности ИВЭП неэффективно, так как можно лишь в несколько раз увеличить надежность ИВЭП и, следовательно, СЭП, что недостаточно для обеспечения требуемой ЭВМ надежности. Более эффективным является метод повышения надежности СЭП применением дополнительных ИВЭП, работающих в режиме нагруженного резерва. Надо отметить, что для решения вопроса резервирования необходимо обеспечить возможность параллельной работы ИВЭП на общую магистраль нагрузки и непрерывность работы СЭП в случае выхода из строя резервных ИВЭП.

На рис. 4.19 приведена структурная схема СЭП, состоящая из m подсистем, каждая из которых включает в себя n ИВЭП, из

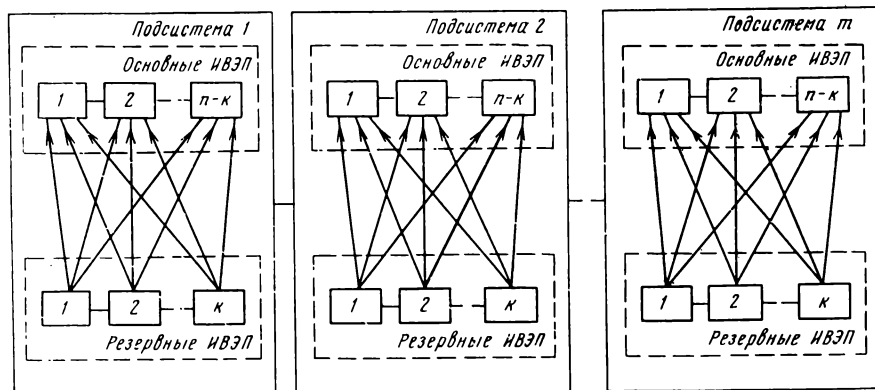


Рис. 4.19. Структурная схема СЭП, состоящей из m подсистем

Таблица 4.7

Количество ИВЭП, шт.		Т _{ср} СЭП при Т ₀ =10 000 ч, Т _в ч, м, шт.												$\frac{n}{n-k}$
		Т _в =1				Т _в =8				Т _в =24				
		m=1	m=3	m=6	m=1	m=3	m=6	m=1	m=3	m=6	m=1	m=3	m=6	
1	50·10 ⁶	16,6·10 ⁶	8,3·10 ⁶	62,6·10 ⁶	20,8·10 ⁶	10,4·10 ⁶	209·10 ⁴	69,3·10 ⁴	34,7·10 ⁴	2				
2	16,6·10 ⁶	5,5·10 ⁶	2,7·10 ⁶	20,9·10 ⁶	6,9·10 ⁶	3,5·10 ⁶	70,2·10 ⁴	23,4·10 ⁴	11,7·10 ⁴	1,5				
4	5·10 ⁶	1,66·10 ⁶	8,3·10 ⁵	4,29·10 ⁶	1,4·10 ⁶	7·10 ⁵	21,2·10 ⁴	7,4·10 ⁴	3,7·10 ⁴	1,25				
6	23,8·10 ⁶	7,9·10 ⁶	3,9·10 ⁶	3·10 ⁶	10 ⁶	5·10 ⁵	10,2·10 ⁴	3,4·10 ⁴	1,7·10 ⁴	1,7				
8	13,9·10 ⁶	4,5·10 ⁶	2,2·10 ⁶	17,5·10 ⁶	5,8·10 ⁶	2,9·10 ⁶	60,2·10 ⁴	20,1·10 ⁴	10,1·10 ⁴	1,12				
10	9,1·10 ⁶	3,03·10 ⁶	1,01·10 ⁶	11,5·10 ⁶	3,8·10 ⁶	1,9·10 ⁶	39,7·10 ⁴	13,2·10 ⁴	6,6·10 ⁴	1,1				
1	166·10 ⁶	55·10 ⁶	27,5·10 ⁶	261·10 ⁶	87·10 ⁶	43·10 ⁶	292·10 ⁴	97·10 ⁴	48,5·10 ⁴	3				
2	41,6·10 ⁶	13,9·10 ⁶	6,95·10 ⁶	65,4·10 ⁶	21,8·10 ⁶	10,9·10 ⁶	73,3·10 ⁴	24,4·10 ⁴	12,2·10 ⁴	2				
4	83·10 ⁶	27,7·10 ⁶	13,8·10 ⁶	13,1·10 ⁶	4,4·10 ⁶	2,2·10 ⁶	14,8·10 ⁴	4,9·10 ⁴	2,5·10 ⁴	1,5				
2	29,8·10 ⁶	9,9·10 ⁶	4,95·10 ⁶	47,8·10 ⁶	15,9·10 ⁶	8·10 ⁶	53,4·10 ⁴	17,8·10 ⁴	8,9·10 ⁴	1,33				
8	13,9·10 ⁶	4,5·10 ⁶	2,2·10 ⁶	2·10 ⁶	7,3·10 ⁶	3,6·10 ⁶	25,1·10 ⁴	8,4·10 ⁴	4,2·10 ⁴	1,25				
10	15,9·10 ⁷	25,3·10 ⁷	12,6·10 ⁷	12·10 ⁶	4·10 ⁶	2·10 ⁶	13,8·10 ⁵	4,6·10 ⁵	2,3·10 ⁵	1,2				

Таблица 4.8

Количество ИВЭП, шт.		Т _{ср} СЭП при Т ₀ =25 000 ч, Т _в ч, м, шт.												$\frac{n}{n-k}$
		Т _в =1				Т _в =8				Т _в =24				
		m=1	m=3	m=6	m=1	m=3	m=6	m=1	m=3	m=6	m=1	m=3	m=6	
1	312·10 ⁶	104·10 ⁶	52·10 ⁶	391·10 ⁶	130·10 ⁶	65·10 ⁶	130·10 ⁵	43·10 ⁵	21,5·10 ⁵	2				
2	104·10 ⁶	34,7·10 ⁶	17,3·10 ⁶	130·10 ⁶	43·10 ⁶	21,6·10 ⁶	43,6·10 ⁵	14,5·10 ⁵	7,2·10 ⁵	1,5				
4	31·10 ⁶	10,3·10 ⁶	5,1·10 ⁶	39,1·10 ⁶	13·10 ⁶	6,5·10 ⁶	13,1·10 ⁵	4,4·10 ⁵	2,2·10 ⁵	1,25				
6	14·10 ⁶	4,7·10 ⁶	2,3·10 ⁶	18,6·10 ⁶	6,2·10 ⁶	3,1·10 ⁶	6,2·10 ⁵	2,07·10 ⁵	1,03·10 ⁵	1,17				
8	8,6·10 ⁶	2,7·10 ⁶	1,3·10 ⁶	10,9·10 ⁶	3,6·10 ⁶	1,8·10 ⁶	3,67·10 ⁵	1,22·10 ⁵	0,61·10 ⁵	1,12				
10	5,6·10 ⁶	1,87·10 ⁶	0,93·10 ⁶	7,1·10 ⁶	2,4·10 ⁶	1,2·10 ⁶	2,4·10 ⁵	0,8·10 ⁵	0,4·10 ⁵	1,1				
1	260·10 ¹⁰	87·10 ¹⁰	43·10 ¹⁰	407·10 ¹⁰	136·10 ¹⁰	68·10 ¹⁰	453·10 ⁷	151·10 ⁷	76·10 ⁷	3				
2	65·10 ¹⁰	21,7·10 ¹⁰	10,9·10 ¹⁰	101·10 ¹⁰	34·10 ¹⁰	17·10 ¹⁰	113,6·10 ⁷	37,9·10 ⁷	19·10 ⁷	2				
4	13·10 ¹⁰	4,3·10 ¹⁰	2,1·10 ¹⁰	20,4·10 ¹⁰	6,8·10 ¹⁰	3,4·10 ¹⁰	22,8·10 ⁷	7,6·10 ⁷	3,8·10 ⁷	1,5				
6	4,6·10 ¹⁰	1,53·10 ¹⁰	0,76·10 ¹⁰	7,2·10 ¹⁰	2,4·10 ¹⁰	1,2·10 ¹⁰	8,1·10 ⁷	2,7·10 ⁷	1,35·10 ⁷	1,33				
8	2,1·10 ¹⁰	0,7·10 ¹⁰	0,35·10 ¹⁰	3,4·10 ¹⁰	1,13·10 ¹⁰	0,57·10 ¹⁰	3,8·10 ⁷	1,26·10 ⁷	0,63·10 ⁷	1,25				
10	1,1·10 ¹⁰	0,37·10 ¹⁰	0,19·10 ¹⁰	1,86·10 ¹⁰	0,62·10 ¹⁰	0,31·10 ¹⁰	2,1·10 ⁷	0,7·10 ⁷	0,35·10 ⁷	1,2				

которых $n-k$ основные, а k — резервные, находящиеся в режиме нагруженного резерва.

Среднее значение времени безотказной работы $T_{ср}$ подсистемы, состоящей из n восстанавливаемых ИВЭП с временем восстановления T_b , определяется по формуле:

$$T_{ср} = - \frac{1}{\lambda} \sum_{j=0}^k \frac{\sum_{i=0}^j j! C_n^i \rho^i}{(i+1)! C_n^{i+1} \rho^i},$$

где $\rho = \lambda/\mu$; $\mu = 1/T_b$; λ — частота отказов ИВЭП; T_b — среднее время восстановления ИВЭП.

В табл. 4.7—4.9 приведены расчетные значения $T_{ср}$ при $T_o = 10\,000$ ч, $T_o = 25\,000$ ч и $T_o = 50\,000$ ч соответственно при значениях n , m , k и времени восстановления T_b , а также относительное увеличение объема СЭП с учетом резервных ИВЭП, равное $n/(n-k)$. Сравнение значений $T_{ср}$, приведенных в табл. 4.7—4.9, показывает, что применение резервных ИВЭП приводит к резкому увеличению $T_{ср}$ СЭП. Например, $T_{ср}$ СЭП, состоящей из трех подсистем, в каждую из которых входят четыре ИВЭП с $T_o = 25\,000$ ч, составляет 2083 ч. Прибавление в каждую подсистему по одному резервному ИВЭП с $T_b = 1$ ч ведет к увеличению $T_{ср}$ ИВЭП примерно в $5 \cdot 10^3$ раза, а двух — в $2 \cdot 10^9$ раза. При этом массогабаритные показатели СЭП увеличиваются соответственно в 1,25 и 1,5 раза. Как видно из табл. 4.7—4.9, увеличение $T_{ср}$ тем больше, чем больше относительное количество резервных ИВЭП и меньше T_b ИВЭП. Однако увеличение количества резервных ИВЭП приводит к нежелательному увеличению массогабаритных показателей СЭП, а уменьшение T_b требует увеличения количества запасных ИВЭП и организации их быстрого восстановления. Поэтому резервирование ИВЭП необходимо проводить исходя из оптимальных значений $T_{ср}$, массогабаритных показателей СЭП и ЗИП, а также эксплуатационных характеристик ИВЭП.

Таблица 4.9

Количество ИВЭП, шт.		$T_{ср}$ СЭП при $T_o = 50\,000$ ч, T_b , ч, m , шт.									$\frac{n}{n-k}$
		$T_b = 1$			$T_b = 8$			$T_b = 24$			
$n-k$	k	$m=1$	$m=3$	$m=6$	$m=1$	$m=3$	$m=6$	$m=1$	$m=3$	$m=6$	
1	1	125·10 ⁷	41·10 ⁷	20,5·10 ⁷	156·10 ⁶	52·10 ⁶	27·10 ⁶	521·10 ⁵	174·10 ⁵	87·10 ⁵	2
2	1	41,6·10 ⁷	13,9·10 ⁷	6,9·10 ⁷	52,1·10 ⁶	17,4·10 ⁶	8,7·10 ⁶	174·10 ⁵	58·10 ⁵	29·10 ⁵	1,5
4	1	12,5·10 ⁷	4,1·10 ⁷	2,05·10 ⁷	15,6·10 ⁶	5,2·10 ⁶	2,6·10 ⁶	523·10 ⁵	174·10 ⁵	87·10 ⁵	1,25
6	1	59,5·10 ⁶	19,8·10 ⁶	9,9·10 ⁶	74,3·10 ⁵	25·10 ⁵	12·10 ⁵	249·10 ⁴	81·10 ⁴	40,5·10 ⁴	1,17
8	1	34,7·10 ⁶	11,6·10 ⁶	5,8·10 ⁶	43,6·10 ⁵	14,4·10 ⁵	7,2·10 ⁵	145·10 ⁴	48·10 ⁴	24·10 ⁴	1,12
10	1	22,7·10 ⁶	7,6·10 ⁶	3,8·10 ⁶	28,5·10 ⁵	9,5·10 ⁵	4,7·10 ⁵	95,6·10 ⁴	32·10 ⁴	16·10 ⁴	1,1
1	2	208·10 ¹¹	69·10 ¹¹	34,6·10 ¹¹	323·10 ⁹	107·10 ⁹	54·10 ⁹	362·10 ⁷	121·10 ⁷	60·10 ⁷	3
2	2	52,2·10 ¹¹	17,4·10 ¹¹	8,7·10 ¹¹	81,4·10 ⁹	27·10 ⁹	13,5·10 ⁹	906·10 ⁷	302·10 ⁷	151·10 ⁷	2
4	2	10,4·10 ¹¹	3,4·10 ¹¹	1,7·10 ¹¹	16,3·10 ⁹	5,4·10 ⁹	2,7·10 ⁹	181·10 ⁷	60·10 ⁷	30·10 ⁷	1,15
6	2	37,2·10 ¹⁰	12,4·10 ¹⁰	6,2·10 ¹⁰	58,2·10 ⁸	19,4·10 ⁸	9,7·10 ⁸	63·10 ⁷	21·10 ⁷	10,5·10 ⁷	1,33
8	2	17,3·10 ¹⁰	5,8·10 ¹⁰	2,9·10 ¹⁰	27,2·10 ⁸	9,1·10 ⁸	3,03·10 ⁸	30,2·10 ⁷	10,1·10 ⁷	5·10 ⁷	1,25
10	2	9,47·10 ¹⁰	3,16·10 ¹⁰	1,6·10 ¹⁰	14,8·10 ⁸	4,9·11 ⁸	2,45·10 ⁸	16,6·10 ⁷	5,5·10 ⁷	2,7·10 ⁷	1,2

4.3. Параллельная работа ИВЭП

Для расширения возможностей применения ИВЭП и повышения гибкости СЭП применяется параллельное соединение ИВЭП как с одинаковыми, так и с разными выходными мощностями. При этом обеспечивается применение ИВЭП без избытка выходной мощности. Благодаря резервированию, решается задача обеспечения непрерывности питающих напряжений узлов ЭВМ в различных аварийных режимах и повышения надежности СЭП. Кроме того, в значительной степени повышается помехозащищенность ИС, так как исключается разность питающих напряжений узлов ЭВМ при питании данного узла от нескольких ИВЭП с разными допустимыми отклонениями выходного напряжения.

Параллельная работа ИВЭП на общую магистраль нагрузки требует решения вопросов, связанных с обеспечением равномерности токораспределения, устойчивости работы независимо от числа ИВЭП с учетом их удаленности от нагрузки, непрерывности работы СЭП при неисправности резервных ИВЭП, диагностики ИВЭП в нормальном, профилактическом и аварийном режимах и т. п.

При параллельной работе ИВЭП возникает ряд трудностей, связанных как с обеспечением их нормального функционирования, так и с диагностированием неисправного ИВЭП с последующим отключением и снятием его из состава параллельно работающих ИВЭП. Так, например, схемы параллельно работающих ИВЭП должны быть построены таким образом, чтобы при повышении выходного напряжения одного из них вследствие неисправности обеспечивалась срабатывание защиты этого ИВЭП и сохранялась работоспособность остальных.

Уменьшение выходного напряжения одного из параллельно работающих ИВЭП в общем случае не приводит к изменению напряжения на нагрузке, но при этом необходимо проводить диагностирование для выявления неисправного ИВЭП с последующей заменой его на исправный.

Различие между выходными сопротивлениями параллельно работающих ИВЭП приводит к неравномерному распределению тока нагрузки между ними, вследствие чего возникает необходимость в принятии мер, обеспечивающих равномерное токораспределение.

При параллельной работе ИВЭП на общую магистраль нагрузки используются методы непосредственного параллельного включения ИВЭП и равномерного распределения тока нагрузки между параллельно работающими ИВЭП.

Непосредственное параллельное включение ИВЭП осуществляется применением: выравнивающих резисторов, разделительных диодов, ограничителей тока.

При параллельной работе ИВЭП с использованием выравнивающих резисторов (рис. 4.20,а) провода ОС необходимо подклю-

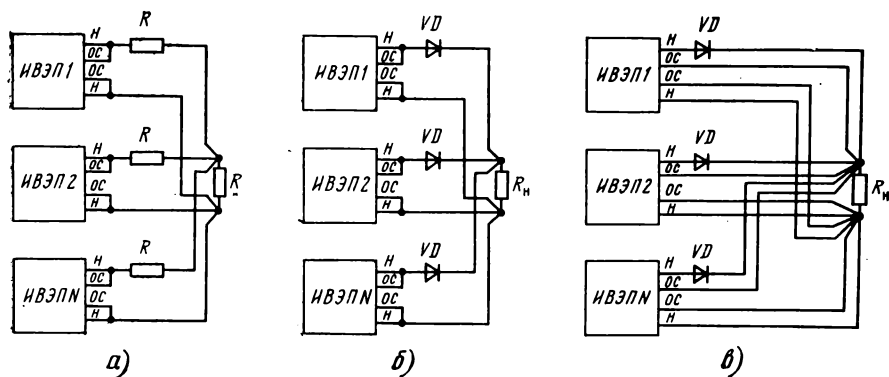


Рис. 4.20. Схема параллельного соединения ИВЭП с уравнивающими резисторами (а), с разделительными диодами (б, в)

чать непосредственно на выходе ИВЭП (на выводах выравнивающего резистора, подключенного к выходу ИВЭП), что приводит к ухудшению точности поддержания напряжения на нагрузке при изменении тока нагрузки и к снижению КПД.

При параллельной работе ИВЭП с использованием разделительных диодов (рис. 4.20,б,в) падение напряжения на диодах также значительно снижает КПД ИВЭП. При подключении ОС непосредственно на выходе ИВЭП (рис. 4.20,б) снижается также точность стабилизации. Преимущество схемы ИВЭП с разделительными диодами — исключение взаимовлияния ИВЭП при возникновении неисправности в одном из них, что является важным фактором при обеспечении «горячего» резервирования ИВЭП.

Наиболее усовершенствованным является метод с использованием ограничителей тока. При этом, если выходное напряжение одного из параллельно работающих ИВЭП несколько больше другого, сначала нагружается ИВЭП с большим выходным напряжением, а затем, по мере уменьшения его выходного напряжения до значения выходного напряжения другого ИВЭП, нагружается этот последний и т. д. Благодаря применению ограничителей тока значение тока каждого из параллельно работающих ИВЭП не превышает допустимого. Однако распределение (одновременное) токов между ними в общем случае неодинаковое и зависит от точности установки, нестабильности и пульсации выходного напряжения каждого из ИВЭП.

На рис. 4.21 приведена схема ИВЭП с бестрансформаторным входом, в котором параллельная работа на общую магистраль нагрузки осуществляется ограничителем тока, выполненным на датчике тока DT и компараторе ограничителя тока $KЗЗ$, обеспечивающего сравнение напряжений $OЭ$ и DT . Особенностью схемы является наличие дополнительного выпрямителя $BЗ$, фильтра $C2$, двух измерительных элементов и компараторов обратной связи — основных $ИЭ1$, $KOC1$ и дополнительных $ИЭ2$, $KOC2$,

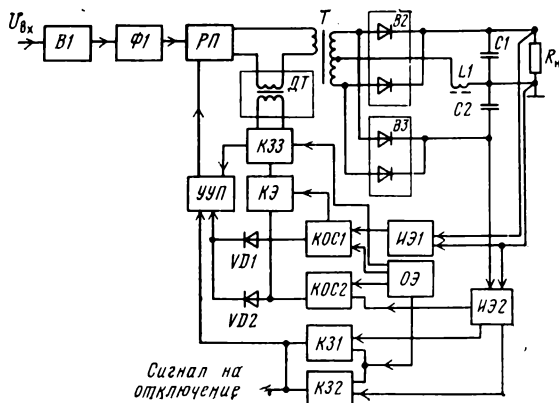


Рис. 4.21. Схема ИВЭП с бестрансформаторным входом, обеспечивающая параллельную работу с использованием ограничителя тока

обеспечивающих возможность диагностирования неисправного ИВЭП и надежное функционирование исправных [32]. В КОС1 сравнивается выходное напряжение ИВЭП (напряжение на нагрузке) с напряжением опорного элемента ОЭ, а в КОС2 — дополнительное напряжение (на С2) с напряжением ОЭ.

В нормальном режиме работы, если выходное напряжение одного из ИВЭП несколько превышает напряжения остальных (по разбросам нестабильности, точности установки или пульсации), выходной сигнал КОС1 воздействует на ключевой элемент КЭ, который отпирается и шунтирует выход КОС2, исключая его влияние на процесс стабилизации данного ИВЭП. Выходное напряжение стабилизируется сигналом КОС1. В остальных ИВЭП (у которых выходное напряжение меньше) КОС1, контролирующий выходное напряжение непосредственно на нагрузке, реагирует как на повышение выходного напряжения ИВЭП, уменьшая его и напряжение на С2. При этом отпирающий сигнал к КЭ не поступает, и, поскольку КОС2 этих ИВЭП реагирует как на понижение напряжения, воздействуя на регулируемый преобразователь РП, он поддерживает напряжение на входе выходного выпрямителя и на дополнительном выходе в допустимых пределах (напряжение на дополнительном выходе выбирается несколько меньше выходного напряжения ИВЭП).

В нормальном режиме нагружен тот ИВЭП, у которого выходное напряжение больше. Увеличение нагрузки приводит к снижению его выходного напряжения. При этом будет нагружаться следующий ИВЭП. Аналогичным образом по мере увеличения нагрузки поочередно (с наибольшего до наименьшего уровня) нагружаются остальные ИВЭП. При увеличении тока нагрузки ИВЭП выше допустимого значения КЭЗ ограничивает его, что приводит к снижению выходного напряжения ИВЭП. При этом будет нагружаться ИВЭП с большим выходным напряжением.

Схема обеспечивает диагностику неисправного ИВЭП и его отключение. При неисправности одного из ИВЭП, приводящей к превышению его выходного напряжения, остальные ИВЭП про-

должают функционировать, так как КОС2 обеспечивает на дополнительных выходах этих ИВЭП напряжение в допустимых пределах. Если выходное напряжение неисправного ИВЭП больше допустимого значения (при этом напряжение на дополнительном выходе этого ИВЭП также больше допустимого), компаратор защиты от повышения выходного напряжения КЗ2 вырабатывает сигнал на отключение неисправного ИВЭП, а также сигнал о его неисправности. Если система обеспечивает параллельную работу с «горячим» резервированием, то отключение неисправного ИВЭП не приводит к отключению остальных — исправных ИВЭП. В случае неисправности одного из ИВЭП, приводящей к снижению его выходного напряжения, остальные ИВЭП продолжают функционировать нормально. При этом напряжение на дополнительном выходе неисправного ИВЭП также меньше допустимого и компаратор защиты от понижения выходного напряжения КЗ1 вырабатывает сигнал неисправности данного ИВЭП с последующим его отключением. Если система обеспечивает параллельную работу ИВЭП без резервирования, то при полной нагрузке после неисправного отключатся и остальные ИВЭП.

Метод параллельной работы ИВЭП на общую магистраль нагрузки с равномерным распределением токов между параллельно работающими ИВЭП обеспечивает более высокую точность поддержания выходного напряжения ИВЭП.

Рассмотрим несколько вариантов реализации этого метода. Одним из них является использование ведущего и ведомого ИВЭП (рис. 4.22). При этом одинаковые токи нагрузки обеспечиваются КОС ведомых ИВЭП. Преимуществом схемы является простота реализации, так как при регулировке выходного напряжения ведущего ИВЭП выходные напряжения остальных источников устанавливаются автоматически. При данном способе достаточно соединение проводов цепи ОС на нагрузке только ведущего

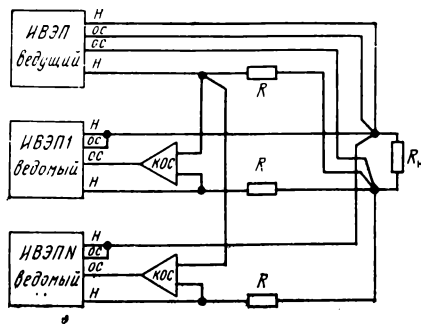


Рис. 4.22. Схема параллельного соединения ИВЭП с равномерным распределением тока нагрузки с ведущим и ведомыми ИВЭП

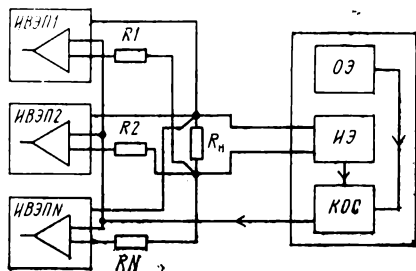


Рис. 4.23. Схема параллельного соединения ИВЭП с равномерным распределением тока нагрузки с использованием общих ИЭ, ОЗ и КОС

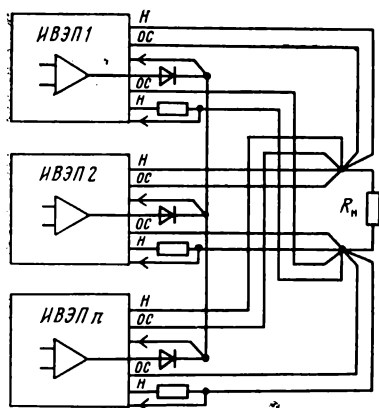


Рис. 4.24. Схема параллельного соединения ИВЭП с равномерным распределением тока нагрузки, подключенных к выходу КОС параллельно

ИВЭП, поскольку контроль ведомых ИВЭП осуществляется по току нагрузки. Недостатком является автоматическое отключение ведомых ИВЭП при выходе из строя ведущего ИВЭП. Для предотвращения этого необходимо обеспечить резервирование как ведущего, так и ведомых ИВЭП.

На рис. 4.23 приведена схема, обеспечивающая равномерное распределение токов нагрузки при параллельной работе ИВЭП с использованием общих ИЭ, ОЭ, КОС для всех параллельно работающих ИВЭП. При этом сигнал датчика тока каждого ИВЭП сравнивается с сигналом общего КОС. В этом случае возможно отдельное конструктивное исполнение централизованных узлов или их размещение в одном из ИВЭП. Как и в предыдущем случае, для повышения надежности требуется резервирование как ИВЭП, так и централизованных узлов.

Более универсальным является способ с параллельным включением по выходу КОС всех ИВЭП через разделительные диоды (рис. 4.24). При этом сигнал рассогласования формируется сравнением сигнала датчика тока каждого из ИВЭП с общим выходным сигналом ОС. В этом случае фактически функционирует (если исключить возможность идеальной одинаковости параметров) один из компараторов, остальные находятся в «горячем» резерве. При выходе из строя ИВЭП, по КОС которого установлены напряжения на нагрузке, их установка осуществляется КОС следующего ИВЭП, при этом из-за разброса параметров уровень выходных напряжений может отличаться от ранее установленного уровня.

Более эффективным является вариант обеспечения параллельной работы, когда равномерное распределение токов нагрузки ИВЭП достигается сравнением сигналов датчика тока каждого ИВЭП с суммарным током остальных ИВЭП. Связь между датчиками тока параллельно работающих ИВЭП обеспечивается внешними связями.

Необходимо отметить, что при параллельной работе с равномерным распределением нагрузки также требуется решение ряда вопросов в части диагностирования неисправного ИВЭП и его отключения.

В качестве примера метода с равномерным распределением нагрузки при параллельной работе ИВЭП рассмотрим схему рис. 4.25 [33].

ходов компараторов *KOC1* не поступает. Исправные ИВЭП функционируют посредством *KOC2*, и напряжение на выходах выпрямителей и на конденсаторе фильтра остается на первоначальном уровне.

Компараторы *K31*, *K32* исправных ИВЭП не функционируют, а на выходе *K32* неисправного ИВЭП, у которого выходное напряжение больше допустимого, вырабатывается сигнал, отключающий его. Остальные ИВЭП продолжают работать параллельно.

При уменьшении выходного напряжения одного из ИВЭП ниже допустимого значения сигнал, поступающий с выхода *KOC1* на вход *K31*, уменьшается, в результате уменьшается его выходной сигнал, обуславливающий замыкание *KЭ*, шунтирующего выход *KBT*. При этом до отключения неисправного ИВЭП распределение токов между исправными ИВЭП осуществляется посредством *KOC2* и ограничителей тока. В этом режиме защита от понижения напряжения ни одного из исправных ИВЭП не срабатывает, поскольку *KOC2* обеспечивает соответствующее напряжение на выходе *B3*. В неисправном же ИВЭП, у которого выходное напряжение меньше допустимого, на выходе *B3* напряжение также меньше допустимого. В результате на выходе *K31* возникает сигнал, отключающий неисправный ИВЭП. После отключения неисправного ИВЭП ключевые элементы размыкаются и токи между параллельно работающими ИВЭП распределяются равномерно.

Такая организация параллельной работы ИВЭП высокоэффективна. В этом случае обеспечивается высокая точность как равномерного токораспределения, так и поддержания выходного напряжения при неограниченном количестве ИВЭП.

4.4. Диагностика СЭП ЭВМ

Существенно возросшая сложность ЭВМ средней и большой производительности вызвала необходимость совершенствования средств диагностики технического состояния и технического обслуживания СЭП.

Диагностика технического состояния СЭП в процессе эксплуатации ЭВМ включает в себя множество трудоемких операций, связанных с контролем параметров напряжения как промышленной сети переменного тока, так и вторичных напряжений постоянного тока непосредственно на ТЭЗах технических средств (ТС) ЭВМ. Отклонение контролируемых параметров СЭП от требуемых значений оказывает существенное влияние на качество функционирования ТС ЭВМ [34].

Из опыта эксплуатации ЕС ЭВМ известно также, что значительная часть отказов, около 30%, приходится на электронное оборудование СЭП [35]. При этом процесс локализации неисправности в СЭП не только связан с потерей машинного времени, но и требует участия обслуживающего персонала высокой

квалификации. Поэтому традиционные методы контроля и диагностики технического состояния СЭП не позволяют обеспечить заданный коэффициент готовности и требуемые показатели эксплуатационной надежности ЭВМ. Как правило, эффективность средств диагностики во многом зависит от их структурной организации. Рассмотрим особенности применения автономных и встроенных систем диагностирования СЭП ЭВМ.

Организация диагностики СЭП ЭВМ на базе выпускаемой серийной промышленностью автономных измерительно-информационных комплексов хотя и упрощает процесс разработки и изготовления средств диагностики за счет приобретения и использования готовых функциональных блоков, но имеет ряд существенных недостатков: обязательное выделение в машинном зале ЭВМ площадей для размещения аппаратуры измерительно-информационного комплекса; необходимость разработки и изготовления специальных адаптеров из-за несовместимости интерфейсов аппаратуры измерительно-информационного комплекса с аппаратно-программными средствами пультовой системы управления и индикации состояния ЭВМ; низкая надежность аппаратных средств измерительно-информационного комплекса, содержащих большое число контактных коммутирующих элементов.

Учитывая перечисленные недостатки и то, что диагностика технического состояния и техническое обслуживание современных высокопроизводительных ЭВМ осуществляются специализированными линиями ЭВМ, являющимися основой пультовых систем управления, в настоящее время взята ориентация на применение встроенной системы диагностики электропитания, работающей под управлением аппаратно-программных средств (АПС) пульта ЭВМ [6, 36, 37].

На рис. 4.26 приведена обобщенная структурная схема, на которой показаны основные части встроенной АСКДЭ ЭВМ и их взаимосвязь. Подобная организация диагностики СЭП высокопроизводительных ЭВМ позволяет реализовать следующие основные функции: автоматизацию операций по контролю параметров питающей сети переменного тока и напряжений электропитания непосредственно на панелях электроники ТС ЭВМ; локализацию аварии в СЭП; управление режимами работы ИВЭП по заданному алгоритму; индикацию состояния СЭП с помощью системы кадров (видеоизображений на экране дисплея пульта ЭВМ).

При этом удается обеспечить выполнение таких показателей, как: минимальный объем аппаратурных средств диагностики СЭП за счет размещения их непосредственно в стойках ТС; требуемая надежность, обусловленная широким применением при разработке аппаратурных средств элементной базы ЭВМ и современных интегральных схем бесконтактных коммутаторов аналоговых сигналов и аналого-цифровых преобразователей; высокая степень унификации аппаратурных средств диагностики СЭП за счет использования при разработке конструктивно-технологической базы ЭВМ.

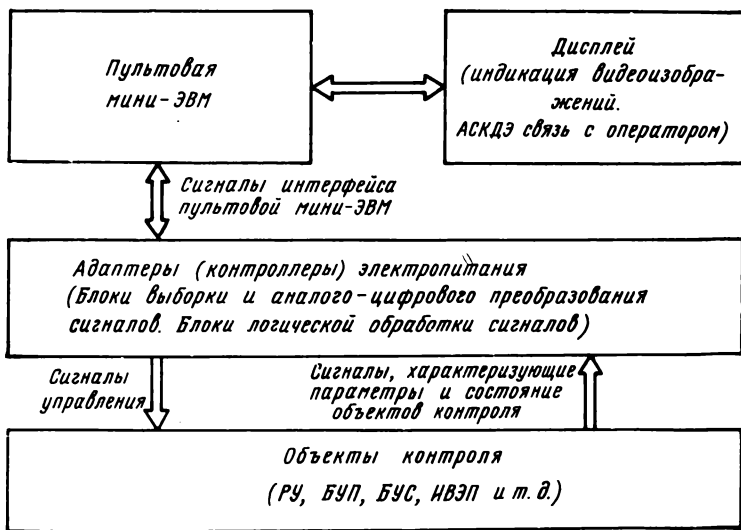


Рис. 4.26. Обобщенная структурная схема АСКДЭ

По структуре построения встроенные АСКДЭ ЭВМ можно отнести к системам с иерархической организацией, которые могут иметь централизованное (одноуровневое), либо распределенное (двухуровневое) управление функциональными узлами средств диагностики.

Вариант структурной организации АСКДЭ с централизованным управлением от сервисного процессора (СП) и радиальными связями центрального адаптера с объектами контроля (ОК) показан на рис. 4.27.

Аппаратно-программные средства СП — ядро пультовой системы управления, обеспечивают формирование команд ввода-вывода, вычислительно-логическую обработку диагностической информации, полученной от центрального адаптера электропитания, и вывод ее на дисплей.

Центральный адаптер электропитания содержит функциональные блоки, выполняющие последовательную выборку аналоговых и дискретных сигналов от ОК, находящихся в диагностируемых ТС, преобразование аналоговых сигналов в цифровой код, формирование сигнала «прерывание» при возникновении аварийной ситуации в СЭП ЭВМ.

Практическая реализация этого варианта структуры АСКДЭ осуществлена в моделях отечественных ЭВМ ЕС 1046 и ЕС 1087 [37, 38]. Функциональные узлы специального контроллера или адаптера электропитания конструктивно расположены в стойке центрального процессора ЭВМ, что позволило в этих моделях сравнительно просто организовать размещение аппаратных средств диагностики электропитания и связь их с объектами контроля.

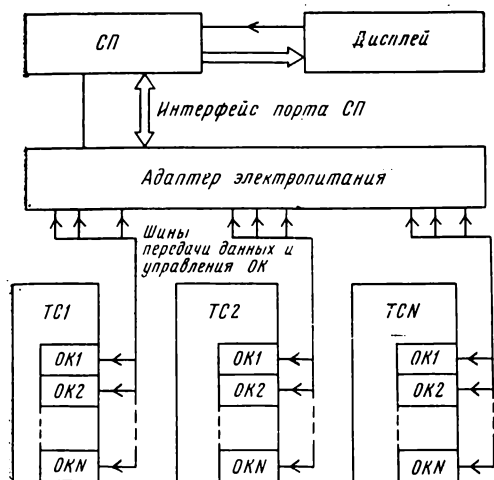


Рис. 4.27. Структурная схема АСКДЭ с централизованным управлением от сервисного процессора и радиальными связями с ОК

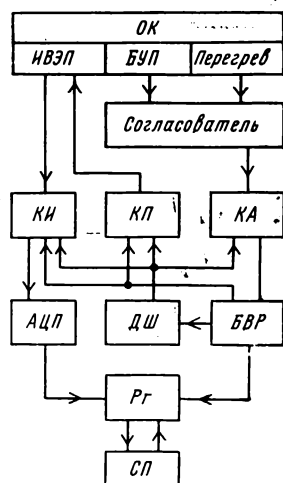


Рис. 4.28. Структурная схема АСКДЭ ЕС 1046

На рис. 4.28 приведена структурная схема АСКДЭ, реализованной в ЕС 1046, именуемой специальным контроллером источников питания (СКИП), которая обеспечивает:

непрерывный контроль выходных напряжений ИВЭП (до 47 шт.);

обнаружение ИВЭП, выходное напряжение которого отклонено более, чем на $\pm 1,5$; ± 3 , $\pm 6,5\%$ от номинального значения;

обнаружение неисправных БУП (до 89 шт.);

обнаружение неисправного вентилятора и перегрева в рамках и стойках ЭВМ в точках (до 29 шт.).

Специальный контроллер источника питания СКИП может работать как в автономном, так и в автоматическом режиме по команде, задаваемой от СП. В автоматическом режиме блок выбора режимов (БВР) вырабатывает серию прямоугольных импульсов, каждый из которых соответствует адресу одного из ОК. От БВР импульсы поступают на дешифратор (ДШ), выходы которого подключены к коммутаторам измерения (КИ) и аварий (КА). Коммутатор КИ подключает выходы соответствующих ИВЭП к аналого-цифровому преобразователю (АЦП). С выхода АЦП измеренное напряжение в двоичном коде поступает на выходной регистр (Рг). Значения кодов при различных напряжениях на выходах ИВЭП приведены в табл. 4.10. Режим профконтроля осуществляется через КП, КИ, АЦП, Рг и СП. Сигнал об аварии поступает в СП через КА, БВР и Рг.

В СКИП осуществляется непрерывный контроль отклонений выходного напряжения ИВЭП от номинального в заданных диапазонах. Информацию о нахождении измеренного напряжения

Таблица 4.10

Отклонение напряжения от номинального значения, %	Код	Признаки кадра электропитания	Отклонение напряжения от номинального значения, %	Код	Признаки кадра электропитания
$\pm 1,5$	0000		$-1,5 \dots -3$	0100	1—
1,5...3	0101	1+	$-3 \dots -6,5$	0010	2—
3...6,5	0011	2+	-6,5	1110	A—
6,5	1111	A+			

в диапазонах от $\pm 1,5$ до $\pm 3\%$ и от ± 3 до $\pm 6,5\%$ оператор может использовать при проведении профилактических работ для приведения выходных напряжений ИВЭП к номинальному значению. При отклонении измеренного напряжения ИВЭП больше чем на $\pm 6,5\%$ СКИП выдает аварийный сигнал, который оператор может использовать для принятия решения об останове ЭВМ и устранении обнаруженной неисправности.

Код контролируемого ИВЭП, номинальное значение его выходного напряжения, признаки профконтроля и нахождения измеренного напряжения в одном из пределов отклонения высвечиваются на кадре электропитания дисплея. На кадре электропитания предусмотрены также конструктивные адреса для фиксации неисправных БУП и мест перегрева.

		--ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ--		=КАДР 10=	
		П 1 2 А	П 1 2 А	П 1 2 А	АВАРИЯ
04B2D01 - 5,2	.	04A1B13 - 2,0	.	02B1E01 - 5,2	БУП
2H01 - 2,0	.	1B01 + 5,0	.	1K01 - 5,2	
2B01 - 5,2	.	1C07 + 5,0	..	СОВК2K01 + 5,0	
1K01 - 2,0	.			2H01 + 5,0	
2E01 - 5,2	..			2H10 +27,0	
2K01 - 2,0	.	2B01 - 5,2	..		
1B01 - 5,2	..				
1H01 - 5,2	..				
1E13 - 2,0	.				
1E01 + 5,0	..				
04C1C01 - 5,2	..				АВАРИЯ
2C01 - 5,2	..				ДТ: ВЕНТ
1K01 - 2,0	.				
2H01 - 5,2	..				
2K01 - 2,0	.				
1B01 - 5,2	..	02B2B01 - 5,2	.		
1H04 + 5,0	..	2D13 - 2,0	.		
1H13 +12,0	..	2D01 + 5,0	.		
1H19 -12,0	..	1B01 - 2,0	.		
*С-СВР УДЛ		0-061ЕМ И ТИП ПАМЯТИ			
*М-МП		1- 4МБ 3-8МБ БС3269			

Рис. 4.29. Кадр электропитания на дисплее ЭВМ

На рис. 4.29 приведен кадр электропитания на дисплее. Связь между СКИП и СП осуществляется двадцатипроводным интерфейсом. В качестве элементной базы для СКИП использованы микросхемы серии К155. Электронная часть СКИП размещена на 20 ТЭЗах и встроена в стойку электропитания. Эта структура имеет недостатки, из которых наиболее существенными являются: трудность передачи аналоговых сигналов от удаленных объектов контроля к контроллеру или адаптеру электропитания; низкая помехозащищенность по аналоговым входам; неуниверсальность АПС диагностики СЭП из-за специализации их на конкретный состав ТС ЭВМ.

Эти недостатки меньше проявляются в варианте структурной организации АСКДЭ с централизованным управлением от СП, которая через центральный адаптер электропитания связана с рассредоточенными по устройствам ЭВМ адаптерами ТС, имеющими радиальные связи с ОК на уровне конкретного ТС. Схема данного варианта структурной организации АСКДЭ показана на рис. 4.30. В отличие от рассмотренного выше варианта здесь выборка аналоговых и дискретных сигналов, характеризующих состояние электропитания ТС, и их преобразование аналог — код осуществляются функциональными узлами адаптера электропитания ТС, а обмен информацией с СП осуществляется через центральный адаптер АСКДЭ в цифровом коде. Это позволяет: избавиться от кабелей, по которым транслируются аналоговые сигналы

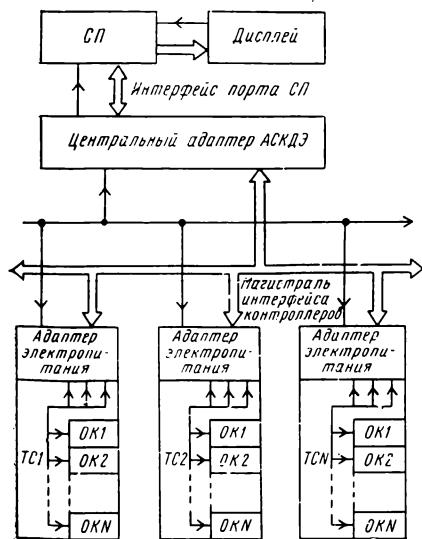


Рис. 4.30. Структурная схема АСКДЭ с централизованным управлением от СП с радиальными связями с ОК на уровне ТС

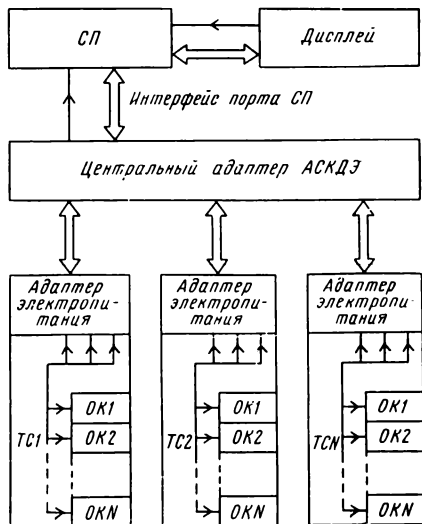


Рис. 4.31. Структурная схема АСКДЭ с распределенным управлением

между ТС и, тем самым, повысить помехозащищенность системы; сделать систему более универсальной с точки зрения вариации состава и числа диагностируемых ТС.

Подобный вариант структуры средств контроля и диагностики СЭП реализован при организации системы обеспечения функционирования ЭВМ ЕС 1066 [39]. Такой подход требует конструктивной децентрализации аппаратурных средств, обеспечивающих диагностику и управление СЭП центральных устройств ЭВМ. В ЭВМ ЕС 1066 центральный процессор, процессор ввода-вывода и пульс управления содержат адаптеры электропитания устройств и, кроме того, имеется главный адаптер электропитания, располагаемый конструктивно в пульте управления и выполняющий функции выбора и подключения к порту СП требуемого адаптера электропитания устройства для обмена информацией с СП.

Среди недостатков этого варианта структуры средств контроля и диагностики СЭП следует отметить: усложнение и увеличение объема аппаратурных средств диагностики электропитания (наличие в структуре главного адаптера и адаптеров электропитания устройств показанных на рис. 4.30); увеличение загрузки СП операциями по управлению рассредоточенными по ТС аппаратурными средствами (адаптеры электропитания устройств).

Для решения задачи организации АСКДЭ перспективных высокопроизводительных ЭВМ рассмотрим возможности аппаратно-программных средств контроля и диагностики СЭП некоторых зарубежных и отечественных ЭВМ (табл. 4.11).

Сопоставляя модели ЭВМ с точки зрения объема и вида реализуемых средствами диагностики СЭП функций, можно проследить определенную тенденцию: модели ЭВМ с большей производительностью имеют и более развитые средства контроля и диагностики СЭП. Из этого следует, что средства контроля и диагностики СЭП в высокопроизводительных ЭВМ должны не только расширить объем реализуемых функций, но и охватить большее число объектов контроля.

Поскольку выходным «продуктом» любой диагностической системы является информация, то для оценки эффективности структуры средств диагностики целесообразно выбрать показатель, тем или иным образом включающий в себя потери информации в системе. Используя в качестве частного показателя эффективности относительное значение потерь информации из-за деформации структуры, вызванной ненадежностью ее элементов, в [37] сравниваются структуры с централизованным (одноуровневая) и распределенным (двухуровневая) управлением средствами диагностики и ОК СЭП. На основании расчетных оценок эффективности структур, приведенных в [37], можно сделать вывод, что для высокопроизводительных ЭВМ с развитой СЭП, в которой число объектов контроля превышает 10^2 , структура АСКДЭ с распределенным управлением является более целесообразной.

На рис. 4.31 показан вариант структурной организации АСКДЭ с распределенным управлением. Операции по управлению ветро-

Таблица 4.11

Перечень функций	ЭВМ (фирма) — средство программного управления и диагностики СЭП			
	4300 (IBM)-СП, контроллер электропитания	3003 (IBM)-СП, главный и вспомогательный адаптеры электропитания	ЕС 1046-СП, специальный контроллер источников питания	ЕС 1087-СП, адаптер электропитания
Управление				
Включением (отключением) напряжения питающей электросети переменного тока	+	+	—	—
Включением (отключением) устройств автономного охлаждения	—	+	—	—
Изменением температуры внутри стоек центральных устройств	—	+	—	—
Включением (отключением) напряжения по определенному алгоритму	+	+	—	—
Изменением напряжения вторичного электропитания центральных устройств	+	+	+	+
Контроль				
Напряжения и частоты электросети переменного тока	+(1)	—	—	+
Температуры внутри и снаружи корпуса стоек центральных устройств	+	+	+(2)	+
Состояния автоматов (предохранителей) питающей электросети	+	—	—	—
Напряжения вторичного электропитания	+(3)	+	+(2)	+
Аварийного отключения центральных и периферийных устройств	+	+	+	+
Индикация				
Конфигурации и режима работы ТС ЭВМ	+(3)	+	+(3)	+
Режима работы устройств автономного охлаждения ТС ЭВМ	+(3)	+	+(3)	+
Параметров электросети переменного тока	+(3)	+	—	+
Параметров источников вторичного электропитания центральных устройств ЭВМ	+	+	+(2)	+

Обозначения: + — выполнение функции; (1) — напряжение; (2) — пороговое значение; (3) — аварийное отключение.

енными средствами контроля и диагностики СЭП распределяются между двумя уровнями иерархии: нижним — адаптеры электропитания (специальные контроллеры), осуществляющие программное управление функциональными узлами средств диагностики электропитания и тепловых режимов, сбором, преобразованием, первичной обработкой диагностической информации и локализацией неисправности ОК на уровне ТС; верхним — цент-

ральный адаптер АСКДЭ (пультовая мини-ЭВМ), управляющая обменом диагностической информацией, ее обработкой, выдачей директив на изменение режима электропитания ТС, а также осуществляющая индикацию технического состояния СЭП и систем охлаждения на экране дисплея и тестовый контроль функционирования АСКДЭ после включения электропитания ЭВМ.

Этот вариант структурной организации АСКДЭ высокопроизводительных ЭВМ, несмотря на возрастание сложности аппаратных средств, обладает такими преимуществами, как: возможность унификации аппаратных средств нижнего уровня управления при построении их на базе МП БИС; сокращение объема СП ТС за счет передачи функций БУП специальным контроллерам нижнего уровня управления средствами диагностики СП и объектами контроля; более эффективное использование пультовой системы управления ЭВМ за счет рационального распределения в структуре функций по управлению СЭП и средствами диагностики СЭП между нижним и верхним уровнями иерархии.

Таким образом, автоматизация контроля, диагностики и управления СЭП, контроль систем охлаждения и параметров источника первичного напряжения с помощью АСКДЭ повышает технико-экономические показатели ЭВМ в нормальных, профилактических и аварийных режимах их работы.

Глава 5. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ИВЭП

5.1. Источники вторичного электропитания ЕС ЭВМ

Источники вторичного электропитания ЕС ЭВМ представляют собой импульсные стабилизаторы напряжения с бестрансформаторным входом на РП с устройствами контроля и защиты. Конструктивно ИВЭП имеют модульное построение и выполнены из ФУ, что обеспечивает наибольшие удобства при эксплуатации, надежность в работе, ремонтпригодность, возможность автоматизации и механизации при изготовлении с учетом крупносерийного производства.

Основные технические характеристики ИВЭП приведены в табл. 5.1. Рабочий диапазон температуры окружающей среды 5...70 °С при принудительной вентиляции со скоростью обдува 1...2 м/с. Выходные параметры и устойчивость работы сохраняются при удалении нагрузки на расстояние до 5 м. Обеспечивается параллельная работа ИВЭП на общую магистраль нагрузки с учетом их удаленности.

Схема электрическая функциональная трехфазного ИВЭП (см. табл. 5.1) приведена на рис. 5.1. Электропитание осуществляется трехфазным напряжением переменного тока. Для цепей управления требуется также служебное напряжение постоянного тока 20 В, мощностью не более 1 Вт, которое подается к ИВЭП через 1...2 с после подачи напряжения переменного тока. Управление

Таблица 5.1

Типы ИВЭП	Выходное напряжение, В	Ток нагрузки, А	Общая нестабильность, %	Пульсация, %	Напряжение питания, В, с отклонением $\pm 10\%$ — $\pm 15\%$, частотой 50 Гц	КПД	Габариты, мм	Масса, кг		
ИВЭП 2,0 В 220 А	2	220	± 2	± 2	Трехфазное 220/380	0,5	177×358×246	15		
ИВЭП 4,5 В 200 А	4,5	200	± 1	± 1		0,7		15		
ИВЭП 5,0 В 200 А	5	200	± 1	± 1		0,7		15		
ИВЭП 5,2 В 190 А	5,2	190	± 1	± 1		0,7		15		
ИВЭП 2,0 В 90 А	2	90	± 2	± 2		0,5		7,8		
ИВЭП 4,5 В 80 А	4,5	80	± 1	± 1		0,7		7,8		
ИВЭП 5,0 В 80 А	5	80	± 1	± 1		0,7		7,8		
ИВЭП 5,2 В 80 А	5,2	80	± 1	± 1		0,7		7,8		
ИВЭП 2,0 В 23 А	2	23	± 2	± 2		Однофазное 220		0,4	177×88×246	3,8
ИВЭП 4,5 В 22 А	4,5	22	± 1	± 1				0,6		3,8
ИВЭП 5,0 В 22 А	5	22	± 1	± 1	0,6		3,8			
ИВЭП 5,2 В 22 А	5,2	22	± 1	± 1	0,6		3,8			
ИВЭП 12,0 В 8 А	12	8	± 1	± 1	0,6		3,8			
ИВЭП 2,0 В 12 А	2	12	± 2	± 2	Однофазное 220	0,4	177×44×246	2,5		
ИВЭП 4,5 В 12 А	4,5	12	± 1	± 1		0,6		2,5		
ИВЭП 5,0 В 12 А	5	12	± 1	± 1		0,6		2,5		
ИВЭП 5,2 В 12 А	5,2	12	± 1	± 1		0,6		2,5		
ИВЭП 12,0 В 4 А	12	4	± 1	± 1		0,7		2,5		
ИВЭП 15,0 В 4 А	15	4	± 1	± 1		0,7		2,5		
ИВЭП 20,0 В 3 А	20	3	± 1	± 1		0,7		2,5		
ИВЭП 27,0 В 3 А	27	3	± 1	± 1		0,7		2,5		

включением, отключением, а также дистанционные плавная и ступенчатая регулировки выходного напряжения ИВЭП осуществляются логическими сигналами.

Напряжение сети через В1, ограничитель зарядного тока ОЗТ и Ф1 подается к РП, выполненному на двух полумостовых преобразователях. Регулирование выходной мощности в РП осуществляется РЭ, представляющим собой быстродействующий МУ, управляемый постоянным током, поступающим с усилителя рассогласования (УР). Усилитель мощности УМ2 служит для усиления мощности сигнала управления РЭ, поступающего с УР. Напряжение с выхода РП через В2 и Ф2 поступает на выход ИВЭП.

Узел управления и защиты (УУЗ) предназначен для выработки управляющих и сигнальных напряжений при включении, отключении, ступенчатом изменении выходного напряжения и аварии ИВЭП.

При подаче напряжения 20 В источником питания ИП вырабатывается стабилизированное напряжение 5 В, которое поступает на формирователь управляющих импульсов (ФУИ), где формируются импульсы, модулированные по длительности и амплитуде. Одновременно с выхода ИП питающие напряжения поступают на узел защиты (УЗ) и УР. После подачи служебного напряжения, но не раньше, чем через 1 с, когда УУЗ подготовлен к нормальной работе, а конденсаторы входного фильтра Ф1 заряжены, подается сигнал запуска — логическая единица. При этом на ФУИ поступает разрешающий сигнал. Управляющие импульсы с ФУИ подаются на УМ1, усиливаются и поступают к регулируемым преобразователям НП1 и НП2, на выходах которых появляется переменное напряжение. С целью исключения перегрузок при первоначальном заряде конденсаторов Ф2 предусмотрена система плавного пуска, обеспечивающая плавное изменение реактивного сопротивления РЭ в период нарастания

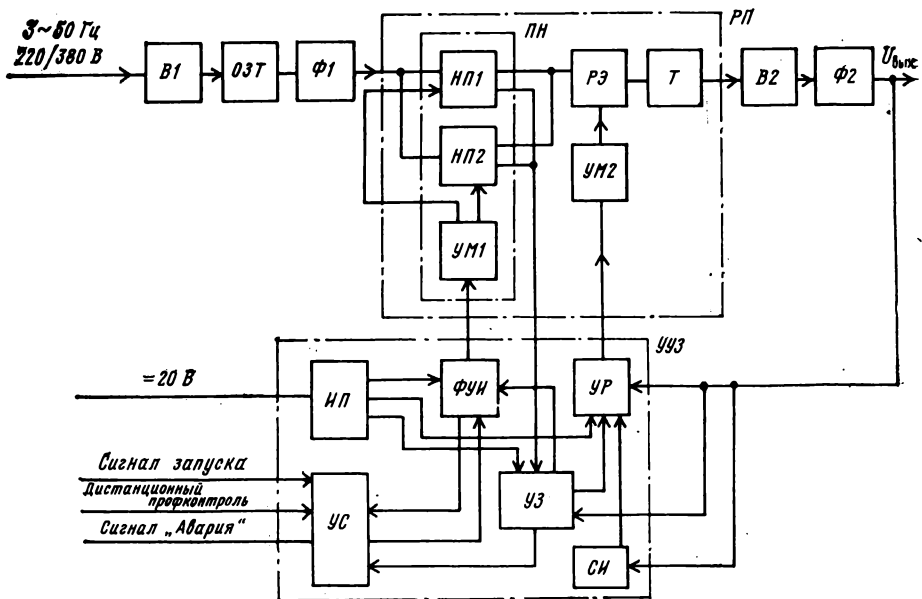


Рис. 5.1. Схема электрическая функциональная трехфазного ИВЭП ЕС ЭВМ

выходного напряжения до номинального значения. Выходное напряжение ИВЭП по цепи ОС поступает на УР, в котором сравнивается с опорным напряжением. С выхода УР сигнал рассогласования через УМ2 подается на РЭ.

Узел защиты служит для обеспечения защиты ИВЭП от повышения и понижения выходного напряжения, от коротких замыканий на выходе, при неправильном соединении линий обратной связи.

При аварийных режимах, возникающих в ИВЭП, сигнал поступает на вход УЗ. С выхода УЗ сигнал следует на узел сопряжения (УС), где формируется запрещающий сигнал, поступающий на ФУИ. При этом перестают идти управляющие импульсы на РП, и на выходе ИВЭП напряжение уменьшается до нуля. Одновременно в УС формируется аварийный сигнал.

Для ограничения тока нагрузки предусмотрена схема измерения (СИ), с выхода которой сигнал поступает на УР. Сигнал рассогласования усиливается в УМ2 и подается на РЭ.

Высокий уровень преобразуемой мощности выдвигает на передний план выбор силовой части, которая во многом определяет удельные показатели, КПД и надежность всего устройства. Наиболее ответственным узлом силовой части является РП, упрощенная принципиальная схема которого приведена на рис. 5.2. Регулируемый преобразователь выполнен на основе полумостового преобразователя напряжения на транзисторах VT7, VT8, конденсаторах C3, C4, трансформаторе Т3 и МУ.

Управление транзисторами VT7, VT8 осуществляется с выходов усилителей мощности, выполненных на основе однотактных преобразователей напряжения на транзисторах VT1 ... VT4, диодах VD1, VD2, резисторах R1 ... R4, трансформаторах Т1, Т2.

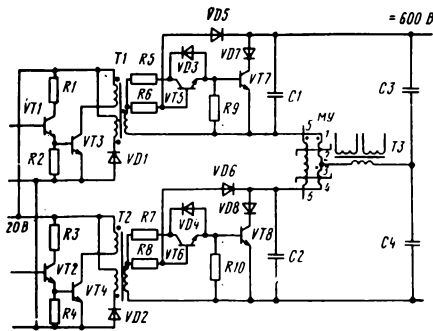


Рис. 5.2. Принципиальная схема РП

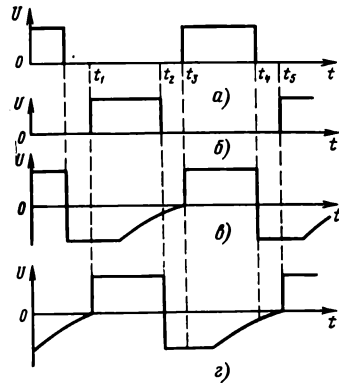


Рис. 5.3. Эпоры управляющих напряжений

Эпоры управляющих напряжений на базах транзисторов $VT1$, $VT2$ приведены на рис. 5.3, а, б соответственно. Эпоры выходных напряжений трансформаторов $T1$, $T2$ приведены на рис. 5.3, в, г.

Формирование базовых токов транзисторов $VT7$, $VT8$ осуществляется цепями, состоящими из транзисторов $VT5$, $VT6$, диодов $VD3$... $VD6$, резисторов $R5$... $R10$, обеспечивающими постоянно степени насыщения этих транзисторов при изменении коллекторных токов.

В момент времени t_1 (рис. 5.3) на базу транзистора $VT8$ поступает отпирающий импульс длительностью $(t_2 - t_1)$. Транзистор $VT8$ отпирается и входит в режим насыщения. При этом к последовательно включенным обмоткам $MУ$ и первичной обмотке силового трансформатора $T3$ прикладывается напряжение, равное половине питающего напряжения. В течение промежутка времени $(t_5 - t_2)$ транзистор $VT8$ заперт. В момент времени t_3 на базу транзистора $VT7$ поступает отпирающий импульс длительностью $(t_4 - t_3)$. Транзистор $VT7$ отпирается, входит в насыщение, и вновь к последовательно включенным обмоткам $MУ$ и первичной обмотке $T3$ прикладывается напряжение, равное половине питающего напряжения, но обратной полярности.

В момент времени t_4 на базу транзистора $VT7$ поступает запирающий импульс. Далее процесс повторяется. Длительность гарантированной паузы $(t_3 - t_2)$ выбирается, исходя из времени рассасывания неосновных носителей заряда транзисторов и времени, необходимого для формирования траекторий переключения. Регулирование выходного напряжения осуществляется изменением напряжения на первичной обмотке силового трансформатора $T3$ с помощью $MУ$.

Схема электрическая функциональная однофазного ИВЭП (см. табл. 5.1) приведена на рис. 5.4. Напряжение сети через $B1$, $O3T$, $\Phi1$ подается на $РП1$, $РП2$, которые образуют двояктивный однотактный преобразователь напряжения. Для снижения динамических потерь мощности в мощных трансформаторах однотактных преобразователей напряжения и обеспечения траектории перемещения рабочей точки при переключении мощных транзисторов в границах ОБР предусмотрена корректирующая цепочка.

Мощные транзисторы $РП1$ и $РП2$ управляются импульсами, поступающими с $\PhiУИ1$ и $\PhiУИ2$. Переменное напряжение с выхода $РП1$ и $РП2$ выпрямляется

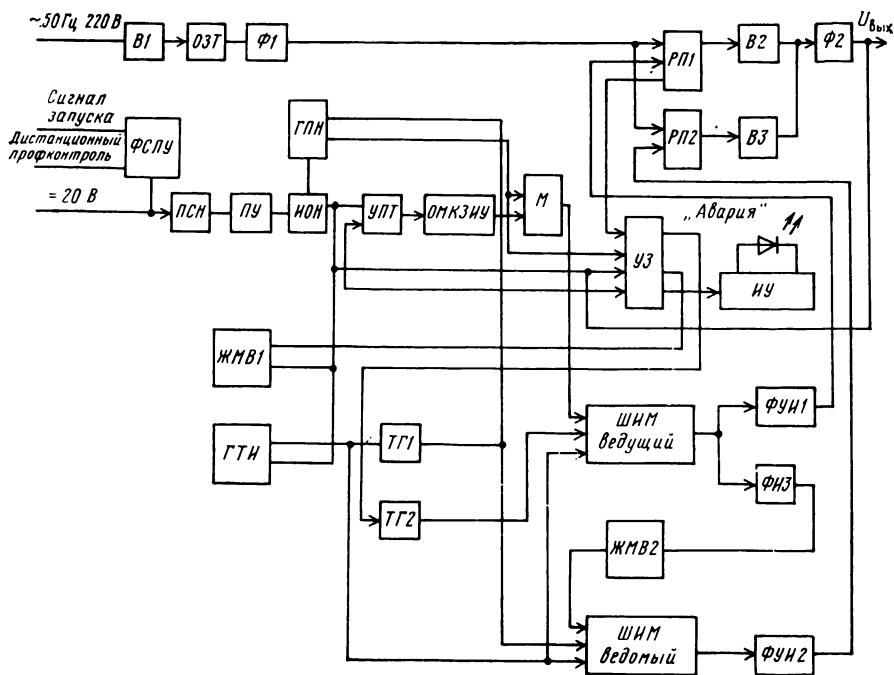


Рис. 5.4. Схема электрическая функциональная однофазного ИВЭП ЕС ЭВМ

однополупериодными выпрямителями $B2$ и $B3$, сглаживается индуктивно-емкостным фильтром $\Phi 2$ и поступает на выход ИВЭП. Управление ИВЭП осуществляется через формирователь сигналов логического управления (ФСПУ), на вход которого подаются сигналы запуска от СЭП.

При наличии сигнала запуска на входе ФСПУ включается преобразователь служебного напряжения (ПСН), представляющий собой однотактный ПН, собранный по схеме блокинг-генератора. Преобразователь ПСН вырабатывает напряжения для питания порогового устройства (ПУ), источника опорного напряжения (ИОН), УЗ. При достижении всомогательным напряжением заданного порогового значения срабатывает ПУ и запускает ИОН. Опорные напряжения с ИОН поступают на вход усилителя постоянного тока (УПТ), генератора пилообразного напряжения (ГПН), генератора тактовых импульсов (ГТИ), ждущего мультивибратора (ЖМВ1) и УЗ.

Импульсы ГТИ синхронизируют работу триггеров ТГ1 и ТГ2, ШИМ ВЕДУЩИЙ, ШИМ ВЕДОМЫЙ, и определяют длительность минимальной паузы между открытыми состояниями мощных транзисторов РП1 и РП2. Генератор ГПН запускается импульсами с соответствующего выхода ТГ1.

Для формирования сигналов управления на вход УПТ подается напряжение, пропорциональное выходному напряжению ИВЭП, которое сравнивается с опорным напряжением ИОН. В УПТ происходит усиление сигнала рассогласования. Ограничитель минимального коэффициента заполнения импульсов управления (ОМКЗИУ), включенный между выходом УПТ и соответствующим входом модулятора, ограничивает минимальный коэффициент заполнения импуль-

сов управления на уровне 1 мкс, что обеспечивает устойчивость функционирования ИВЭП в переходных режимах и при работе параллельно включенных ИВЭП.

Сигнал рассогласования и напряжение ГПН подаются на модулятор *М*, который вырабатывает модулированный по длительности импульс, поступающий на соответствующий вход *ШИМ ВЕДУЩИЙ*; *ШИМ ВЕДУЩИЙ* изменяет длительность импульсов в соответствии с изменениями выходного напряжения ИВЭП.

Для устранения несимметрии напряжений емкостного делителя, которая нарушает равенство коллекторных токов мощных транзисторов *РП1* и *РП2*, ухудшает траекторию их переключения, а также приводит к увеличению пульсации выходного напряжения ИВЭП, в *ШИМ ВЕДОМЫЙ* с помощью сигналов с выхода *ГТИ*, *ТГ1*, ждущего мультивибратора (*ЖМВ2*), формируется ведомый сигнал *ШИМ*, который сдвинут на полпериода по отношению к ведущему сигналу *ШИМ* и равен ему по длительности. Формирователь импульсов запуска *ФИЗ* запускает *ЖМВ2* в момент спада выходного импульса *ШИМ ВЕДУЩИЙ*.

Формирователи управляющих импульсов *ФУИ1* и *ФУИ2* предназначены для усиления мощности сигналов управления *ШИМ ВЕДУЩИЙ*, *ШИМ ВЕДОМЫЙ*, для обеспечения гальванической развязки между цепями управления и цепями *РП1* и *РП2*, связанными с питающей электросетью, для обеспечения оптимального с точки зрения потерь в транзисторах *РП1* и *РП2* процесса их включения и выключения.

Для защиты нагрузки от повышения (понижения) выходного напряжения ИВЭП предусмотрена быстродействующая защита, которая при отклонении выходного напряжения ИВЭП (повышении или понижении) от допустимых для нагрузки пределов, выдает сигнал на *ШИМ ВЕДУЩИЙ* и исполнительное устройство *ИУ*, в результате чего *ШИМ ВЕДУЩИЙ* и *ШИМ ВЕДОМЫЙ* прерывают подачу импульсов на *ФУИ1* и *ФУИ2*, а *ИУ* сигнализирует об аварии и выдает сигнал на отключение ИВЭП от сети. Сигнал для защиты *РП1* и *РП2* от токовых перегрузок снимается с датчика тока, находящегося в цепи коллектора мощного транзистора *РП1*.

Ограничение тока нагрузки ИВЭП проводится по двум каналам. Первый канал *УЗ* воздействует на *ИОН*, второй — на *ШИМ ВЕДУЩИЙ* через *ТГ2*. При этом происходит уменьшение длительности управляющих импульсов *ШИМ ВЕДУЩИЙ* и *ШИМ ВЕДОМЫЙ*, приводящее к уменьшению выходного напряжения ИВЭП. При возрастающей перегрузке выходное напряжение ИВЭП достигает порога срабатывания защиты от понижения выходного напряжения, срабатывает защита, *ИУ* сигнализирует об аварии и выдает сигнал на отключение ИВЭП.

5.2. Сильноточные ИВЭП

Сильноточные ИВЭП типа СВИП предназначены для электропитания ЭВМ высокой производительности. Основные характеристики СВИП приведены в табл. 5.2.

Сильноточный ИВЭП обеспечивает защиту от превышения и понижения выходного напряжения, от перегрузки по току и короткого замыкания, а также защиту от перегрева, которая отключает его от сети при неисправностях в системе охлаждения. Управление включением, выключением, ступенчатое изме-

Таблица 5.2

Параметр	Значение параметра	
	СВИП 2 В 400 А	СВИП 4,5 В 400 А
Входное напряжение постоянного тока, В	440±25	440±25
Номинальное выходное напряжение, В	2	4,5
Ток нагрузки, А	400	400
Пульсация выходного напряжения, %	±1	±1
Общая нестабильность выходного напряжения, %	±4	±3
КПД	0,5	0,75
Служебное напряжение постоянного тока, В	20±	20±1
Наработка на отказ, ч	10000	10000
Габариты, мм	120×276×550	120×276×550
Масса, кг	±29	29
Рабочий диапазон температуры окружающей среды, °С	5...50	5...50

нение выходного напряжения, а также сигнализация о состоянии СВИП осуществляется логическими сигналами. Функциональная схема СВИП приведена на рис. 5.5.

Рассмотрим некоторые отличительные особенности работы СВИП.

Основная часть схемы управления (УОС, ШИМ, ЗГ, УЗ, часть ФУИ1—ФУИ3) практически полностью построена на цифровых и аналоговых микросхемах. При этом с целью устранения одностороннего намагничивания магнитопроводов выходных трансформаторов РП осуществлено симметрирование дди-

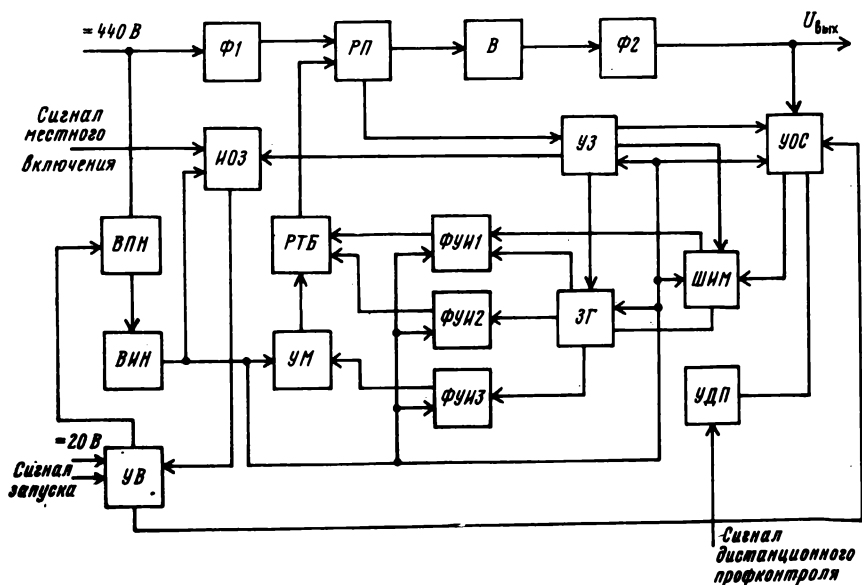


Рис. 5.5. Функциональная схема СВИП

тельностью сигналов ШИМ в полупериодах импульсов напряжения преобразования ЗГ с использованием реверсивных счетчиков импульсов.

Необходимые уровни питающих напряжений для схемы управления СВИП обеспечивает вспомогательный ПН (ВПН) через вспомогательный источник напряжения (ВИН). Узлы усилителя мощности (УМ) с трансформаторными входами служат для обеспечения на управляющих входах мощных транзисторов РП переменного прямоугольного напряжения с частотой напряжения ЗГ, поступающего через регулятор тока базы (РТБ). Выходной сигнал ШИМ через ФУИ1 и импульсный трансформатор поступает на маломощный управляющий вход РТБ.

Силовая часть СВИП построена на двух полностью идентичных преобразовательных ячейках (ПЯ), включенных по входу и выходу параллельно. При этом приняты меры для равномерного распределения тока в обеих ПЯ с помощью делителя тока на двухобмоточном трансформаторе с коэффициентом трансформации, равном единице. Электрическая схема каждой ПЯ включает в себя Ф1, РП, В, Ф2 и представляет собой двухтактный конвертор комбинированного типа (рис. 5.6,а), построенный на базе схемы, предложенной в [40]. В отличие от известной разновидности схемы с дросселем постоянного тока, включенным только во входную цепь [41], здесь совместно с входным дросселем $L1$ используется выходной дроссель $L2$ примерно одинаковой энергоемкости с $L1$. Это позволяет ввести возвратные диоды $VD1, VD2$ и снизить напряжение на транзисторах $VT2, VT3$ до уровня $0,5U_{вх}$, вместо значения $2U_{вх.мин}$ при отсутствии дросселя $L2$. Из-за неизбежной индуктивности рассеяния между половинами обмотки дросселя $L1$ в нем накапливается некоторая энергия, для гашения которой внесены резисторы $R1, R2$.

На рис. 5.6,б, в приведены электрические схемы узлов РТБ1 и РТБ2, которые подключаются к базовым цепям транзисторов $VT1, VT4$ и $VT2, VT3$,

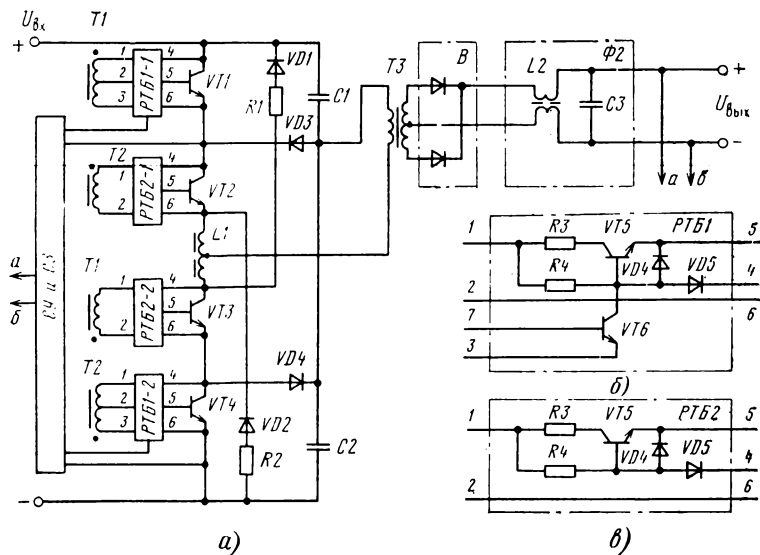


Рис. 5.6. Схема двухтактного конвертора комбинированного типа

управляемых сигналами ШИМ и ЗГ соответственно. Источниками отпирающего и запирающего напряжения для мощных транзисторов являются вторичные обмотки выходных трансформаторов $T1$ и $T2$ усилителя мощности УМ. При этом для регулирующих транзисторов $VT1$ и $VT4$ запирающее напряжение за время паузы (сигнала ШИМ) рабочего полупериода обеспечивается нижней половиной обмоток трансформаторов $T1$ и $T2$ соответственно через отпирающийся транзистор $VT6$, а в нерабочем полупериоде — полностью верхней половиной тех же обмоток. В каждом рабочем полупериоде, когда запирается транзистор $VT1(VT4)$, транзистор $VT2(VT3)$ остается открытым до конца полупериода, и в нагрузку через диод $VD3(VD4)$ передается энергия, накопленная в верхней (нижней) половине дросселя $L1$. Благодаря дросселю $L1$ и непрерывности тока в первичной и вторичной обмотках трансформатора $T3$ уровень высокочастотных помех на входе и выходе СВИП существенно меньше, чем в классических схемах РП без входного дросселя.

5.3. Многоканальные ИВЭП

Для электропитания технических средств ЭВМ, требующих различных номиналов напряжений с различными потребляемыми мощностями (от единиц до нескольких десятков и сотен ватт), широкое применение нашли многоканальные ИВЭП. Применение при этом одноканальных модульных ИВЭП нецелесообразно как из-за возможного избытка выходной мощности, приводящей к снижению удельной мощности, так и из-за снижения общей надежности СЭП.

Многоканальные ИВЭП обеспечивают более высокие показатели СЭП за счет выполнения ряда узлов общими для всех каналов или части каналов, а также конструктивно-технологических решений, позволяющих повысить плотность компоновки и тем самым массогабаритные показатели и надежность многоканальных ИВЭП.

К многоканальным ИВЭП помимо общих требований (число каналов, значения выходного напряжения и тока нагрузки, нестабильность выходного напряжения и т. д.) предъявляются дополнительные требования, связанные с особенностями работы устройств ЭВМ. Например для ряда устройств, содержащих аналоговые элементы, значение допустимой пульсации (низкочастотной и высокочастотной составляющих) должно быть на порядок меньше, чем для устройств, содержащих цифровые элементы. Для ряда устройств ЭВМ, в зависимости от применяемой элементной базы, требуется определенная очередность включения и выключения каналов ИВЭП, поддержание выходного напряжения ИВЭП в течение определенного промежутка времени после отключения напряжения питающей сети, обеспечение специальными сигналами для сохранения информации, обеспечение резервирования и т. д.

Число каналов в многоканальных ИВЭП обычно бывает от двух до шести. В общем случае каналы отличаются по номиналу выходного напряжения и тока нагрузки, по нестабильности и пульсации выходного напряжения, по полярности выходного напряжения и т. д. Ниже рассматриваются особенности работы многоканальных ИВЭП, предназначенных для питания различных устройств ЭВМ.

Основными требованиями, предъявляемыми к многоканальным ИВЭП с учетом обеспечения питанием вычислительного устройства, содержащего полупроводниковое ЗУ, являются: обеспечение сохранности информации в ЗУ при пропадании напряжения питающей сети, резервирования питания с использова-

Таблица 5.3

Параметр	Значение параметра канала			
	-5 В	+12В	+5В1	+5 ВП
Входное напряжение: номинальное значение, В	220			
отклонение, %	+10...-15			
частота, Гц	50			
Номинальное выходное напряжение, В	5	12	5	5
Пределы ступенчатой регулировки выходного напряжения, %	—	±5	±5	±5
Ток нагрузки, А	0,01	2	55	5
Суммарная нестабильность выходного напряжения, %	±0,5	±0,5	±4	±1
Габариты, мм	142×205×330			
Масса, кг	8			

нием аккумуляторных батарей при авариях или понижении напряжения питающей сети ниже допустимых значений, очередности включения и отключения каналов; обеспечение быстродействующими сигналами «Авария сетевого питания» (АСП) и «Авария источника питания» (АИП); поддержание выходного напряжения каналов в допустимых пределах в течение необходимого промежутка времени при авариях в сети.

Наряду с этим каждый канал ИВЭП должен иметь защиту от повышения и понижения выходного напряжения, от токовых перегрузок и короткого замыкания; должна быть предусмотрена возможность ступенчатого изменения выходного напряжения.

Основные технические характеристики многоканального ИВЭП для вычислительного устройства с полупроводниковой памятью, выполненной на элементах серии 565 РУЗ, приведены в табл. 5.3.

Включение стабилизированных каналов ИВЭП осуществляется в следующей последовательности: —5 В 0,01 А; +12 В 2 А; +5 В 5 А; +5 В 55 А; выключение — в обратной последовательности. Кроме того, многоканальный ИВЭП обеспечивает выдачу сигналов АИП и АСП в последовательности, приведенной на графике рис. 5.7.

Многоканальный ИВЭП снабжен резервным источником питания, в качестве которого служит аккумуляторная батарея, обеспечивающая питание полупроводниковой памяти по каналу +5 В 5 А током до 1 А при отключении напряжения питающей сети в течение времени не более 10 мин для каждого часа работы. Многоканальный ИВЭП имеет экранированный корпус и снабжен сетевым помехоподавляющим фильтром.

Схема электрическая функциональная многоканального ИВЭП представлена на рис. 5.8. Напряжение сети через сетевой помехоподавляющий фильтр ФС посту-

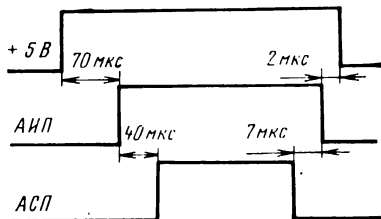


Рис. 5.7. График сигналов АИП и АСП

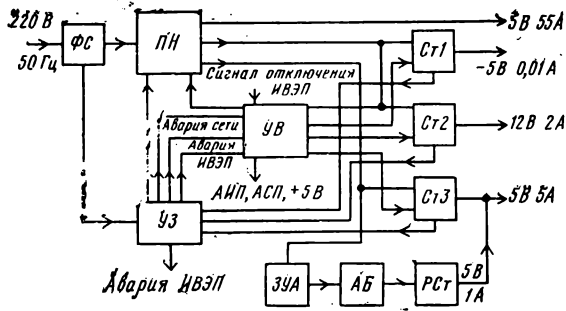


Рис. 5.8. Схема электрическая функциональная многоканального ИВЭП

пает на входы $УЗ$ и $ПН$. Через определенный промежуток времени $УЗ$ вырабатывает сигналы, поступающие к $ПН$ для запуска преобразователя канала $+5$ В 55 А и к устройству $УВ$ для формирования сигналов очередности включения, выключения каналов -5 В 0,01 А; $+12$ В 2 А; $+5$ В 55 А; $+5$ В 5 А и сигналов АИП, АСП, $+5$ В. При этом до включения канала $+5$ В 55 А его выход шунтируется сигналом, поступающим с выхода $УВ$.

По сигналам, формируемым $УВ$, включаются каналы многоканального ИВЭП с очередностью -5 В 0,01 А; $+12$ В 2 А; $+5$ В 55 А (при поступлении сигнала включения канала $+5$ В 55 А снимается сигнал, шунтирующий его выход); $+5$ В 5 А. На выходах каналов устанавливаются соответствующие номинальные напряжения. Сигналы АИП, АСП, $+5$ В, вырабатываемые $УВ$, при включении многоканального ИВЭП поступают на его выход.

При подаче на $УВ$ сигнала на отключение каналов ИВЭП, $УВ$ выдает сигналы на отключение каналов ИВЭП с очередностью $+5$ В 5 А; $+5$ В 55 А (при подаче сигнала выключения канала $+5$ В 55 А шунтируется его выход); $+12$ В 2 А; -5 В 0,01 А. Одновременно при отключении канала $+5$ В 5 А сигналом от $УВ$ отключается резервный стабилизатор ($РСТ$), питание которого осуществляется от $АБ$. В случае, когда при включении каналов ИВЭП напряжение сети, поступающее на $УЗ$, меньше допустимого значения, $УЗ$ вырабатывает сигнал, предотвращающий запуск преобразователя канала $+5$ В 55 А и формирование сигналов включения каналов ИВЭП и сигналов АИП, АСП, $+5$ В.

Если после запуска преобразователя канала $+5$ В 55 А или при номинальном режиме работы многоканального ИВЭП напряжение, поступающее на $УЗ$, становится меньше допустимого значения, на выходе $УЗ$ вырабатывается сигнал «Авария сети», поступающий на $УВ$, последний вырабатывает сигналы АИП, АСП, $+5$ В, поступающие на выход многоканального ИВЭП. Одновременно $УВ$ выдает сигналы выключения каналов ИВЭП. При этом поочередно снимаются сигналы АИП и АСП; отключаются каналы ИВЭП; срываются импульсы, запускающие $ПН$; питание аппаратуры по каналу 5 В 5 А осуществляется резервным стабилизатором $РСТ$ от $АБ$. При наличии напряжения сети зарядное устройство $АБ$ ($ЗУА$) осуществляет заряд $АБ$ от силового трансформатора $ПН$. Каналы -5 В 0,01 А и $+12$ В 2 А и 5 В 5 А питаются соответственно от трансформатора $ПН$ и от силового трансформатора канала $+5$ В 55 А. Питание схем управления $ПН$, $УВ$, $Ст$ каналов $+12$ В 2 А и $+5$ В 5 А происходит от трансформатора $ПН$.

Все каналы ИВЭП имеют встроенную защиту от повышения и понижения выходного напряжения, а также защиту от перегрузок по току (кроме канала

—5 В 0,01 А). При аварийных режимах, возникающих в каналах ИВЭП, на выходе соответствующего канала вырабатывается аварийный сигнал, который через УЗ подается на ПН (при этом срываются импульсы, запускающие ПН) и на УВ для отключения ИВЭП. Одновременно сигнал «Авария» идет на выход многоканального ИВЭП.

Устройства ЗУА и РСт имеют встроенную защиту от повышения и понижения напряжения АБ соответственно. При повышении напряжения АБ больше допустимого значения срабатывает защита от повышения напряжения ЗУА, и зарядный ток АБ уменьшается до нуля. При понижении напряжения АБ больше допустимого значения срабатывает защита от понижения напряжения РСт, и напряжение на выходе РСт снижается до нуля, при этом ток от АБ в нагрузку не поступает.

Источники вторичного электропитания для накопителя на магнитной ленте (НМЛ), долговременных запоминающих устройств (ДЗУ) на цилиндрических пленках и для фотосчитывающих механизмов должны иметь низкие уровни создаваемых помех, малое значение пульсации выходного напряжения, большие пределы изменения импульсной составляющей тока нагрузки.

В табл. 5.4—5.6 приведены основные характеристики многоканальных ИВЭП для НМЛ, ДЗУ на цилиндрических пленках и фотосчитывающего механизма соответственно. На рис. 5.9 показана структурная схема многоканального ИВЭП для питания НМЛ, а на рис. 5.10 — для долговременных ЗУ.

Питание многоканальных ИВЭП осуществляется от двух независимых первичных сетей напряжением 220/380 В с допустимыми отклонениями ± 10 до -15 %, частотой 50 ± 1 Гц. Для питания узлов управления многоканальных ИВЭП используется служебное напряжение 20 В, поступающее от внешнего вспомогательного источника постоянного тока. Максимальный потребляемый ток от внешнего вспомогательного источника не более 0,1 А.

Для управления РП используется принцип широтно-импульсной модуляции с обеспечением симметрирования импульсов управления в полупериодах для исключения подмагничивания силовых трансформаторов при динамических изменениях тока нагрузки. Частота преобразования РП составляет 20 ± 2 кГц.

С целью уменьшения уровня высокочастотных помех, а также пульсации выходного напряжения каналы —5 В 0,6 А и —5 В 1,5 А выполнены по схеме линейного стабилизатора последовательного типа. Напряжение питания каналов —5 В 0,6 А и —5 В 1,5 А осуществляется от высокочастотного трансформатора. При этом напряжение питания на входе каналов —5 В 0,6 А и

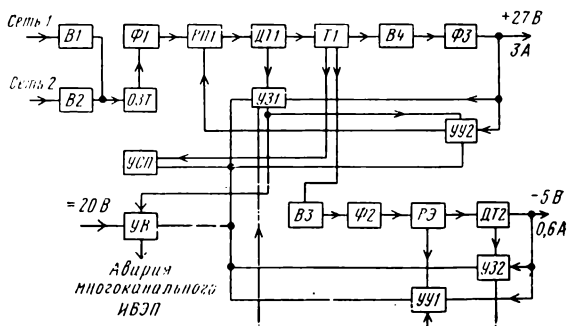


Рис. 5.9. Структурная схема многоканального ИВЭП для питания НМЛ

Таблица 5.4

Параметр	Значение параметра канала	
	-5 В	+27 В
Номинальное выходное напряжение, В	-5	+27
Ток нагрузки, А	0,6	4
Суммарная нестабильность выходного напряжения, %	±1	±1
Амплитуда пульсации выходного напряжения, %	±1	±1
Пределы регулировки выходного напряжения, %:		
	плавная	±5
ступенчатая	-	±5
Динамическая составляющая тока нагрузки, %	30	100
Габариты, мм	140×116×153	
Масса, кг	2,5	

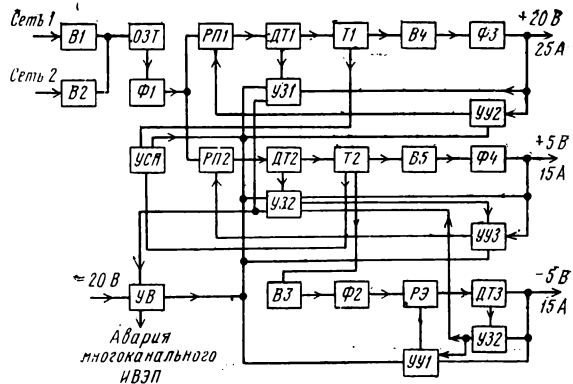
Таблица 5.5

Параметр	Значение параметра канала		
	-5 В	+5 В	+20 В
Номинальное выходное напряжение, В	-5	±5	+20
Ток нагрузки, А	1,5	15	7
Суммарная нестабильность выходного напряжения, %	±1	±1	±1
Амплитуда пульсации выходного напряжения, %	±1	±1	±1
Пределы регулировки выходного напряжения, %:			
	плавная	±10	±10
ступенчатая	±5	±5	±5
Динамическая составляющая тока нагрузки, %	10	15	80
Габариты, мм	307×390×58		
Масса, кг	6,7		

Таблица 5.6

Параметр	Значение параметра канала			
	40 В	12,6 В	6,3 В	4 В
Номинальное выходное напряжение, В	40	12,6	6,3	4
Ток нагрузки, А	4	2,5	0,5	0,3
Суммарная нестабильность выходного напряжения, %	±1	±1	±1	±1
Амплитуда пульсации выходного напряжения, %	±1	±1	±1	±1
Пределы плавной регулировки выходного напряжения, %	±5	±5	±5	±5
Динамическое изменение тока нагрузки, %	10	10	10	10
Габариты, мм	140×155×413			
Масса, кг	8			

Рис. 5.10. Структурная схема многоканального ИВЭП для питания долговременных ЗУ



—5 В 1,5 А стабилизируется от изменения напряжения питающей сети, что приводит к уменьшению рассеиваемой мощности на РЭ.

Узел самопитания (УСП) включает в себя выпрямитель и фильтр, предназначенные для питания узлов защиты и управления и являются общими для всех каналов.

В многоканальном ИВЭП для ДЗУ общими являются также входной фильтр, входные выпрямители и ограничитель зарядного тока.

Многоканальный ИВЭП для фотосчитывающего механизма включает в себя источники 40 В 4 А и 12,6 В 2,5 А, выполненные по бестрансформаторной схеме на РП, и источники 6,3 В 0,5 А и 4 В 0,3 А, собранные по схеме линейного стабилизатора напряжения.

Для управления РП используется принцип широтно-импульсной модуляции. Частота преобразования составляет 20 ± 2 кГц.

Напряжение питания каналов 6,3 В и 4 В обеспечивается от РП канала 12,6 В. Узел защиты обеспечивает защиту от повышения и понижения выходного напряжения каналов, от короткого замыкания на выходах каналов, а также от токовых перегрузок в цепи РП каналов 40 В и 12,6 В, в цепи стабилизатора каналов 12 В и 6,3 В.

Для включения многоканального ИВЭП используется вспомогательный источник постоянного тока (служебное напряжение) напряжением 20 В. Максимальный потребляемый ток от вспомогательного источника составляет не более 0,06 А.

5.4. Источники вторичного электропитания на базе параметрических трансформаторов

Многофункциональный параметрический трансформатор (ПТ), благодаря своему уникальному свойству одновременно выполнять функции трансформации, стабилизации выходного напряжения, двухсторонней фильтрации помех, защиты от перегрузок, позволяет создать высокоэффективные ИВЭП, удовлетворяющие повышенным требованиям к ним ТС ЭВМ, в частности внешних ЗУ.

Преимуществами ИВЭП на базе ПТ перед традиционными линейными и импульсными ИВЭП являются прежде всего малокомпонентность, высокая надежность, способность двухсторонней фильтрации помех, достаточно высокий КПД (до 85%), низкая стоимость при изготовлении.

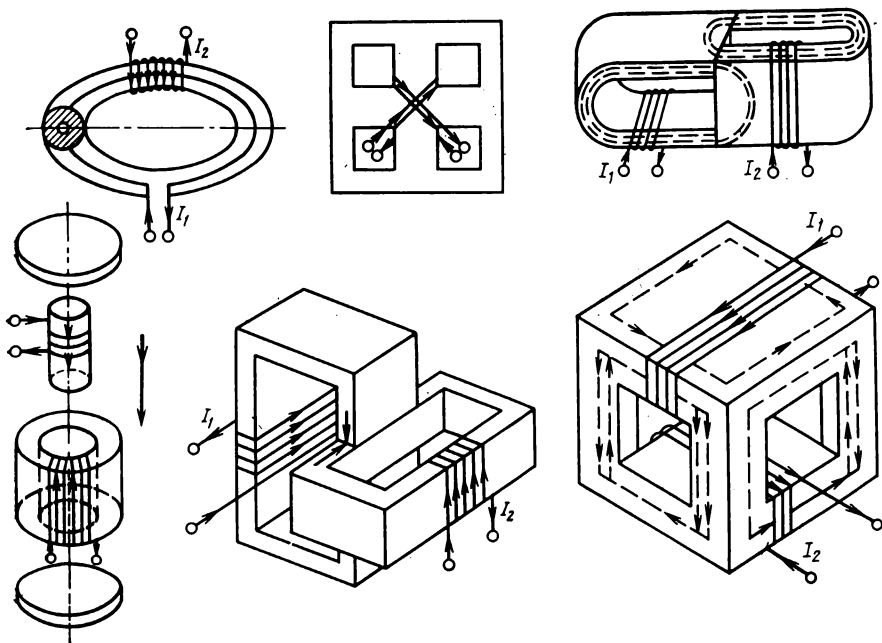


Рис. 5.11. Сердечники параметрических трансформаторов ортогонального типа

В настоящее время известен широкий класс параметрических трансформаторов ортогонального типа [42—44], отличающихся различным расположением первичной и резонансной обмоток, а следовательно, различным взаимодействием их магнитных полей в общих участках магнитной цепи. На рис. 5.11 приведен наиболее известный ряд сердечников параметрических трансформаторов ортогонального типа. Общим недостатком их является сложность в изготовлении, сборке и эксплуатации, трудности обеспечения возбуждения, что делает их более дорогостоящими. Параметрическим трансформаторам с ортогональным расположением сердечников свойственно также низкое использование магнитного материала [45].

Параметрические трансформаторы параллельного типа [44, 46] отличаются меньшим расходом магнитного материала, лучшими условиями возбуждения, меньшим расходоммоточных изделий, простотой конструкции. В этих параметрических трансформаторах (рис. 5.12) сердечник имеет три участка магнитной цепи. Один из ненасыщаемых участков магнитной цепи 1 охвачен входной обмоткой, на которую подается напряжение сети, определяющее значение магнитного потока в этой цепи. Другой участок магнитной цепи 2 охвачен выходными обмотками, одна из которых подсоединена к конденсатору, образуя резонансный контур. Магнитный поток на этом участке определяется напряжением на конденсаторе. Два указанных участка разделяются участком 3 магнитной цепи, который периодически насыщается магнитным потоком входной обмотки. В этом сердечнике осуществляется такое периодическое изменение индуктивности катушки резонансного контура электрическим путем, которое при определенных условиях вызывает параметрический резонанс, обеспечивающий передачу энер-

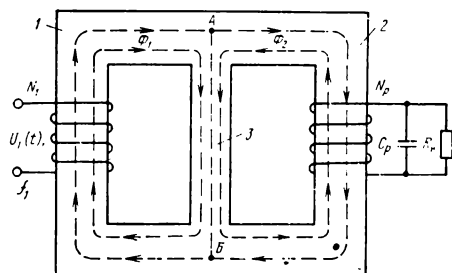


Рис. 5.12. Параметрический трансформатор параллельного типа

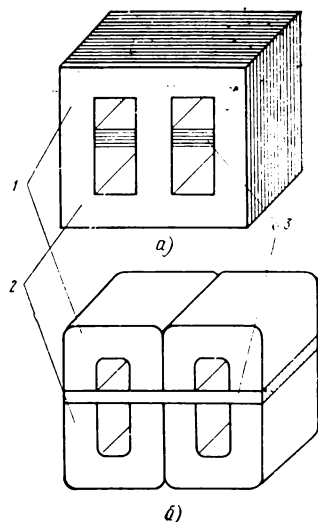


Рис. 5.13. Магнитные сердечники для ПТ из шихтованных Ш-образных пластин (а) и ленточных магнитопроводов ШЛ (б)

гии с входной обмотки в резонансный контур. На третьем участке магнитной цепи характер взаимодействия магнитных полей первичной и резонансной обмоток можно назвать параллельным.

Этот тип параметрического трансформатора не требует ортогонального смещения входной и выходной обмоток, сложной структуры сердечника. Для него достаточно иметь такую структуру магнитного сердечника, при которой немелось бы три указанных выше участка магнитной цепи. Такая структура магнитного сердечника упрощает его конструкцию и уменьшает стоимость, позволяя использовать достаточно известную в промышленности технологию изготовления магнитных сердечников, например из шихтованных Ш-образных пластин (рис. 5.13,а) и витых ленточных магнитопроводов ШЛ (рис. 5.13,б).

Кроме вышеуказанных преимуществ параллельные параметрические трансформаторы имеют массогабаритные показатели в 3—4 раза выше, чем ортогональные, высокий КПД — около 0,7... 0,9, а также позволяют использовать конденсаторы меньшей емкости. Здесь отметим, что для вхождения в резонанс параметрических трансформаторов ортогонального типа часто требуется настройка путем введения асимметрии в ортогональное расположение С-образных сердечников, а при двухсердечниковом параметрическом трансформаторе вводится асимметрия в число витков встречно включенных выходных обмоток резонансного контура.

На рис. 5.14 приведены различные варианты параметрического трансформатора параллельного типа с тремя участками 1—3 магнитной цепи. Зависимость выходного напряжения от изменения входного напряжения приведена на рис. 5.15. Как видно, при широком диапазоне изменения входного напряжения выходное напряжение изменяется незначительно, а если в параметрическом трансформаторе использовать отрицательную ОС, это изменение будет еще меньше.

В параметрических трансформаторах выходное напряжение зависит от технологических разбросов магнитных свойств магнитопроводов, зазора насыщаемого участка магнитной цепи с основным магнитопроводом и разбросов ем-

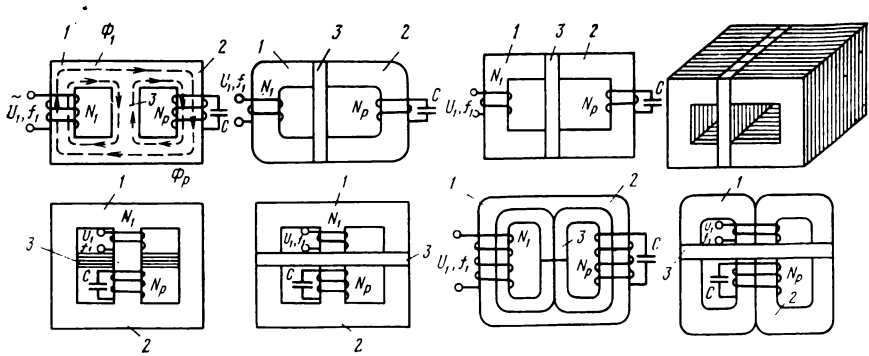


Рис. 5.14. Параметрические трансформаторы параллельного типа

кости конденсатора. Выбор сечения насыщаемого участка магнитной цепи проводится из условия обеспечения необходимого порогового значения входного напряжения, при котором начинается насыщение этого участка и связанное с этим возбуждение резонансного контура. Увеличение сечения насыщаемого участка магнитной цепи сдвигает порог возбуждения в сторону больших значений входного напряжения. На рис. 5.16 приведена зависимость выходного напряжения от входного при различных сечениях насыщаемого участка магнитной цепи (а) и при различных зазорах в местах стыка насыщаемого участка и магнитопровода (б).

Особенности выбора магнитного материала сердечника параметрического трансформатора определяются прежде всего особенностями работы отдельных его участков. В отличие от обычного силового трансформатора, для которого рабочая индукция выбирается значительно ниже магнитной индукции насыщения (например, для силового трансформатора на 50 Гц рабочая индукция выбирается 1,3...1,4 Тл при магнитной индукции насыщения 1,8 Тл), для параметрического трансформатора участок 1 (см. рис. 5.12) магнитной цепи соответствует режиму работы обычного силового трансформатора, участок 2 магнитной цепи — режиму насыщения в отдельные моменты времени и участок 3 магнитной цепи — шунту, магнитное сопротивление которого периодически модулирует индуктивность резонансной обмотки, вызывая в нем параметрический резонанс. Такой режим работы отдельных участков магнитной цепи параметрического трансформатора определяет повышенные потери на этих участках. Указанные условия работы отдельных участков магнитной цепи параметрического трансформатора определяют несколько повышенные требования к выбору магнитного материала для него.

Как и для обычного силового трансформатора, основными требованиями к магнитному материалу, применяемому для параметрического трансформатора,

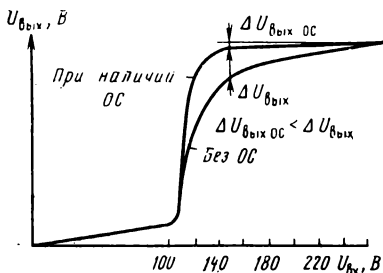


Рис. 5.15. Зависимость выходного напряжения параметрического трансформатора от изменения входного напряжения

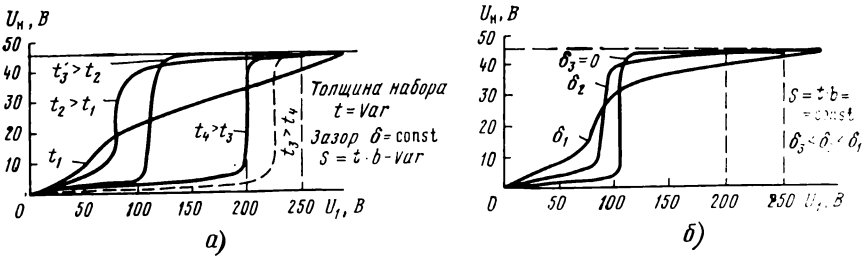


Рис. 5.16. Зависимость выходного напряжения параметрического трансформатора от изменения входного напряжения при различных сечениях насыщающего участка магнитной цепи (а) и при различном зазоре (б)

является высокая индукция насыщения. Отличие заключается в том, что для параметрических трансформаторов, например с рабочей частотой 50 Гц, целесообразнее выбирать магнитный материал из электротехнической стали марок 3421 ... 3425 толщиной не более 0,35 мм, имеющий меньшие потери на гистерезис и вихревые токи при работе отдельных участков магнитной цепи параметрического трансформатора в режиме насыщения из-за появления гармоник высшего порядка в магнитном потоке этих участков. В этом смысле требования к магнитным материалам параметрических трансформаторов на частоте 50 Гц почти такие же, как и для силовых трансформаторов повышенной частоты 400 1000 Гц, для которых кроме индукции насыщения важное значение имеют потери в стали. Поэтому в качестве магнитопровода параметрического трансформатора следует выбирать более тонкие листы электротехнической стали, ограничивающие потери от вихревых токов, и с узкой петлей гистерезиса кривой намагничивания для ограничения потерь при перемагничивании. Такого подхода к выбору магнитного материала следует придерживаться для параметрического трансформатора повышенной частоты. Следует отдавать предпочтение тем магнитным материалам, у которых более стабильна индукция насыщения при воздействии внешних факторов.

Значительный интерес для применения в параметрических трансформаторах повышенной частоты представляют аморфные сплавы, имеющие высокие значения индукции насыщения (до 2,2 Тл) и рабочей температуры (до 200 °С) и достаточно высокую рабочую частоту (до 100 кГц). Учитывая особенности работы отдельных участков магнитной цепи параметрических трансформаторов, можно изготавливать участки магнитной цепи из различных магнитных материалов. Так, участок магнитной цепи с первичной обмоткой можно изготавливать из того же материала, что и в обычном силовом трансформаторе той же рабочей частоты. В то же время насыщенные участки магнитной цепи следует делать из более тонкого магнитного материала, имеющего более узкую петлю гистерезиса и меньшие потери. На рис. 5.17 приведена

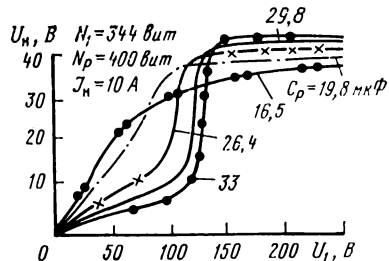


Рис. 5.17. Зависимость выходного напряжения от изменения входного напряжения при различных значениях емкости конденсатора резонансного контура

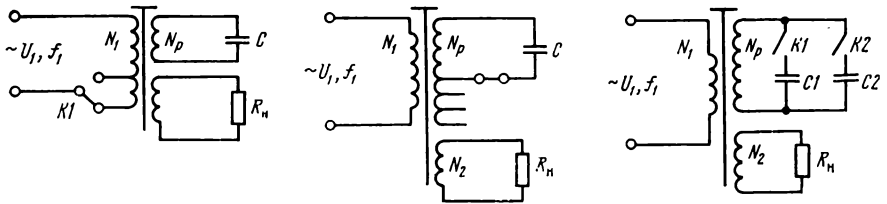


Рис. 5.18. Схемы дискретной регулировки выходного напряжения

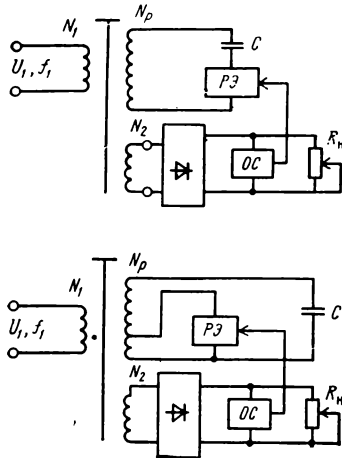


Рис. 5.19. Схемы плавной регулировки выходного напряжения

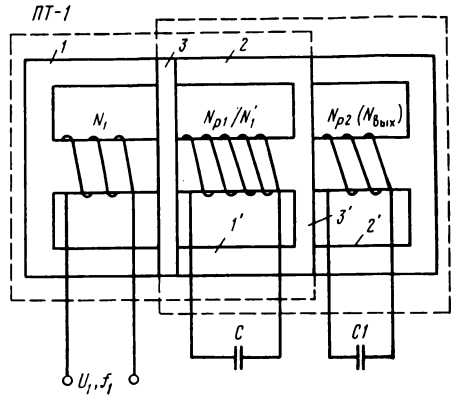


Рис. 5.20. Двухкаскадный параметрический трансформатор

зависимость выходного напряжения от изменения входного напряжения при различных значениях емкости конденсатора резонансного контура. Для исключения технологических разбросов используется дискретная и плавная регулировка выходного напряжения, варианты осуществления регулировки приведены на рис. 5.18 и 5.19 соответственно.

В случае, когда необходимо стабилизировать выходное напряжение при широком диапазоне изменения напряжения сети, можно использовать двухкаскадный параметрический трансформатор (рис. 5.20). Если требуется обеспечить стабильность при различных возмущающих факторах (изменение напряжения сети, тока нагрузки, температуры окружающей среды и так далее), используют параметрический трансформатор с ОС по структурной схеме, приведенной на рис. 5.21. Фактически в ИВЭП с бестрансформаторным входом вместо обычного трансформатора используется параметрический трансформатор. Эффективность

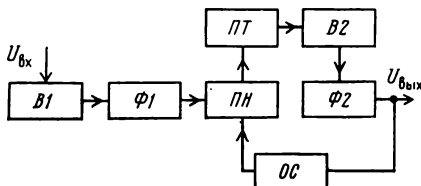


Рис. 5.21. Структурная схема ИВЭП на параметрическом трансформаторе с обратной связью

применения такого ИВЭП заключается только в развязке входных и выходных цепей электропитания по высокочастотным электромагнитным помехам, а остальные показатели ИВЭП, выполненный по этой схеме, — массогабаритные, КПД, сложность изготовления, ограничение верхнего предела частоты преобразования и так далее — будет иметь более низкие, чем обычный ИВЭП с бестрансформаторным входом. Следует отметить, что в ИВЭП на параметрических трансформаторах коммутация напряжения в преобразователях частоты происходит при отсутствии тока в момент переключения, при этом сам процесс нарастания и спада тока имеет плавный характер. Это положительное свойство, так как значительно уменьшаются динамические потери транзисторных ключей и излучение электромагнитных помех, что весьма важно для обеспечения ЭМС ИВЭП с чувствительными узлами ТС ЭВМ.

Источники вторичного электропитания на ПТ нашли применение в ВЗУ. В них, как правило, мощный источник напряжения предназначен для приводных механизмов, не требующих высокой точности стабилизации напряжений, необходимо лишь исключить влияние изменения напряжения сети. Маломощные источники для ВЗУ строятся на линейных стабилизаторах, которые, кроме обеспечения высокой степени стабилизации, предотвращают прохождение кондуктивных электромагнитных помех в ВЗУ. Применение в ВЗУ импульсных ИВЭП, несмотря на принятие комплекса технических методов и способов защиты от помех, не всегда обеспечивает их надежную и устойчивую работу, так как эти ИВЭП являются одним из основных факторов, определяющих уровень внутренних помех.

Исходя из необходимости обеспечения ЭМС и характера нагрузок для ВЗУ целесообразно использовать многоканальный ИВЭП на параметрических трансформаторах. Кроме этого, при использовании последних значительно упрощаются требования к защитам, в частности от повышения выходного тока и ограничения тока короткого замыкания. В этом случае не требуется защита от превышения выходного напряжения, так как исходя из принципа работы (постоянство энергии в колебательном контуре и характер нелинейности кривой намагничивания) исключается возможность появления на выходе повышенного напряжения. Не проходят через параметрический трансформатор и выбросы напряжения первичной сети. При превышении тока нагрузки выше определенных значений происходит срыв колебаний, чем обеспечивается защита аппаратуры и самого ИВЭП от короткого замыкания и перегрузки.

На рис. 5.22 приведены структурные схемы ИВЭП на базе параметрических трансформаторов параллельного типа, предназначенные для НМД — накопителей на магнитных дисках. В первых двух схемах (рис. 5.22, а, б) напряжение первичной сети через параметрический трансформатор выпрямляется, фильтруется и передается в нагрузку $H1$ и через стабилизатор напряжения CH в $H2—H4$. В схеме, приведенной на рис. 5.22, в, на вход параметрического трансформатора подается переменное напряжение повышенной частоты, благодаря чему значительно улучшаются массогабаритные показатели ИВЭП. Из потребителей $H1... H4$ основная мощность потребляется усилителем мощности блока привода позиционирования магнитных головок ($H1$), который не требует большой степени стабилизации питающего напряжения, поэтому нестабильность выходного напряжения ИВЭП от изменения напряжения сети уменьшается только с помощью параметрического трансформатора. Остальные каналы ИВЭП обеспечивают питающие напряжения для логического блока ($H2$), канала записи ($H3$)

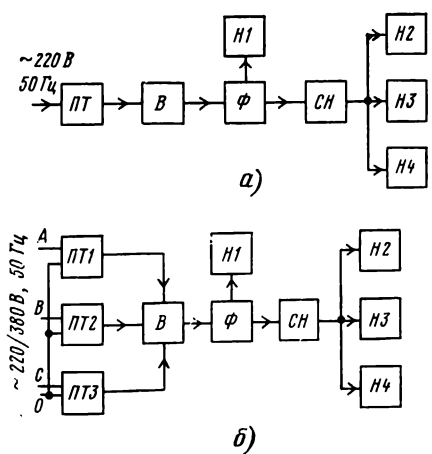
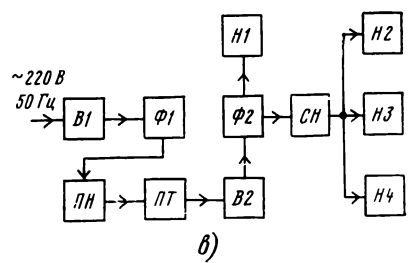


Рис. 5.22. Структурные схемы ИВЭП с параметрическим трансформатором



и канала воспроизведения ($H4$), которые требуют высокой степени стабилизации напряжения ИВЭП с малым значением пульсаций, поэтому для них применены маломощные стабилизаторы линейного типа. Нестабильность питающего напряжения от изменения напряжения первичной сети на $\pm 15\%$ для $H1$ составляет $\pm 5\%$, а для $H2 \dots H4$ — меньше 1% .

Помехозащищенность потребителей ($H1-H4$) от высокочастотных сетевых помех и электромагнитных помех, создаваемых преобразователями частоты самих ИВЭП, обеспечивается полностью, так как кондуктивные цепи имеют бесконечно большое сопротивление, благодаря чему исключаются паразитные межобмоточные емкости параметрического трансформатора. Естественно, по той же причине помехи, создаваемые потребителем и обусловленные импульсным режимом работы нагрузки, не передаются в первичную сеть, что важно для другой аппаратуры, питающейся от той же сети и удовлетворяющей требованиям по радиопомехам.

В табл. 5.7 даны основные показатели многоканальных ИВЭП для НМД.

Исходя из вышесказанного можно сделать вывод, что применение параметрических трансформаторов в ИВЭП значительно упрощает электрическую схему и конструкцию ИВЭП, что приводит к повышению показателей надежности, в частности к увеличению среднего времени безотказной работы, которое составляет более 150 000 ч.

Таблица 5.7

Параметр ИВЭП	Значение параметра НМД	
	ЕС 5311	НМД 2400 Мбайт
Выходная мощность, Вт	320	320
Число каналов, шт.	5	5
КПД, %	70	75
Частота преобразования, Гц	50	1000
Объем, дм ³	10	4
Масса, кг	20	5
Удельная выходная мощность, Вт/дм ³	32	80
Число коммутирующих изделий, шт.	120	146

Список литературы

1. ГОСТ 16325—76. Машины вычислительные электронные цифровые общего назначения. Общие технические требования.
2. Окснер Э. С. Мощные полевые транзисторы и их применение: Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1985. — 288 с.
3. Трансформаторы с сердечниками из аморфных металлов//Электроника. — 1982. — Т. 55, № 24. — С. 24.
4. Лоренс Каррен. Мощные ГИС для импульсных источников питания//Электроника. — 1988. — № 8. — С. 60, 61.
5. А. с. 506837 СССР, М. Кл.² G05F 1/56. Стабилизатор постоянного напряжения/Ж. А. Мкртчян, Л. Г. Карташян. — Оpubл. 1976, Бюл. № 10.
6. Мкртчян Ж. А. Электропитание электронно-вычислительных машин. — М.: Энергия, 1980. — 208 с.
7. А. с. 277886 СССР, МПК Н 02m 3/02. Стабилизатор напряжения/Ж. А. Мкртчян, Л. Г. Карташян, И. Г. Восканян. — Оpubл. 1970, Бюл. № 25.
8. А. с. 270830 СССР, МПК Н 02m 3/02. Стабилизатор напряжения/Ж. А. Мкртчян, Л. Г. Карташян, И. Г. Восканян. — Оpubл. 1970, Бюл. № 17.
9. А. с. 222746 СССР, МПК G 06g. Устройство для подавления положительных и отрицательных выбросов выходного напряжения/Ж. А. Мкртчян, Л. Г. Карташян, И. Г. Восканян. — Оpubл. 1968, Бюл. № 23.
10. Головацкий В. А., Конев Ю. И., Юрченко А. И. Анализ несимметричных режимов силовых трансформаторов транзисторных преобразователей. — ЭТвА/Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1981. — Вып. 12.
11. Дравович Ю. И., Юрченко Н. И., Шевченко П. Н. Высоочастотные транзисторные преобразователи. — М.: Радио и связь, 1988. — 288 с.
12. Ромаш Э. М. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1981. — 224 с.
13. А. с. 974360 СССР, М. Кл.³ G 05 F 1/64; Н 02 М 3/335. Стабилизированный преобразователь постоянного напряжения в постоянное/Г. Г. Саакян, Ж. А. Мкртчян, Л. Г. Карташян, К. Т. Кешисян, С. Б. Хачатрян. — Оpubл. 1982, Бюл. № 42.
14. Чан Д., Джексон Б. Повышение устойчивости мощных высоковольтных транзисторов к вторичному пробую при обратном смещении путем отключения эмиттера//ТИИЭР. — 1980. — Т. 68, № 10. — С. 212—213.
15. Мкртчян Ж. А., Карташян Л. Г., Саакян Г. Г. Анализ несимметричных режимов работы трансформаторов двухтактных регулируемых преобразователей источников вторичного электропитания с бестрансформаторным входом//Радиоэлектроника. — 1983. — № 5. — С. 19—22.
16. Теория автоматического управления/Н. А. Бабаков, А. А. Воронов, А. А. Воронова и др.; Под ред. А. А. Воронова. — Ч. 1, 2. — 2-е изд. — М.: Высшая школа, 1986. — 367 с.
17. А. с. 941968 СССР, М. Кл.³ G 05 F 1/64. Способ импульсной стабилизации двухтактного преобразователя/Л. Г. Карташян, Г. Г. Саакян, Ж. А. Мкртчян. — Оpubл. 1982, Бюл. № 25.
18. А. с. 809538 СССР, М. Кл.³ Н 03 К 7/08. Двухтактный широтно-импульсный модулятор/Г. Г. Саакян, Ж. А. Мкртчян, Л. Г. Карташян, К. Т. Кешисян. — Оpubл. 1981, Бюл. № 8.
19. А. с. 851370 СССР, М. Кл.³ G 05 F 1/56; Н 02 М 3/335. Импульсный стабилизатор постоянного напряжения/Л. Г. Карташян, К. Т. Кешисян, Ж. А. Мкртчян, Г. Г. Саакян. — Оpubл. 1981, Бюл. № 28.
20. Power supplies//Electronic Eng. (Gr. B). — 1986. — Vol. 58, N 709. — P. 78—80.
21. Источники питания//Зарубежная электронная техника. — 1985. — № 2, февр. — М.: ЦНИИ «Электроника», 1985. — С. 119.
22. А. с. 639338 СССР, М. Кл.² G 05 F 1/58. Стабилизатор напряжения постоянного тока/Ж. А. Мкртчян, Э. А. Мурадхянян, О. К. Казанчян. — Оpubл. 1980, Бюл. № 15.
23. Мкртчян Ж. А., Гарибян К. Г. Исследование частотных характеристик импульсных источников вторичного электропитания ЭВМ//Вопросы радиоэлектроники. Сер. Электронно-вычислительная техника. — 1985. — Вып. 6.

24. Гурвич И. С. О нормах на допустимую восприимчивость цифровых технических средств к внешним помехам//Материалы Всесоюз. науч.-техн. конф. «Методы и средства борьбы с помехами в цифровой технике». — Вильнюс, окт. 1986. — С. 3.
25. Гурвич И. С. Защита ЭВМ от внешних помех. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергоатомиздат, 1984. — 224 с.
26. Thomas Key. Effect of power disturbances on computer, operation//Electrical Construction and Maintenance. — 1978. — Vol. 77, N 9. — P. 66—71.
27. Dornic H. Les alimentations sans coupure//One Solution aux Perturbations du Reseau. Minis et Micros. Paris, France, 1974, N 204. — P. 49—55.
28. Устройство контроля сети//Электроника. — 1983. — № 6. — С. 104.
29. А. с. 941968 СССР, М. Кл.³ G 05 F 1/64. Способ импульсной стабилизации двухтактного преобразователя//Л. Г. Карташян, Г. Г. Саакян, Ж. А. Мкртчян. — Опул. 1982, Бюл. № 25.
30. IES. Technical Committee. Nr. 65: Industrial — Process Measurement and Control. Draft-Operating Conditions. — Part 5: Electromagnetic compatibility, 65 (sekretariat), 80, June 1982. 65 (sekretariat), 87, March 1983.
31. Построение сетевых помехоподавляющих фильтров для ВИП ЭВМ/Ж. А. Мкртчян, И. Г. Восканян, Э. А. Мурадхянян, Л. С. Турин//Радиоэлектроника. — М., 1977. — № 7. — С. 85—87.
32. А. с. 1053091 СССР, G 05 F 1/64; H 02 M 3/335. Стабилизированный преобразователь постоянного напряжения//Л. Г. Карташян, В. В. Карапетян, Ж. А. Мкртчян, К. Т. Кешишян. — Опул. 1983, Бюл. № 41.
33. А. с. 1292104 СССР, H 02 J 1/10. Система вторичного электропитания//Л. Г. Карташян, Л. А. Григорян, Ж. А. Мкртчян, К. Т. Кешишян. — Опул. 1987, Бюл. № 7.
34. Основы построения технических средств ЕС ЭВМ/В. В. Саморуков, В. М. Никитин, Ж. А. Мкртчян и др.; Под ред. Б. И. Файзулаева. — М.: Радио и связь, 1981. — 288 с.
35. Современное состояние надежности ЭВМ и пути ее повышения/В. В. Веригин, Б. И. Ермолаев, Л. А. Кожарский, Б. П. Михайлин//Вопросы радиоэлектроники. Сер. Электронно-вычислительная техника. — 1977. — Вып. 5.
36. Пультовые системы управления ЭВМ: Проблемы и тенденции развития/И. С. Храмов, А. П. Волков, А. М. Нестеров, Н. Ю. Салтанов//Вопросы радиоэлектроники. Сер. Электронно-вычислительная техника. — 1985. — Вып. 7. — С. 20—26.
37. Батюков Е. И., Егорычев А. Н., Чобанян С. М. Структура СЭП ЕС ЭВМ и средства диагностики ее параметров//Материалы семинара «Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА»/Общество «Знание» РСФСР, МДНТП им. Ф. Э. Дзержинского. — М.: Знание. — 1989.
38. Погосян А. А., Елчинян З. Д., Будагян А. В. Средство контроля системы электропитания ЭВМ ЕС 1046//Вопросы радиоэлектроники. Сер. Электронно-вычислительная техника. — 1984. — Вып. 6. — С. 49—51.
39. Ломов Ю. С. ЭВМ высокой производительности ЕС 1066 и ЕС 1065//Электронная вычислительная техника; Сб. статей под ред. В. В. Пржиялковского. — М.: Радио и связь, 1987. — Вып. 1. — С. 177—188.
40. А. с. 2037290 СССР, H 02 M 3/335. Полумостовой транзисторный преобразователь/Э. А. Мурадхянян, О. К. Казанчян, Ж. А. Мкртчян. — Опул. 1988, Бюл. № 15.
41. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергия, 1986. — С. 156.
42. Задерей Т. П. Многофункциональные магнитные радиокомпоненты. — М.: Сов. радио, 1980. — 136 с.
43. Пугачев В. А. Анализ электромагнитной связи между взаимно ортогональными контурами в нелинейной ферромагнитной среде//Электричество. — 1980. — Вып. 1. — С. 24—28.
44. Простой и надежный источник питания на 280 Вт//Электроника. — 1982. — Т. 55. — Вып. 22. — С. 111, 112.
45. Meiksin Z. N. Comparison of Orthogonale and Parallel. — Fluck Variable Inductors//IEEE Trans. 1974. — Vol. IA-10, N 3. — P. 417—423.
46. Блетнерр Д. Источники питания для сложных электронных систем//Электроника. — 1976. — Т. 49. — Вып. 21. — С. 48—59.