

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего профессионального образования

САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
АЭРОКОСМИЧЕСКОГО ПРИБОРОСТРОЕНИЯ

А. А. Мартынов

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ
В ПОСТОЯННОЕ НАПРЯЖЕНИЕ**

Учебное пособие
(с примерами расчета)



Санкт-Петербург

2011

УДК 621.314.5

ББК 31.264.5

M29

Рецензенты:

канд. техн. наук, доцент *М. В. Бураков*;

канд. техн. наук, ведущий научный сотрудник ЦНИИСЭТ *М. Ю. Сергеев*

Утверждено

редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

Мартынов А. А.

M29 Проектирование импульсных полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения в постоянное напряжение: учеб. пособие / А. А. Мартынов. – СПб.: ГУАП, 2011. – 216 с.: ил.

ISBN 978-5-8088-0679-5

Излагаются устройство, принцип работы, характеристики и методики расчета однотактных и двухтактных импульсных полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения в постоянное напряжение, выполненных по схемам как с трансформаторной связью между нагрузкой и питающей сетью, так и без нее.

Приводятся методики статического и динамического расчетов замкнутых систем стабилизации выходного напряжения импульсных полупроводниковых преобразователей.

Рассматриваются схемы и элементы защиты полупроводниковых преобразователей от сверхтоков и перенапряжений.

Приводятся справочные данные по современной элементной базе импульсных полупроводниковых преобразователей, необходимые при их проектировании.

Учебное пособие предназначено для студентов, изучающих дисциплины «Проектирование вторичных источников питания», «Силовая электроника», «Полупроводниковые преобразователи электрической энергии», «Полупроводниковые устройства систем управления», «Промышленная электроника», «Проектирование источников питания радиотехнических устройств». Пособие будет также полезно и специалистам, занимающимся расчетом и проектированием вторичных источников питания.

УДК 621.314.5

ББК 31.264.5

ISBN 978-5-8088-0679-5

© Санкт-Петербургский государственный
университет аэрокосмического
приборостроения (ГУАП), 2011

© А. А. Мартынов, 2011

ПРИНЯТЫЕ В УЧЕБНОМ ПОСОБИИ СОКРАЩЕНИЯ

ВАХ – вольт-амперная характеристика

ДППН – двухтактный преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение

ДППН I – двухтактный преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение, выполненный по схеме с выводом нулевой точки первичной обмотки трансформатора

ДППН II – двухтактный преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение, выполненный по полномостовой схеме

ДППН III – двухтактный преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение, выполненный по полумостовой схеме

ИОН – источник опорного напряжения

КПД – коэффициент полезного действия

ОППН – однотактный преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение, выполненный по схеме без трансформаторной связи между нагрузкой и питающей сетью

ОППН I – однотактный преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение I рода, выполненный по схеме с последовательным ключевым элементом и последовательным (по отношению к нагрузке) включением дросселя

ОППН II – однотактный преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение II рода, выполненный по схеме с параллельным ключевым элементом и последовательным (по отношению к нагрузке) включением дросселя

ОППН III – однотактный преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение III рода, выполненный по схеме с последовательным ключевым элементом и параллельным (по отношению к нагрузке) включением дросселя

ООП – одноконтный обратногоходовой преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение с трансформаторной связью между нагрузкой и питающей сетью и передачей энергии на интервале паузы

ОПП – одноконтный прямоходовой преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение с трансформаторной связью между нагрузкой и питающей сетью и передачей энергии на интервале импульса

ППН – преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение

ШИМ – широтно-импульсный модулятор

ВВЕДЕНИЕ

Вопросы теории и проектирования импульсных источников питания рассматриваются в учебных пособиях [1], специальной технической литературе [2–4, 6, 8, 10], справочниках [5, 11], журнальных публикациях [7]. Как правило, часто приводятся основные расчетные соотношения для тех или иных схем импульсных источников питания, не соединенные в единую методику расчета. Именно это обстоятельство и вызывает у студентов определенные трудности при расчете и проектировании этих преобразователей во время как курсовых, так и дипломных проектов.

В настоящем учебном пособии автор приводит целый ряд схем импульсных источников питания, расчетные соотношения и примеры расчетов этих схем, дополняя, уточняя и конкретизируя методики, изложенные в том или ином объеме в вышеперечисленных изданиях.

Прежде чем приступить к импульсным источникам питания, проведем сравнение импульсных и линейных источников питания по основным параметрам, что позволит в определенной мере выявить главные достоинства и недостатки этих источников питания [4].

Достоинства линейных источников питания: простота, низкие пульсации выходного напряжения и высокая точность поддержания выходного напряжения и тока на заданном уровне. Главными их недостатками являются сравнительно большие потери мощности и вследствие этого – невысокий коэффициент полезного действия (КПД).

Импульсные источники питания имеют сравнительно малые потери мощности и более высокий КПД. В табл. 1 сравниваются некоторые из основных параметров линейных и импульсных вторичных источников питания. Показатели по достижимому уровню стабилизации напряжения и тока обычно у линейных источников питания выше, чем у импульсных, на порядок и более. Иногда для достижения требуемого уровня стабилизации напряжения в импульсных источниках питания приходится применять линейные выходные стабилизаторы, улучшающие стабильность выходного напряжения.

Пиковые значения (p - p) выходных пульсаций импульсных источников питания находятся в диапазоне от 25 до 100 мВ, что значительно больше, чем у линейных источников питания. Необходимо заметить, что для импульсных источников питания значения пульсаций выходного напряжения нормируются от пика до пика (p - p), как показано на рис. 1, в то время как для линейных источников – в среднеквадратичных (действующих) значениях (rms). Импульсные

источники питания также имеют большую длительность переходных процессов, чем линейные, но намного большее время удержания напряжения при отключении напряжения питающей сети, что является очень важным в случае применения их для питания компьютерных устройств.

Таблица 1

Сравнение импульсных и линейных источников по основным параметрам

Параметр	Источник питания	
	Линейный	Импульсный
Нестабильность по выходному напряжению, %	0,02–0,05	0,05–0,1
Нестабильность по току нагрузки, %	0,02–0,1	0,1–1,0
Выходные пульсации, мВ	0,5–2 (rms)	25–100 (p-p)
КПД, %	40–55	60–80
Средняя удельная мощность, Вт/дм ³	30	140
Время восстановления, мкс	50	300
Время удержания напряжения, мс	До 2	До 32

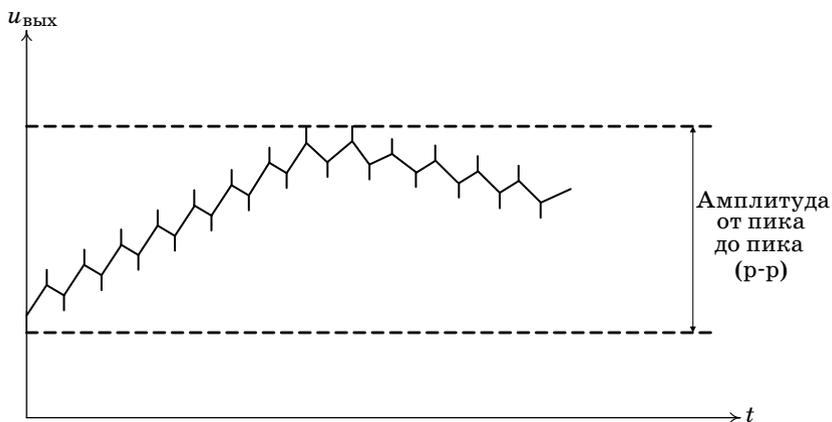


Рис. 1. Форма пульсаций выходного напряжения импульсного источника питания

Наконец, импульсные источники питания могут работать при более широком диапазоне изменения входного напряжения. Допустимый диапазон изменения входных напряжений линейных источников питания обычно не превышает $\pm 10\%$ от номинального значения, что оказывает прямое влияние на КПД. У импульсных источников питания влияние диапазона изменения входного напряжения на КПД очень незначительное или вообще отсутствует, и диапазон входных напряжений может быть $\pm 20\%$ и более.

В пособии рассматривается достаточно большое число схем импульсных преобразователей, что потребовало введения определенной классификации этих схем. В основу классификации, выполненной в учебном пособии, положена классификация, принятая в справочнике [5].

Вопросы для самоконтроля

1. Сформулируйте определения преобразователей, имеющих сокращенные наименования ОППН, ОППН I, ОППН II, ОППН III, ООП, ОПП, ДППН, ДППН I, ДППН II, ДППН III.
2. В чем заключаются основные различия между линейными и импульсными преобразователями постоянного напряжения?
3. В каком из преобразователей постоянного напряжения, линейного или импульсного типа, больше потери мощности и меньше КПД?

1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

1.1. Основные типы импульсных преобразователей постоянного напряжения

Импульсные преобразователи напряжения постоянного тока можно разделить на два больших класса – одноктактные преобразователи постоянного напряжения (ОППН) и двухтактные преобразователи постоянного напряжения (ДППН) [5]. В свою очередь ОППН разделяются на два подкласса – бестрансформаторные ОППН и ОППН с трансформаторной связью между нагрузкой и питающей сетью.

Одноктактные преобразователи постоянного напряжения в постоянное напряжение без трансформаторной связи нагрузки и питающей сети

К таким преобразователям относятся следующие преобразователи постоянного напряжения в постоянное напряжение [5]:

ОППН I – одноктактный преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжения I рода, выполненный по схеме с последовательным ключевым элементом и последовательным (по отношению к нагрузке) включением дросселя;

ОППН II – одноктактный преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжения II рода, выполненный по схеме с параллельным ключевым элементом и последовательным (по отношению к нагрузке) включением дросселя;

ОППН III – одноктактный преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение III рода, выполненный по схеме с последовательным ключевым элементом и параллельным (по отношению к нагрузке) включением дросселя.

Перечисленные преобразователи широко используют на практике [5]. Часто в технической литературе эти преобразователи называют общим термином – регуляторы. Ниже дается более подробное описание и сопоставление свойств этих регуляторов, а также рассматриваются их модификации.

Упрощенные схемы бестрансформаторных ОППН I, II и III рода приведены на рис. 2, а–в. В качестве ключей К1, К2, К3 могут использоваться полностью управляемые полупроводниковые ключи – транзисторы или запираемые тиристоры.

Регулировочные характеристики трех основных схем ОППН в предположении, что ключ К идеален (т. е. падение напряжения на нем во включенном состоянии и времена включения и выключе-

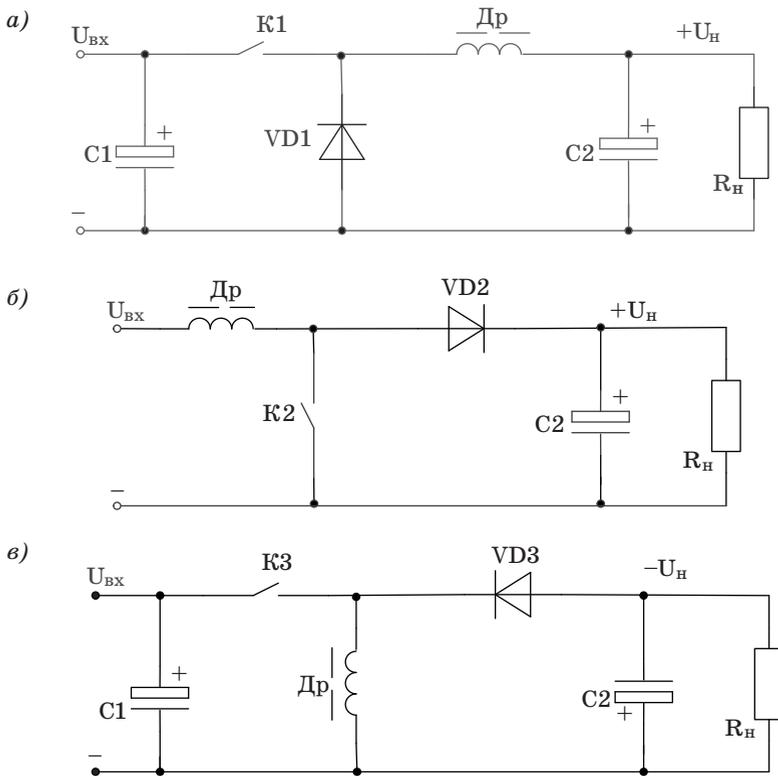


Рис. 2. Схемы одноклапчатных преобразователей постоянного напряжения I (а), II (б), III (в) рода

ния равны нулю) и ток в дросселе D_p непрерывен, описываются соотношениями:

- для ОППН I $U_{нГ} = U_{вХ} \gamma$;
- для ОППН II $U_{нГ} = U_{вХ} / (1 - \gamma)$;
- для ОППН III $U_{нГ} = \gamma U_{вХ} / (1 - \gamma)$,

где $U_{нГ}$ – среднее значение выходного напряжения; $U_{вХ}$ – напряжение источника питания; $\gamma = t_{и} / T$ – коэффициент скважности, это относительное время включенного состояния ключа K ; здесь $T = t_{и} + t_{п} = 1/f$ – период следования импульсов; $t_{и}$, $t_{п}$ – время включенного (время импульса) и выключенного (время паузы) состояния ключа соответственно; f – частота следования импульсов; $\bar{U}_{нГ} = U_{нГ} / U_{вХ}$ – относительное значение выходного напряжения преобразователя.

Для схем, приведенных на рис. 2, б и в, это напряжение нагрузки, которое будет при условии наличия на выходе преобразователя сглаживающего конденсатора.

При учете реальных потерь на элементах преобразователя в правые части соотношений, описывающих регулировочные характеристики всех трех основных типов регуляторов, следует ввести множитель η (КПД).

Коэффициент полезного действия реальных преобразователей, элементы которых имеют потери (из-за падения напряжения на ключе и на диоде во включенном состоянии, наличия сопротивления у обмотки дросселя и др.), можно записать в виде

$$\eta = U_{\text{нГ}} I_{\text{нГ}} / (U_{\text{нГ}} I_{\text{нГ}} + \sum P_{\text{п}}),$$

где $\sum P_{\text{п}}$ – суммарные потери мощности во всех элементах.

Поскольку диоды VD в ОППН II и ОППН III проводят ток только на интервале $t_{\text{п}}$, на выходе этих регуляторов необходимо применять сглаживающие конденсаторы C_2 (см. рис. 2, б и в); в ОППН I выходной ток сглаживается дросселем Dp (либо индуктивностью, входящей в состав самой нагрузки) и конденсатором C_2 .

Регуляторы I и III рода потребляют от источника питания ток только на интервале $t_{\text{н}}$. Если такое импульсное потребление тока от реального источника нежелательно или недопустимо, следует применять входной фильтр типа $L-C$ или C (см. рис. 2, а и в).

Относительное выходное напряжение $\bar{U}_{\text{нГ}}$ ОППН III равно произведению напряжений $\bar{U}_{\text{нГ}}$ для ОППН I и ОППН II, поэтому регулятор III рода может быть получен путем последовательного соединения регуляторов I и II рода. Такое соединение ОППН I и ОППН II после исключения промежуточного конденсатора, поскольку речь идет о средних значениях напряжения, и объединения двух последовательно включенных дросселей в один, так как средние значения токов в них одинаковые, показано на рис. 3, а.

Выполненный по схеме рис. 3, а, ОППН позволяет реализовать любой закон регулирования. Действительно, если регулирование осуществляется ключом К1, а ключ К2 разомкнут, то имеем ОППН I, если ключ К1 замкнут, а регулирование осуществляется ключом К2, то имеем ОППН II, если регулирование осуществляется одновременным замыканием и размыканием ключей К1 и К2, то имеем ОППН III.

Для получения общеизвестной схемы регулятора ОППН III (см. рис. 2, в) из схемы регулятора на рис. 3, а необходимо исключить некоторые функционально лишние элементы, так как нет необходи-

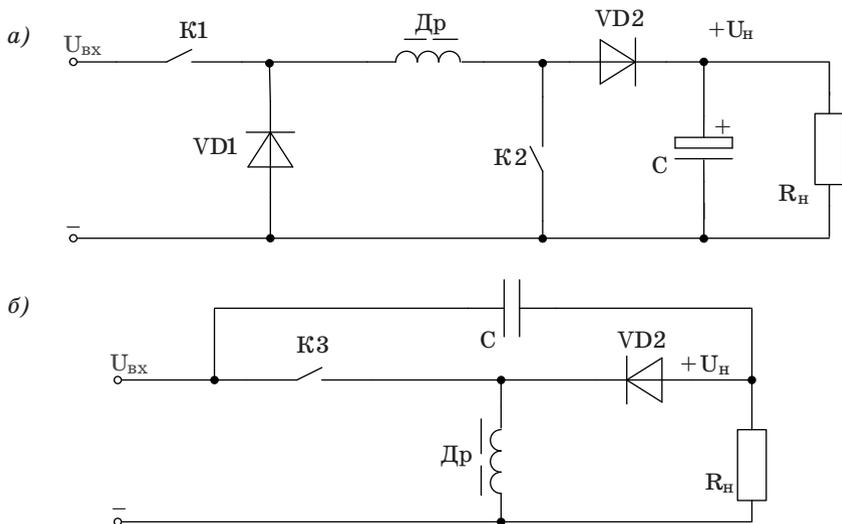


Рис. 3. Схемы ОППН III: *а* – в виде последовательного соединения ОППН I и ОППН II; *б* – с фильтрующим конденсатором между выводами входа и выхода

мости иметь два регулирующих ключа и два диода, включенных для протекающих токов последовательно и работающих синхронно [5].

Исключение функционально лишних элементов можно провести, закоротив ключ $K2$, разомкнув диод $VD2$ и подключив анод диода $VD1$ к выходной шине (по переменной составляющей анод диода $VD1$ равноправно может быть подключен к любой шине выходного напряжения). В результате получим известный регулятор ОППН III (см. рис. 2, *в*), знак выходного напряжения при этом инвертируется. Особенностью этого регулятора, как отмечалось выше, является импульсное потребление тока от источника входного напряжения с амплитудой $I_{вх\ m}$. В предположении, что пульсации тока в дросселе Dr малы, $I_{вх\ m}$ определяется соотношением

$$I_{вх\ m} = I_{н\Gamma} / (1 - \gamma),$$

где $I_{н\Gamma}$ – среднее значение тока нагрузки.

Если в полученной схеме положительную обкладку конденсатора фильтра C подключить к положительной шине входного напряжения (по переменной составляющей эта обкладка равноправно может быть подключена к любой шине источника входного напряжения),

то получим другой вариант ОППН III (см. рис. 3, б). Особенностью этого регулятора является непрерывное потребление тока от источника входного напряжения, среднее значение которого за период рабочей частоты равно

$$I_{\text{вх}} = I_{\text{нг}} \gamma / (1 - \gamma).$$

Таким образом, базовыми являются лишь регуляторы I и II рода. Их принципиальное различие заключается в том, что в ОППН I имеет место ограниченное накопление энергии в дросселе, определяемое при $\gamma \rightarrow 1$ лишь значениями входного напряжения $U_{\text{вх}}$ и сопротивлением нагрузки $R_{\text{нг}}$, в то время как в ОППН II при $\gamma \rightarrow 1$ энергия, накапливаемая в дросселе (а также в конденсаторе выходного фильтра), стремится к бесконечности. Поэтому ОППН II и ряд других схем с аналогичным свойством, рассматриваемых ниже, относят к регуляторам с неограниченным накоплением энергии в реактивных элементах.

Однотактные преобразователи с трансформаторной связью нагрузки и питающей сети

К таким преобразователям относятся [4]:

ООП – однотактный обратногодовой преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение с трансформаторной связью между нагрузкой и питающей сетью и передачей энергии на интервале паузы;

ОПП – однотактный прямогодовой преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение с трансформаторной связью между нагрузкой и питающей сетью и передачей энергии на интервале импульса.

Обратноходовой преобразователь напряжения сети. Схема обратноходового преобразователя, непосредственно подключенного к сети переменного тока, основанная на схеме типового обратногодовой преобразователя, показана на рис. 4. Необходимо обратить внимание на то, что преобразователь в этой схеме питается напряжением, полученным путем выпрямления напряжения сети переменного тока без использования сетевого трансформатора [4].

На этой схеме также показана цепь обратной связи, по которой сигнал от выхода подается на цепь управления транзистора VT . Эта цепь обратной связи должна иметь изоляцию для того, чтобы выходная цепь преобразователя постоянного тока была бы гальванически развязана от сети переменного тока, что обычно выполняется с по-

мощью устройств, содержащих малоомощный трансформатор, или с помощью оптронных полупроводниковых приборов (оптопар).

На интервале открытого состояния транзистора VT ($0 < t < t_{и}$) электрическая энергия источника питания накапливается в индуктивности трансформатора, а на интервале паузы $t_{и} < t < T$, т. е. закрытого состояния транзистора, эта накопленная энергия передается в цепь нагрузки.

Прямоходовой преобразователь постоянного напряжения.

Другая популярная схема импульсного преобразователя (рис. 5) известна как схема прямоходового преобразователя. Хотя эта схема очень напоминает обратную схему, имеются и некоторые фундаментальные различия [4]. Обычно на выходе ОПП устанавливают L - C сглаживающий фильтр, поэтому в прямоходовом преобразователе энергия накапливается не в трансформаторе, а в индуктивности дросселя сглаживающего фильтра. Точки, обозначающие начало обмоток на трансформаторе, показывают, что электрическая энергия от источника питания передается в нагрузку на интервале открытого состояния транзистора. При этом на вторичной обмотке

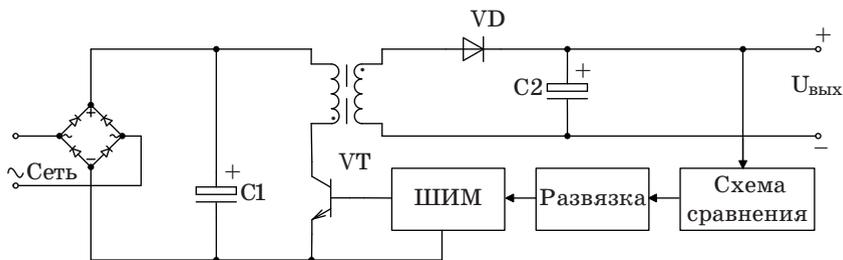


Рис. 4. Схема обратного преобразователя напряжения при питании от сети переменного тока

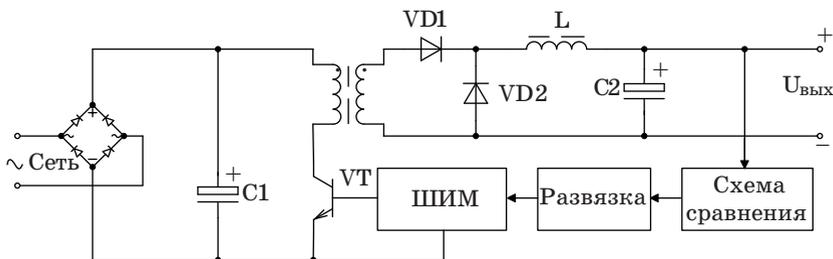


Рис. 5. Схема прямоходового преобразователя постоянного напряжения при питании от сети переменного тока

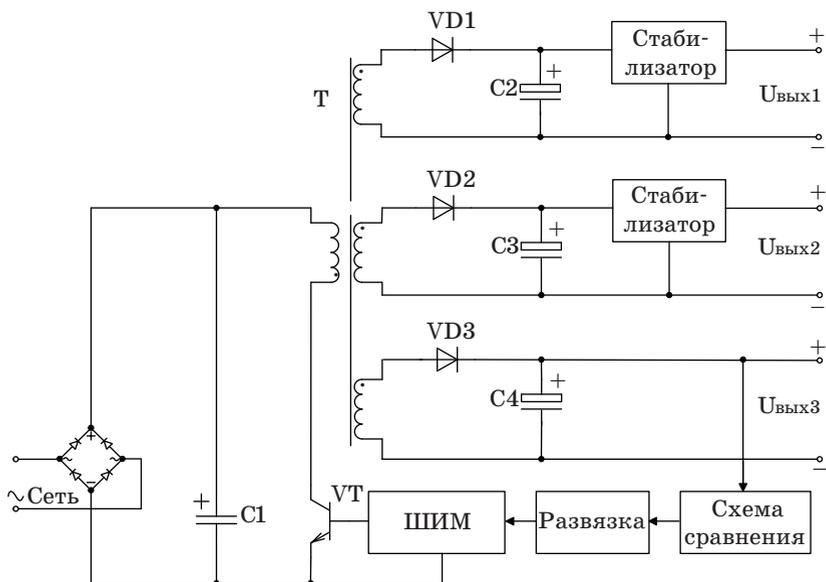


Рис. 6. Схема обратного преобразователя с несколькими выводами

трансформатора наводится напряжение, под воздействием которого через диод $VD1$ и дроссель течет ток нагрузки.

У этой схемы, как правило, бóльшая продолжительность включенного состояния транзистора относительно выключенного состояния, более высокое среднее значение напряжения во вторичной обмотке и более высокий выходной ток (ток нагрузки).

Когда транзистор VT закрывается, ток в обмотке дросселя не может измениться мгновенно и под воздействием ЭДС самоиндукции дросселя продолжает течь через нагрузку и диод $VD2$. Таким образом, в отличие от обратного преобразователя ток от элемента, сохраняющего энергию (L_{ϕ}), течет во время обоих интервалов цикла переключения транзистора VT . Поэтому прямоходовой преобразователь постоянного напряжения имеет более низкий уровень пульсаций выходного напряжения, чем обратный преобразователь при тех же самых выходных параметрах, что бесспорно является достоинством схемы ОПП по сравнению со схемой ООП.

Импульсный преобразователь с несколькими выходами. Большинство импульсных источников питания имеют больше одного выхода. Например, для источников питания цифровых схем в до-

полнение к выходному напряжению +5 В могут иметься выходы на напряжения +12, -12, +24 и -5 В [4]. Эти выходы используются в системах для питания всевозможных устройств типа формирователей сигналов для гибких и жестких дисков, принтеров, видеотерминалов, интерфейсов типа RS-232 и различных аналоговых схем. На рис. 6 показан обратноходовой преобразователь с несколькими выходами. Напряжение обратной связи снимается с выхода +5 В и подается в широтно-импульсный модулятор (ШИМ), таким образом стабилизируя всю схему. Это означает, что вспомогательные выходы не стабилизируются в той же мере, как главный выход +5 В. Для некоторых нагрузок, например для двигателя дисководов, это не важно. Для других нагрузок, более критичных к уровню стабилизации напряжения, на вспомогательные выходы устанавливают линейные стабилизаторы, чтобы обеспечить требуемый уровень стабилизации напряжения данного канала, как это показано на рис. 6. Стандартные импульсные источники питания могут иметь до пяти различных выходов.

Вопросы для самоконтроля

1. В чем заключаются основные различия между ООП и ОПП?
2. В чем заключается различие между ОППН I и ОППН II?

1.2. Двухтактные преобразователи постоянного напряжения в постоянное напряжение с трансформаторной связью нагрузки и питающей сети

Различают три основные схемы ДППН [4]:

ДППН I – двухтактный преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение, выполненный по схеме с выводом нулевой точки первичной обмотки трансформатора (рис. 7);

ДППН II – двухтактный преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение, выполненный по полномостовой схеме;

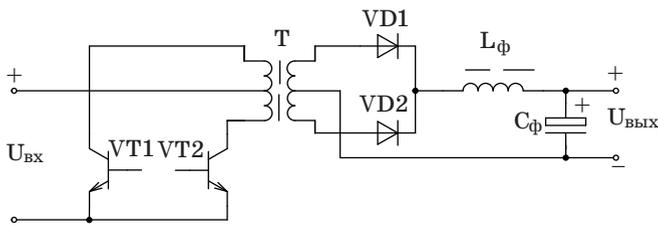


Рис. 7. Схема ДППН I

ДППН III – двухтактный преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение, выполненный по полумостовой схеме.

ДППН I по сути является разновидностью прямоходового преобразователя за исключением того, что оба ключа включены в цепь первичной обмотки трансформатора.

Двухтактные преобразователи, выполненные по полномостовой и полумостовой схемам

Еще две разновидности двухтактного преобразователя называются, соответственно, полномостовым и полумостовым преобразователями [2]. Полномостовая схема (рис. 8) представляет собой че-

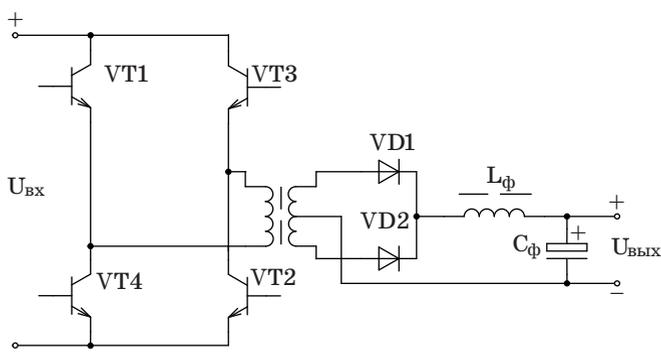


Рис. 8. Схема двухтактного преобразователя постоянного напряжения в постоянное напряжение, выполненного по полномостовой (мостовой) схеме

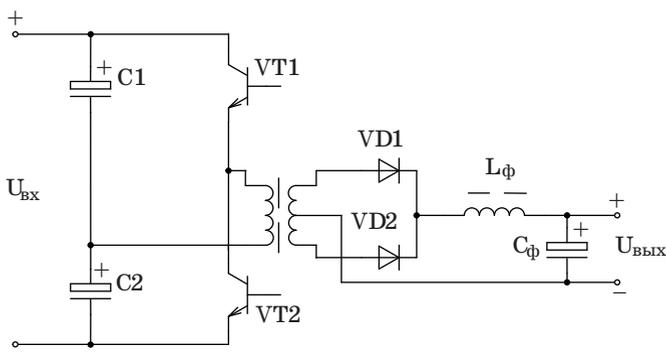


Рис. 9. Схема двухтактного преобразователя постоянного напряжения в постоянное напряжение, выполненного по полумостовой схеме

тыре транзистора, собранных по схеме однофазного моста. Эта схема, как известно, имеет два плеча, в каждое из которых включено по два транзистора. Способы управления этими преобразователями (алгоритмы управления) будут рассмотрены ниже.

В полумостовой схеме (рис. 9) имеется всего два транзистора, включенных только в одно плечо инвертора. В другое плечо инвертора включены последовательно два конденсатора. Полумостовая схема дешевле полномостовой, но имеет свои недостатки, которые также будут рассмотрены ниже.

1.3. Однотактный преобразователь постоянного напряжения I рода

Часто в специальной литературе ОППН I (рис. 10) называют преобразователем постоянного тока в постоянный ток (ППТ) с последовательным ключевым элементом [1].

В ОППН I основным режимом работы является режим непрерывного тока в дросселе цепи нагрузки L_2 . Однако при малой величине коэффициента скважности γ или малом выходном токе такой регулятор может перейти в режим прерывистого тока в дросселе [5].

Режим непрерывного тока в дросселе. Временные диаграммы токов и напряжений для этого режима показаны на рис. 11.

Если принять, что пульсации напряжения на конденсаторе C_2 достаточно малы, а постоянная времени дросселя $\tau_{др} = L/r \gg T$ (где r – активное сопротивление обмотки дросселя), то можно считать линейным закон изменения тока в обмотке дросселя на соответствующих интервалах времени (см. рис. 11). Тогда на интервалах замкнутого и разомкнутого состояний транзистора VT ток через обмотку дросселя, а следовательно, и ток через транзистор и через диод изменяются в соответствии с выражениями:

– при $0 < t < t_{и}$

$$i_1(t) = I_{\min} + (U_{вх} - U_{нг})t/L = i_{к};$$

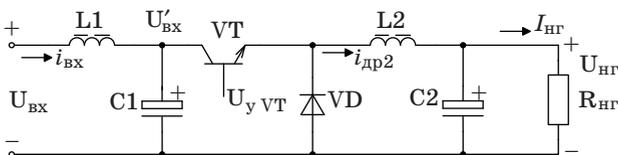


Рис. 10. Схема ОППН I с входным фильтром (L_1 - C_1) и сглаживающим фильтром (L_2 - C_2)

– при $0 < t < t_{\text{и}}$

$$i_2(t) = I_{\text{max}} - (U_{\text{нГ}}/L)t = i_{VD},$$

где I_{min} и I_{max} – минимальное и максимальное значения тока коллектора транзистора $i_{\text{к}}$ и диода i_{VD} соответственно.

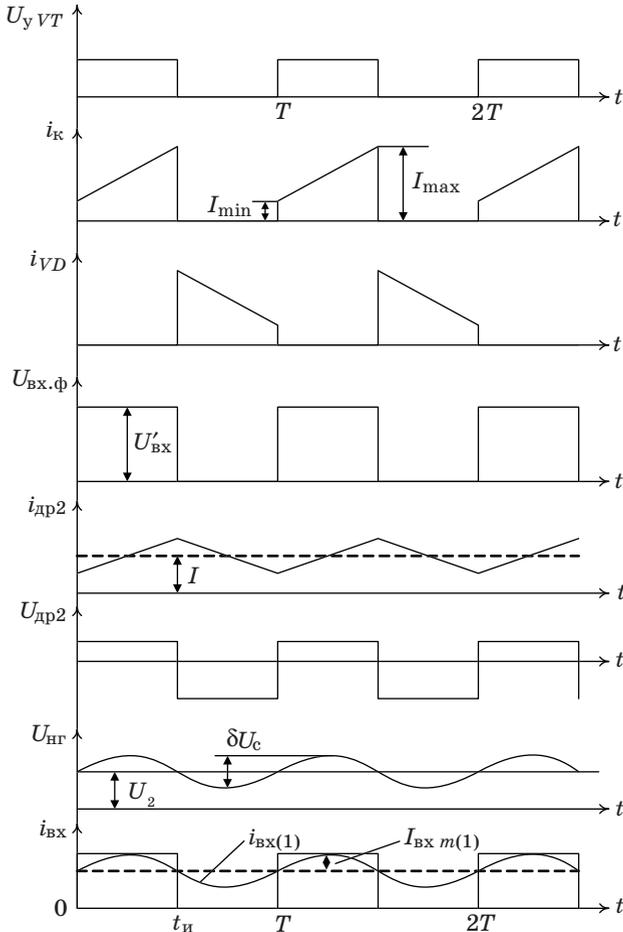


Рис. 11. Временные диаграммы, поясняющие работу ОППН I: U_{yVT} – напряжение управления транзистора; $i_{\text{к}}$ – ток коллектора транзистора VT ; i_{VD} – ток диода VD ; $U_{\text{вх.ф}}$ – напряжение на входе сглаживающего фильтра; $i_{\text{др}2}$ – ток дросселя сглаживающего фильтра; $U_{\text{др}2}$ – напряжение на обмотке дросселя сглаживающего фильтра; $U_{\text{нГ}}$ – напряжение нагрузки; $i_{\text{вх}}$ – ток входной цепи преобразователя

Для того чтобы найти эти значения, приравняем энергию, потребленную от источника питания за время $t_{\text{н}}$, и энергию, выделенную в нагрузку за период T :

$$\int_0^{t_{\text{н}}} E i_1(t) dt = U_{\text{нг}} I_{\text{нг}} T.$$

Отсюда с учетом того, что при $t = t_{\text{н}}$ ток, протекающий через обмотку дросселя L_2 , достигает величины $i_L = I_{\text{max}}$, определим максимальное и минимальное значения тока, протекающего через обмотку этого дросселя:

$$I_{\text{min}} = I_{\text{нг}} \mp \frac{(E - U_{\text{нг}})\gamma}{2Lf}, \quad (1)$$

где знак минус соответствует минимальному, а плюс – максимальному значению тока.

Напомним, что $\gamma = t_{\text{н}}/T$ – коэффициент скважности.

Среднее значение тока через дроссель L_2 за период T

$$I_{L2} = (I_{\text{min}} + I_{\text{max}}) / 2 = I_{\text{нг}}. \quad (2)$$

Среднее значения тока через транзистор VT

$$I_{\text{к.ср}} = I_{\text{нг}}\gamma. \quad (3)$$

Среднее значения тока через диод VD

$$I_{\text{ср } VD} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{\text{н}}} i_2(t) dt = I_{\text{нг}}(1 - \gamma). \quad (4)$$

Напряжение на транзисторе $U_{\text{кэ}}$ и на шунтирующем диоде U_{VD} в выключенном состоянии равно напряжению на входе преобразователя:

$$U_{\text{кэ}} = U_{VD} = U_{\text{вх}}. \quad (5)$$

Расчетная мощность транзистора $P_{\text{к}}$, показывающая степень использования транзистора по отношению к мощности нагрузки, при пренебрежении пульсациями тока в дросселе:

$$P_{\text{к}} = U_{\text{к max}} I_{\text{к max}} = P_{\text{нг}}/\gamma. \quad (6)$$

Отсюда следует, что наилучшее использование транзистора по мощности имеет место при коэффициенте скважности $\gamma \rightarrow 1$.

Найдем критическое значение тока нагрузки, которое при заданной индуктивности дросселя L_2 еще поддерживает режим непрерывного тока нагрузки. С этой целью полагаем $I_{\min} = 0$, тогда

$$I_{\text{н.кр}} = U_{\text{вх}}\gamma(1 - \gamma)/(2L_2f). \quad (7)$$

Аналогично можно найти критическую индуктивность $L_{\text{кр}}$, которая при заданном токе нагрузки еще поддерживает режим непрерывного тока в нагрузке:

$$L_{\text{кр}} = U_{\text{вх}}\gamma(1 - \gamma)/(2I_{\text{нр}}f). \quad (8)$$

Режим прерывистого тока в дросселе. Если ток нагрузки $I_{\text{нр}} < I_{\text{нр.кр}}$ при заданной индуктивности дросселя либо $L < L_{\text{кр}}$ при заданном токе нагрузки, то преобразователь переходит в режим прерывистых токов в дросселе [5]. Для этого случая регулировочная характеристика преобразователя отличается от его регулировочной характеристики в режиме непрерывных токов и может быть получена в предположении, что $I_{\min} = 0$. Обозначая время проводящего состояния диода через $t'_\text{н}$ и полагая, что к концу работы шунтирующего диода в этом режиме ток в обмотке дросселя $i_{\text{др}2}$ при $t = t'_\text{н}$ равен 0, находим

$$t'_\text{н} = (U_{\text{вх}} - U_{\text{нр}})t_\text{н}/U_{\text{нр}}.$$

Среднее значение тока в нагрузке за период T найдем в виде

$$I_{\text{нр}} = \frac{1}{T} \int_0^{t_\text{н}} \frac{(U_{\text{вх}} - U_{\text{нр}})t}{L} dt + \frac{1}{T} \int_0^{t'_\text{н}} \left[\frac{(U_{\text{вх}} - U_{\text{нр}})t_\text{н}}{L} - \frac{U_{\text{нр}}t}{L} \right] dt.$$

Отсюда после умножения обеих частей равенства на сопротивление нагрузки $R_{\text{нр}}$ и ряда преобразований получим регулировочную характеристику регулятора в режиме прерывистого тока

$$\bar{U}_{\text{нр}} = U_{\text{нр}} / U_{\text{вх}} = \gamma^2 \left\{ \sqrt{[1 + (8\tau_{\text{др.нр}}f / \gamma^2)] - 1} \right\} / (4f\tau_{\text{др.нр}}), \quad (9)$$

где $\tau_{\text{др.нр}} = L/R_{\text{нр}}$.

Регулировочная характеристика изображена на рис. 12 для двух значений $\tau_{\text{др.нр}}$ штриховыми линиями 2 и 3. Видно, что режим непрерывных токов в дросселе наступает тем раньше, чем больше $\tau_{\text{др.нр}}$. Заменяв левую часть уравнения (9) на γ , находим значение $\gamma_{\text{кр}}$, при котором наступает критический режим:

$$\gamma_{\text{кр}} = 1 - 2\tau_{\text{др.нр}}f. \quad (10)$$

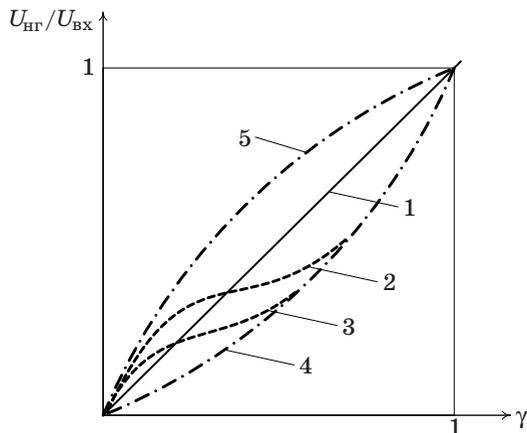


Рис. 12. Регулировочные характеристики ОППН I:

1 – для основной схемы регулятора в режиме непрерывного тока;
 2 и 3 – то же в режиме прерывистого тока при двух значениях $\tau_{др.нг1}$
 и $\tau_{др.нг2} > \tau_{др.нг1}$; 4 и 5 – для ОППН I с отводом на обмотке дросселя
 (см. рис. 19) при $k_{тр} < 1$ и $k_{тр} > 1$

Раскрывая $\tau_{др.нг}$ и заменяя $R_{нг} = U_{нг}/I_{нг}$, преобразуем выражение (9) к виду

$$U_{нг}/U_{вх} = \bar{U}_{нг} = \gamma^2 / [\gamma^2 - (2LI_{нг}f/U_{вх})], \quad (11)$$

который является по существу внешней характеристикой идеального ОППН I в режиме прерывистого тока. Эти характеристики при различных значениях γ показаны в относительных единицах на рис. 13. При $I_{нг} > I_{нг.кр}$ внешняя характеристика идеального ОППН I не зависит от тока нагрузки (сплошные линии в области 2). Отметим, что идеальным преобразователем принято считать преобразователь без потерь мощности на элементах схемы.

Граничная линия 3 построена по формуле (7) для $I_{нг.кр}$.

Внешняя характеристика реального ОППН I в режиме непрерывного тока зависит от тока нагрузки при $I_{нг} > I_{нг.кр}$, что обусловлено наличием активного сопротивления обмотки дросселя R_L [5]. Эту характеристику ОППН I определим из условия равенства вольт-секундных площадей в установившемся режиме, действующих на индуктивности дросселя на интервалах $t_{и}$ и $t_{п}$, в предположении, что сопротивление обмотки дросселя R_L отлично от нуля. Тогда

$$(U_{вх} - U_{нг} - I_{нг}R_{сх})t_{и} = (U_{нг} + I_{нг}R_{сх})t_{п},$$

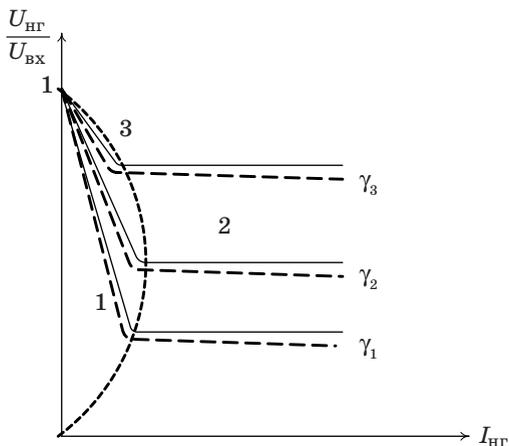


Рис. 13. Внешние характеристики ОППН I при различных γ для режимов прерывистого (область 1) и непрерывного (область 2) тока

откуда

$$U_{нГ}/U_{вх} = \gamma - I_{нГ} R_{сх}/U_{вх}, \quad (12)$$

где $R_{сх}$ – активное сопротивление элементов схемы, по которым течет ток нагрузки. В данной схеме $R_{сх}$ равно активному сопротивлению обмотки дросселя, т. е. $R_{сх} = R_L$.

Эти характеристики показаны на рис. 13 штриховыми линиями в области 2.

Выходное сопротивление ОППН I

$$R_{вых} = -\delta U_{нГ} / \delta I_{нГ} = R_{сх}.$$

Пulsации выходного напряжения. При расчете сглаживающего фильтра всегда необходимо установить значения коэффициента пульсаций напряжения на входе фильтра $k_{п1}$ и коэффициента пульсаций напряжения на выходе фильтра $k_{п2}$.

Коэффициент пульсаций напряжения на входе сглаживающего фильтра без учета падения напряжения на активном сопротивлении обмотки дросселя определяется отношением амплитуды основной (первой) гармоники переменной составляющей напряжения пульсаций $U_{п m(1)}$ к среднему значению выходного напряжения преобразователя $U_{нГ}$, т. е.

$$k_{п1} = U_{п m(1)} / U_{нГ}.$$

Поскольку $U_{\text{п}m(1)} = [2/\pi]U_{\text{вх}}\sin(180^\circ\gamma)$ [1], а $U_{\text{нГ}} = U_{\text{вх}}\gamma$, то коэффициент пульсаций

$$k_{\text{п1}} = [2/(\pi\gamma)]\sin(180^\circ\gamma).$$

Расчет коэффициента пульсаций следует провести для значений коэффициентов скважности γ_{max} и γ_{min} . Для дальнейших расчетов следует выбрать тот коэффициент скважности, при котором $k_{\text{п1}}$ максимальный.

Зависимость амплитуды пульсаций напряжения нагрузки, которое равно амплитуде пульсаций напряжения на конденсаторе фильтра C_2 , ΔU_{C_2} , от параметров фильтра можно установить, определив заряд ΔQ в фильтрующем конденсаторе C_2 , обуславливающий изменение выходного напряжения от минимального его значения до максимального [5]:

$$\Delta Q = [0,5(U_{\text{вх}} - U_{\text{нГ}})t_{\text{и}}/2L]T/2.$$

Учитывая, что $\Delta Q = C_2 \Delta U_{C_2}$, находим

$$\Delta U_{C_2} = U_{\text{вх}}\gamma(1 - \gamma)/(8LC_2f^2) = U_{\text{нГ}}(1 - \gamma)/(8LC_2f^2). \quad (13)$$

Из соотношения (13) легко определить величину коэффициента пульсаций $k_{\text{п2}}$ при уже известных параметрах сглаживающего фильтра, значении частоты f и значении коэффициента скважности γ :

$$k_{\text{п2}} = (1 - \gamma)/(8LC_2f^2).$$

Обычно значение $k_{\text{п2}}$ задано в техническом задании на проектирование преобразователя, поэтому чаще требуется определить параметры фильтра L и C_2 при известных значениях f и γ :

$$LC_2 = (1 - \gamma)/(8k_{\text{п2}}f^2). \quad (14)$$

Определив по формуле (14) величину LC_2 , далее необходимо по формуле (8) определить величину индуктивности фильтра L . Отметим, что рассчитанное значение $L = L_{\text{кр}}$ соответствует максимальному отклонению тока ΔI_L . Для уменьшения этой величины следует выбирать такой дроссель, индуктивность которого больше, чем рассчитанное значение $L_{\text{кр}}$. Величину емкости фильтра C_2 определим, разделив произведение LC_2 , рассчитанное по формуле (14), на значение индуктивности выбранного дросселя.

Отметим, что радикальным способом уменьшения пульсаций выходного напряжения при заданных значениях L_2 и C_2 или уменьшения массы и размеров фильтра L_2 , C_2 при заданных пульсациях ΔU_{C_2} является повышение рабочей частоты для ОППН.

Выше при определении пульсаций выходного напряжения предполагалось, что внутреннее сопротивление конденсатора фильтра для переменной составляющей тока равно нулю. Поэтому такой расчет пульсаций выходного напряжения дает заниженные значения по сравнению с экспериментальными. Реальный электролитический конденсатор в большинстве практических случаев может быть представлен последовательным соединением трех элементов: емкости C , активного сопротивления r_C и индуктивности L_C . Последние две составляющие полного сопротивления обусловлены физическими явлениями и конструктивными особенностями электролитических конденсаторов и обычно лежат в пределах

$$r_C = (4 \div 11) \cdot 10^{-3} \text{ Ом}; L_C = (12 \div 18) \cdot 10^{-12} \text{ Гн}.$$

Параметр r_C в справочных материалах по конденсаторам имеет обозначение ESR [9].

Расчет пульсаций выходного напряжения с учетом этих дополнительных составляющих и в предположении треугольной формы кривой тока через конденсатор дает дополнительную «паразитную» составляющую пульсаций

$$\Delta U_{C2 \text{ пар}} = [r_C U_{\text{нр}}(1 - \gamma)/(Lf)] + L_C U_{\text{нр}}/(L\gamma). \quad (15)$$

В ряде случаев именно эта составляющая может оказать существенное влияние на величину пульсаций выходного напряжения.

Определив по паспортным данным выбранных конденсаторов паразитные параметры r_C и L_C , следует оценить величину коэффициента пульсаций выходного напряжения преобразователя, вызванную наличием этих параметров:

$$k_{\text{п2 пар}} = \Delta U_{C2 \text{ пар}}/U_{\text{нр}} = r_C(1 - \gamma)/(Lf) + L_C/(L\gamma).$$

Если величина $k_{\text{п2 пар}}$ окажется соизмеримой с заданным значением $k_{\text{п2}}$, то необходимо принимать меры по снижению величины $k_{\text{п2 пар}}$. Уменьшение пульсаций может быть достигнуто либо за счет параллельного включения нескольких конденсаторов, так как при этом уменьшаются эквивалентные паразитные параметры r_C и L_C , либо выбором конденсаторов, у которых паразитные параметры r_C и L_C имеют меньшее значение [5].

На практике емкость конденсатора фильтра необходимо выбирать также из условия получения достаточно малых динамических пульсаций, обусловленных ступенчатым изменением тока нагрузки. Уменьшение динамических пульсаций возможно только за счет увеличения емкости конденсатора фильтра. Анализ процессов при

ступенчатом изменении тока позволяет получить следующее выражение для выбора емкости фильтра по заданной амплитуде динамических пульсаций выходного напряжения $\Delta U_{C \text{ дин}}$:

$$\frac{t_{\text{нараст}}}{r_c} \geq C_2 \geq \frac{\Delta I_{\text{нг}} t_{\text{нараст}}}{2\Delta U_{C \text{ дин}} - \Delta I_{\text{нг}} r_c},$$

где $t_{\text{нараст}} \approx \varepsilon T$ – время нарастания тока в дросселе до нового установившегося значения;

$\varepsilon = L/L_{\text{кр}}$ – превышение индуктивности дросселя над критическим значением индуктивности;

T – период работы транзистора;

$\Delta I_{\text{нг}}$ – ступенчатое изменение тока нагрузки от установившегося значения.

Из левого неравенства можно сделать вывод о нецелесообразности выбора емкости конденсатора больше, чем $C_2 = \frac{t_{\text{нараст}}}{r_c}$, ибо это

не приведет к уменьшению динамических пульсаций. Правое неравенство дает значение необходимой емкости. Коэффициент ε выбирается из условия компромисса между значением потерь в сердечнике дросселя и потерь в сопротивлении его обмотки. С ростом ε потери в сердечнике уменьшаются из-за уменьшения амплитуды пульсаций тока дросселя, а потери в сопротивлении обмотки растут из-за увеличения числа витков обмотки дросселя. Значение $\varepsilon = 10 \div 15$ в ряде случаев может явиться разумным компромиссом [5].

При выборе конденсатора сглаживающего или входного фильтра необходимо определить по справочным данным на конденсатор то допустимое значение переменной составляющей тока, которое он может пропустить ($I_{\text{прм max}}$) и сравнить его с величиной переменной составляющей тока, протекающей по конденсатору фильтра при выбранных параметрах этого фильтра. Это сравнение удобно проводить по действующим значениям этих токов, поскольку в справочных данных на конденсаторы часто приводится действующее значение тока $I_{\text{прм д.з}}$. В том случае, когда в справочных данных на конденсаторы приведено максимальное (амплитудное) значение тока $I_{\text{прм max}}$, это значение следует разделить на $\sqrt{2}$.

Переменная составляющая тока, протекающая по обмотке дросселя и конденсатору фильтра, имеет треугольную форму (см. кривую $i_{\text{др2}}$ на рис. 11). Действующее значение этого тока $\Delta I_{L \text{ д.з}}$ легко определить через максимальное отклонение этого тока ΔI_L , разделив его на $\sqrt{12}$ [4].

Из формулы (1) следует, что максимальное отклонение тока

$$\Delta I_L = I_{\max} - I_{\min} = (U_{\text{вх}} - U_{\text{нр}})\gamma / (Lf),$$

а действующее значение этого тока

$$\Delta I_{L\text{д.з}} = \Delta I_L / \sqrt{12}.$$

Конденсатор выбран правильно, если $I_{\text{прм д.з}} > \Delta I_{L\text{д.з}}$.

После того, как параметры фильтра выбраны и уточнены, следует проверить фильтр на отсутствие резонанса. Резонанса в фильтре не будет, если выбранные параметры фильтра удовлетворяют условию: частота собственных колебаний фильтра ($\omega_{\text{с.к}}$) меньше половины частоты пульсаций напряжения нагрузки ($\omega_{\text{п}}$), т. е.

$$\omega_{\text{с.к}} < 0,5\omega_{\text{п}}.$$

1.4. Статический расчет замкнутой системы ОППН I

Среди задач, которые требуется решить при проектировании преобразователя постоянного напряжения, есть задача выполнения статического расчета замкнутой системы проектируемого преобразователя.

Статический расчет проводится после того, как выполнен расчет силовой схемы преобразователя и выбраны все его элементы.

Цель статического расчета – определение коэффициента усиления предварительного усилителя, который обеспечит требуемую точность поддержания напряжения нагрузки. Как известно, требуемая точность поддержания напряжения нагрузки приводится в техническом задании на проектирование преобразователя.

Схема проектируемого ОППН I, работающего в режиме стабилизатора, представлена на рис. 14.

Выходное напряжение сравнивается с напряжением источника опорного напряжения ИОН, полученная разность усиливается усилителем и возбуждает ШИМ, который в свою очередь управля-

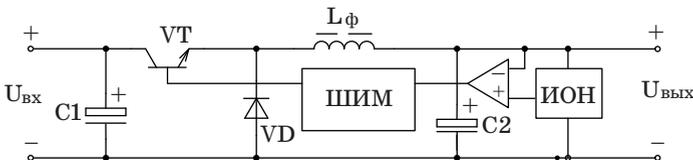


Рис. 14. Схема ОППН I с обратной связью по напряжению нагрузки

ет транзистором. Энергия, запасенная в дросселе, зависит от соотношения времени, когда ключ открыт, и времени, когда он закрыт. При непрерывном характере тока нагрузки ток через дроссель протекает как на интервале импульса (через транзистор VT), так и на интервале паузы (через диод VD).

Для выполнения статического расчета замкнутой системы необходимы следующие исходные данные:

- номинальное напряжение нагрузки $U_{нгN} = \dots В$;
- номинальный ток нагрузки $I_{нгN} = \dots А$;
- эквивалентное сопротивление схемы $R_{сх} = \dots Ом$;
- отклонение напряжения источника питания $\pm \Delta U_{вх\%} = \dots \%$;
- допустимое отклонение напряжения нагрузки $\pm \Delta U_{нг\%} = \dots \%$;
- регулировочная характеристика схемы управления $\gamma = f(\bar{U}_y)$

(рис. 15);

- регулировочная характеристика силовой схемы преобразователя $\bar{E}_{пр} = f(\gamma)$ (рис. 16);

- $\gamma = t_n/T$ - коэффициент скважности;

- t_n - длительность импульса;

- $T = 1/f_p$ - период следования импульсов управления;

- $\bar{U}_y = \bar{U}_y/U_{оп\max}$ - относительное значение напряжения управления на входе системы управления;

- $U_{оп\max}$ - максимальное значение опорного сигнала системы управления;

- $\bar{E}_{пр} = E_{пр}/E_{пр0}$ - относительное значение ЭДС на выходе преобразователя;

- $E_{пр0}$ - ЭДС холостого хода на выходе преобразователя.

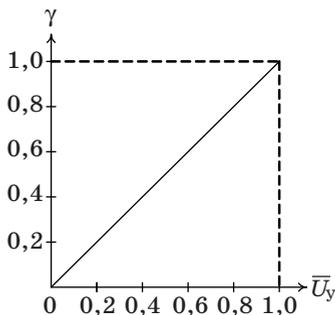


Рис. 15. Регулировочная характеристика схемы управления ОПНН I

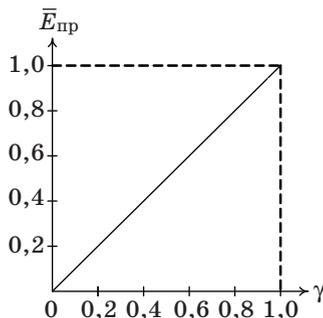


Рис. 16. Регулировочная характеристика силовой схемы ОПНН I

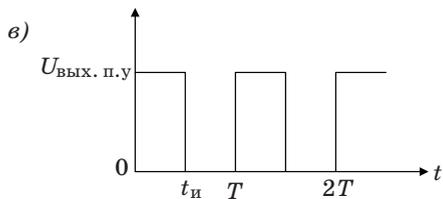
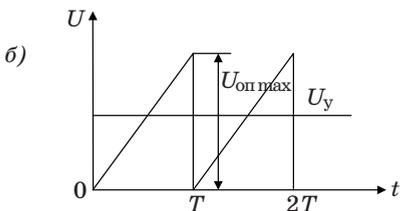
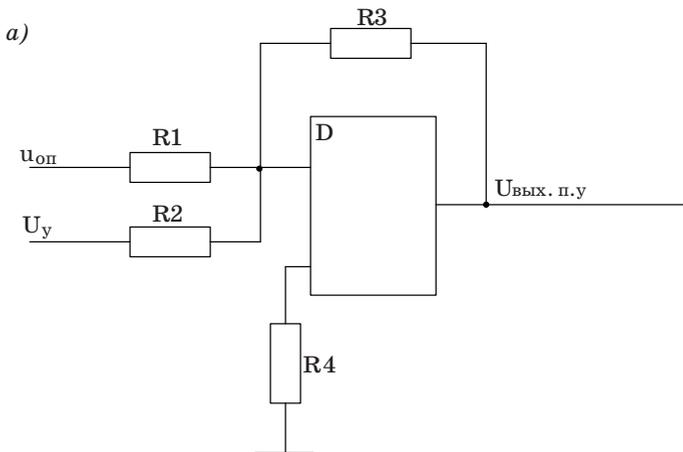


Рис. 17. Формирователь импульсов управления ($U_{п.у}$):
a – схема компаратора; *б, в* – временные диаграммы,
 поясняющие его работу

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы управления преобразователя (рис. 17, *a*), приведены на рис. 17, *б, в*.

Определим требуемую величину ЭДС преобразователя с учетом отклонения напряжения источника питания. Примем значение тока нагрузки равным номинальному значению:

$$E_{пр} = U_{вх \min} \gamma_{\max} = U_{нг N} + I_{нг N} R_{сх} + \Delta U_{кэ.нас}, \quad (16)$$

где $U_{вх \min} = U_{вх N} - \Delta U_{вх} = U_{вх N} [1 - (\Delta U_{вх \%})/100]$;

γ_{\max} – максимальное значение коэффициента скважности;

$R_{сх} = R_{L\phi}$ – эквивалентное сопротивление схемы;

$\Delta U_{кэ.нас}$ – падение напряжения на открытом транзисторе.

Максимальное значение коэффициента скважности

$$\gamma_{\max} = (U_{нг N} + I_{нг N} R_{сх} + \Delta U_{кэ.нас}) / (U_{вх \min}). \quad (17)$$

$E_{\text{пр}0}$ – это ЭДС холостого хода при номинальном значении входного напряжения ($U_{\text{вх}N}$) и коэффициенте скважности, равном единице, т. е. $\gamma = 1$.

Следовательно: $E_{\text{пр}0} = U_{\text{вх}N}$, а $\bar{E}_{\text{пр}} = E_{\text{пр}}/U_{\text{вх}N}$.

Из рис. 15 следует, что $\bar{U}_y = \gamma$, а $\bar{U}_{y \text{ max}} = \gamma_{\text{max}}$, следовательно: $U_{y \text{ max}} = \bar{U}_{y \text{ max}} U_{\text{оп max}}$.

Величина $U_{\text{оп max}}$ выбирается при разработке системы управления. Наиболее приемлемые значения $U_{\text{оп max}} = 5$ или 10 В.

Если принято $U_{\text{оп max}} = 5$ В, то $U_{y \text{ max}} = 5 \bar{U}_{y \text{ max}} = 5 \gamma_{\text{max}}$ В.

Определив величину $U_{y \text{ max}}$ и величину $E_{\text{пр}}$, можно определить коэффициент усиления преобразователя $k_{\text{пр}}$:

$$k_{\text{пр}} = E_{\text{пр}}/U_{y \text{ max}}. \quad (18)$$

Далее определяем общий коэффициент усиления системы K при реализации обратной связи по напряжению нагрузки.

Структурная схема этой системы приведена на рис. 18.

Соотношения между параметрами схемы

$$U_{\delta} = U_3 - U_{\text{осн}}; \quad (19)$$

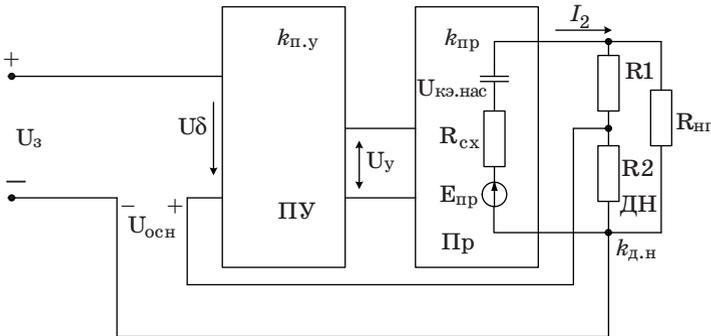


Рис. 18. Структурная схема замкнутой системы ОППН:

ПУ – предварительный усилитель; Пр – преобразователь вместе с системой управления; ДН – датчик напряжения; $U_{\delta} = U_3 - U_{\text{осн}}$ – напряжение рассогласования; U_3 – напряжение задания;

$U_{\text{осн}}$ – напряжение обратной связи; U_y – напряжение управления на входе преобразователя; $k_{\text{п,у}}$ – коэффициент усиления предварительного усилителя; $k_{\text{пр}}$ – коэффициент усиления преобразователя;

$k_{\text{д,н}}$ – коэффициент передачи датчика напряжения;

$E_{\text{пр}}$ – ЭДС на выходе преобразователя; $R_{\text{сх}}$ – активное сопротивление элементов схемы, по которым протекает ток нагрузки

$$U_{\text{осн}} = k_{\text{д.н}} U_{\text{нг}}; \quad (20)$$

$$U_{\text{у}} = k_{\text{п.у}} U_{\delta}; \quad (21)$$

$$E_{\text{пр}} = k_{\text{пр}} U_{\text{у}}; \quad (22)$$

$$E_{\text{пр}} = U_{\text{нг}N} + I_{\text{нг}N} R_{\text{сх}} + \Delta U_{\text{кэ.нас}} = U_{\text{нг}N} + \Delta U_{\text{нг.р}}, \quad (23)$$

где $\Delta U_{\text{нг.р}} = I_{\text{нг}N} R_{\text{сх}} + \Delta U_{\text{кэ.нас}}$ – падение напряжения на элементах схемы при разомкнутой системе.

Решая уравнения (19) – (23), получим:

$$(U_{\text{з}} - k_{\text{д.н}} U_{\text{нг}N}) k_{\text{п.у}} k_{\text{пр}} = U_{\text{нг}N} + \Delta U_{\text{нг.р}};$$

$$U_{\text{нг}N} (1 + k_{\text{п.у}} k_{\text{д.н}} k_{\text{пр}}) = k_{\text{п.у}} k_{\text{пр}} U_{\text{з}} + \Delta U_{\text{нг.р}};$$

$$U_{\text{нг}N} = ((k_{\text{п.у}} k_{\text{пр}}) U_{\text{з}} / (1 + K)) - \Delta U_{\text{нг.р}} / (1 + K), \quad (24)$$

где $((k_{\text{п.у}} k_{\text{пр}}) U_{\text{з}} / (1 + K)) = U_{\text{п0}}$ – напряжение холостого хода преобразователя при замкнутой системе;

$\Delta U_{\text{нг.р}} / (1 + K) = \Delta U_{\text{нг.з}}$ – отклонение напряжения нагрузки при замкнутой системе.

Величина K определяется из соотношения

$$\Delta U_{\text{нг.р}} / \Delta U_{\text{нг.з}} = K + 1; \quad (25)$$

$$K = (\Delta U_{\text{нг.р}} / \Delta U_{\text{нг.з}}) - 1 = k_{\text{п.у}} k_{\text{д.н}} k_{\text{пр}}. \quad (26)$$

Далее необходимо определить значение коэффициентов $k_{\text{п.у}}$ и $k_{\text{д.н}}$. Поскольку неизвестны значения двух коэффициентов, необходимо еще одно уравнение в дополнение к уравнению

$$k_{\text{п.у}} k_{\text{д.н}} k_{\text{пр}} = K.$$

Это уравнение можно вывести из вышеприведенных уравнений:

$$k_{\text{п.у}} = U_{\text{у}} / U_{\delta} = U_{\text{у max}} / (U_{\text{з}} - k_{\text{д.н}} U_{\text{нг}N}). \quad (27)$$

Приняв $U_{\text{з}} = 5 \text{ В}$ и зная значения $U_{\text{у max}}$ и $U_{\text{нг}N}$, можно рассчитать $k_{\text{п.у}}$ и $k_{\text{д.н}}$. Для проверки правильности выполненных расчетов необходимо рассчитать значение $U_{\text{нг}N}$ по формуле (24).

1.5. Пример расчета ОПН I, работающего в режиме стабилизации выходного напряжения

Исходные данные, необходимые для расчета [1]:

– параметры выходной сети:

- напряжение нагрузки $U_{\text{нг}N} = 16 \text{ В}$;
- ток нагрузки $I_{\text{нг}N} = 10 \text{ А} = \text{const}$;

- допустимые отклонения напряжения нагрузки $\pm \Delta U_{\text{нг}\%} = \pm 0,12 \%$;
- требуемый коэффициент пульсаций напряжения нагрузки $k_{\text{п}2} = 0,05$;
- параметры входной сети:
 - напряжение входной сети $U_{\text{вх}} = 30 \text{ В}$;
 - отклонение напряжения входной сети $\pm \Delta U_{\text{вх}\%} = \pm 10 \%$;
 - температура окружающей среды $\Theta_{\text{ср}} = 35 \text{ }^\circ\text{С}$.

ОППН I должен иметь входной фильтр для подавления пульсаций входного тока.

Требуемый уровень подавления пульсаций входного тока

$$I_{\text{вх.п}}/I_{\text{вх0}} = 0,05,$$

где $I_{\text{вх.п}}$ – амплитуда первой гармоники переменной составляющей входного тока ОППН I; $I_{\text{вх0}}$ – среднее значение входного тока при номинальном режиме работы ОППН I.

Принципиальная электрическая схема силовой схемы проектируемого однотактного преобразователя приведена на рис. 10, а временные диаграммы, поясняющие работу этого преобразователя, – на рис. 11.

Расчет загрузки элементов схемы и их выбор

Определим в первом приближении минимальное, максимальное и номинальное значения коэффициента скважности γ_{min} , γ_{max} , γ_N соответственно с учетом падения напряжения на элементах схемы и отклонений входного напряжения:

$$\gamma_{\text{max}} = (U_{\text{нг}N} + \Delta U_{RL2}) / (U_{\text{вх min}} - \Delta U_{RL1} - \Delta U_{\text{кэ.нас}}); \quad (28)$$

$$\gamma_{\text{min}} = (U_{\text{нг}N} + \Delta U_{RL2}) / (U_{\text{вх max}} - \Delta U_{RL1} - \Delta U_{\text{кэ.нас}}); \quad (29)$$

$$\gamma_N = (U_{\text{нг}N} + \Delta U_{RL2}) / (U_{\text{вх}N} - \Delta U_{RL1} - \Delta U_{\text{кэ.нас}}). \quad (30)$$

Поскольку дроссели фильтров и транзистор еще не выбраны, примем падение напряжения на активных сопротивлениях обмоток дросселей L1 и L2, ΔU_{RL1} и ΔU_{RL2} , исходя из общепринятых рекомендаций [1]:

$$\Delta U_{RL1} = (0,01 - 0,04)U_{\text{вх}N}, \text{ принимаем } \Delta U_{RL1} = 0,02U_{\text{вх}N};$$

$$\Delta U_{RL2} = (0,01 - 0,04)U_{\text{нг}N}, \text{ принимаем } \Delta U_{RL2} = 0,02U_{\text{нг}N},$$

а $\Delta U_{\text{кэ.нас}}$ примем равным 2 В.

$$\gamma_N = (16 + 0,02 \cdot 16) / (30 - 0,02 \cdot 30 - 2) = 0,595.$$

$$\gamma_{\max} = (16 + 0,02 \cdot 16)/(30 - 0,1 \cdot 30 - 0,02 \cdot 30 - 2) = 0,663.$$

$$\gamma_{\min} = (16 + 0,02 \cdot 16)/(30 + 0,1 \cdot 30 - 0,02 \cdot 30 - 2) = 0,537.$$

Определим значения коэффициента пульсаций $k_{\text{п1}}$ на входе фильтра L_2 - C_2 при значениях скважности:

– при $\gamma_{\min} = 0,537$ и $\gamma_{\max} = 0,663$

$$k_{\text{п1}} = [2/(\pi\gamma)]\sin(180^\circ\gamma);$$

– при $\gamma = \gamma_{\min} = 0,537$

$$k_{\text{п1}} = [2/(\pi \cdot 0,537)]\sin(180^\circ \cdot 0,537) = 1,178;$$

– при $\gamma = \gamma_{\max} = 0,663$

$$k_{\text{п1}} = [2/(\pi \cdot 0,663)]\sin(180^\circ \cdot 0,663) = 0,837.$$

Следовательно, расчет параметров фильтра следует вести для режима работы ОППН I при $\gamma = \gamma_{\min}$.

Определим величину индуктивности сглаживающего фильтра L_2 по формуле (8) с учетом рекомендации $L_2 > L_{\text{кр}}$:

$$L_{\text{кр}} = U_{\text{вх}}(1 - \gamma)/(2I_{\text{нр}}f) = [30 \cdot 0,537(1 - 0,537)]/(2 \cdot 10 \cdot 5000) =$$

$$= 74,6 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} = 74,6 \text{ мкГн}.$$

Рабочая частота переключения транзистора f_p выбирается исходя из условия минимизации массы и габаритов проектируемого ОППН I с учетом частотных характеристик транзисторов, которые могут быть применены при реализации проектируемого ОППН I.

При значениях $f_p = 1 - 5$ кГц возможно применение биполярных транзисторов, при значениях $f_p = 5 - 15$ кГц возможно применение транзисторов IGBT, а при $f_p = 15 - 100$ кГц следует применять полевые транзисторы (MOSFET).

При этом обязательно надо учитывать возможность выбранного транзистора на рассчитанные значения тока $I_{\text{к max}}$ и напряжения $U_{\text{кэ max}}$.

Примем $f_p = 5000$ кГц, тогда круговая частота пульсаций $\omega_{\text{п}} = 2\pi f_p = 31\,400 \text{ с}^{-1}$.

Поскольку величина индуктивности L_2 должна быть больше $L_{\text{кр}} = 74,6 \text{ мкГн}$, выбираем 3 высокочастотных дросселя Д13-20, рабочая частота которых составляет 100 кГц, индуктивность $L = 315 \text{ мкГн}$, активное сопротивление обмотки 0,15 Ом, ток подмагничивания 4 А (см. табл. 36).

Обмотки соединяем параллельно. Результирующая индуктивности в этом случае составит 105 мкГн, рабочий ток 12 А, активное сопротивление обмотки 0,05 Ом.

Определим величину максимального отклонения тока цепи нагрузки ΔI_{L2} :

$$\begin{aligned}\Delta I_{L2} &= I_{\max} - I_{\min} = (U_{\text{вх}} - U_{\text{нр}})\gamma_{\min}/(L_2 f) = \\ &= (30 - 16)0,537/(105 \cdot 10^{-6} \cdot 5000) = 14,32 \text{ А},\end{aligned}$$

а действующее значение этого тока

$$\Delta I_{L2 \text{ д.з}} = \Delta I_{L2} / \sqrt{12} = 14,32 / \sqrt{12} = 4,134 \text{ А}.$$

Интегральный параметр фильтра $L_2 C_2$ определим по формуле (14):

$$\begin{aligned}L_2 C_2 &= (1 - \gamma)/(8k_{\text{пт}} f^2) = (1 - 0,537)/(8 \cdot 0,05 \cdot 5000^2) = \\ &= 4,63 \cdot 10^{-8} \text{ Гн} \cdot \Phi.\end{aligned}$$

Требуемая величина емкости конденсатора C_2 с учетом рассчитанного выше произведения ($L_2 C_2$):

$$\begin{aligned}C_2 &= (L_2 C_2)/L_2 = (4,63 \cdot 10^{-8})/(105 \cdot 10^{-6}) = \\ &= 441 \cdot 10^{-6} \Phi = 441 \text{ мк}\Phi.\end{aligned}$$

С учетом рекомендаций подразд. 1.3 выбираем конденсатор типа В41607 (см. табл. 30), параметры которого:

- номинальное значение емкости $C_N = 800 \text{ мк}\Phi$;
- номинальное значение напряжения $U_{CN} = 63 \text{ В}$;
- допустимое максимальное значение тока переменной составляющей

$$I_{\text{прм макс}} = 9,6 \text{ А};$$

$$r_C = 26 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}.$$

Определим допустимое действующее значение переменной составляющей тока конденсатора:

$$I_{\text{прм д.з}} = 9,6 / \sqrt{2} = 6,8 \text{ А}.$$

Условие выбора конденсатора фильтра ($I_{\text{прм д.з}} > \Delta I_{L2 \text{ д.з}}$) выполнено.

Проведем проверку фильтра на резонанс. Необходимо, чтобы частота собственных колебаний фильтра $\omega_{\text{с.к}}$ была бы меньше половины частоты пульсаций напряжения $\omega_{\text{п}}$, т. е. $\omega_{\text{с.к}} < 1/2 \omega_{\text{п}}$:

$$\omega_{\text{с.к}} = 1/\sqrt{L_2 C_2} = 1/\sqrt{105 \cdot 10^{-6} \cdot 800 \cdot 10^{-6}} = 3450 \text{ с}^{-1};$$

$$\omega_{\text{п}} = 2\pi f_{\text{п}} = 6,28 \cdot 5000 = 31\,400 \text{ с}^{-1};$$

$$3450 \text{ с}^{-1} < 15\,700 \text{ с}^{-1}.$$

Условие отсутствия резонанса выполнено.

Определим величину падения напряжения на внутреннем активном сопротивлении конденсатора от переменной составляющей тока ΔI_L

$$\Delta U_{C2 \text{ прм}} = \Delta I_L r_C = 14,32 \cdot 26 \cdot 10^{-3} = 372 \cdot 10^{-3} \text{ В},$$

а полный размах пульсации выходного напряжения на полном сопротивлении конденсатора

$$U_{\text{п}2} = \Delta I_L \sqrt{x_{C2}^2 + r_C^2} = 14,32 \sqrt{1/(2\pi C f)^2 + r_C^2} = 0,673 \text{ В},$$

$\Delta U_{C2 \text{ прм}}$ меньше величины $U_{\text{п}2}$.

Амплитуда полуволны пульсаций напряжения $U_{\text{п}2}/2 = 0,336 \text{ В}$. Коэффициент пульсации напряжения нагрузки $k_{\text{п}2}$ определяется отношением $U_{\text{п}2}/2$ к среднему значению напряжения нагрузки, т. е.

$$k_{\text{п}2} = U_{\text{п}2}/(2U_{\text{н}2}) = 0,673/32 = 0,02.$$

Заданием на проект величина $k_{\text{п}2}$ определена равной 0,05. Величина коэффициента пульсации рассчитанного фильтра меньше требуемой величины $k_{\text{п}2}$. Следовательно, фильтр полностью удовлетворяет требованию задания по ограничению пульсаций выходного напряжения.

Определим загрузку транзистора VT по току и напряжению.

Максимальное значение тока коллектора $I_{\text{к max}}$ определим по формуле

$$I_{\text{к max}} = I_2 + (t_{\text{и}} U_{L \text{ и}})/(2L_2), \quad (31)$$

где $I_2 = 10 \text{ А}$ – среднее значение тока нагрузки;

$t_{\text{и}}$ – длительность импульса тока;

$U_{L \text{ и}}$ – напряжение на дросселе L_2 на интервале импульса;

L_2 – индуктивность дросселя L_2 .

Определим теперь загрузку транзистора по току по формуле (31)

$$I_{\text{к max}} = I_2 + (t_{\text{и}} U_{L \text{ и}})/(2L_2) =$$

$$= 10 + 0,663 \cdot 11,5/(5000 \cdot 2 \cdot 105 \cdot 10^{-6}) = 17,26 \text{ А},$$

где $U_{L \text{ и}} = U_{\text{вх}N} - U_{\text{н}N} - \Delta U_{\text{кэ.нас}} - \Delta U_{RL1} = 30 - 16 - 2 - 10 \cdot 0,05 = 11,5 \text{ В}$,

$$t_{\text{и}} = \gamma_{\text{max}} T = 0,663/5000 \text{ с}.$$

Для расчета максимального (амплитудного) значения тока транзистора примем значение $\gamma = \gamma_{\max} = 0,663$, при котором амплитуда тока максимальна.

Напряжение на закрытом транзисторе $U_{кэ}$ и на закрытом диоде U_{VD} определяем по формуле (5):

$$U_{кэ} = U_{VD} = U_{вх} = 30 \text{ В.}$$

Выбираем транзистор с двойным запасом по току и напряжению, т. е. $I_{кN} = 2 \cdot 17,26 \geq 34,52 \text{ А}$, а $U_{кэ} \geq 60 \text{ В}$. Рабочая частота транзистора 5000 Гц .

Выбираем биполярный транзистор 2Т827А (см. табл. 25), номинальные значения параметров которого:

$$I_{к.и \max} = 40 \text{ А; } U_{кэN} = 100 \text{ В;}$$

$\Delta U_{кэ.нас} \leq 2 \text{ В}$; $t_{вкл} = 1,2 \text{ мкс}$, $t_{выкл} = 4,5 \text{ мкс}$, коэффициент передачи по току $h_{21Э} \geq 750$, максимальная рассеиваемая мощность $P_{\max} = 125 \text{ Вт}$, граничная частота $f_{гр} = 10 \text{ МГц}$, тепловое сопротивление $p-n$ -переход – корпус транзистора $R_{п.к} = 0,3 \text{ }^\circ\text{С/Вт}$.

Загрузка диода по току определяется по формуле (4):

$$I_{VD} = 10 \cdot (1 - \gamma_{\min}) = 10 \cdot (1 - 0,537) = 4,63 \text{ А.}$$

Выбираем диод с двойным запасом по току и напряжению, т. е. $I_{VDN} \geq 2 \cdot 4,63 = 9,26 \text{ А}$, а $U_{VD} \geq 60 \text{ В}$.

Выбираем быстродействующий диод SF164 (см. табл. 19), номинальные значения параметров которого:

$$U_{обр \max} = 200 \text{ В, } I_N = 16 \text{ А, } \Delta U_{в.пр} = 0,975 \text{ В, } t_{восст} = 35 \text{ нс.}$$

Расчет потерь мощности и КПД [1]

В этой схеме потери мощности выделяются на активном сопротивлении обмотки дросселя, $\Delta P_{др}$, на транзисторе, ΔP_{VT} , и на диоде, ΔP_{VD} .

При номинальном токе нагрузки и номинальном коэффициенте скважности, γ_N , потери мощности таковы.

Потери на активном сопротивлении обмотки дросселя, R_L , с учетом того, что $I_{др} = I_{нгN} = 10 \text{ А}$:

$$\Delta P_{др} = I_{др}^2 R_L = 10^2 \cdot 0,05 = 5 \text{ Вт.}$$

Потери на транзисторе имеют две составляющие – статические потери, $\Delta P_{VT \text{ ст}}$, и динамические, $\Delta P_{VT \text{ дин}}$:

$$\Delta P_{VT} = \Delta P_{VT \text{ ст}} + \Delta P_{VT \text{ дин}}.$$

Среднее значение тока, протекающего через транзистор, в соответствии с (3):

$$I_{к.ср} = I_{нг} N \gamma_{max} = 10 \cdot 0,669 = 6,69 \text{ А.}$$

$$\Delta P_{VT \text{ ст}} = \Delta U_{кэ,нас} I_{к.ср} = 2 \cdot 6,69 = 13,38 \text{ Вт;}$$

$$\begin{aligned} \Delta P_{VT \text{ дин}} &= U_{нг} I_{нг} N f_p (t_{вкл} + t_{выкл})/2 = \\ &= 16 \cdot 10 \cdot 5000 \cdot 5,7 \cdot 10^{-6}/2 = 2,28 \text{ Вт;} \end{aligned}$$

$$\Delta P_{VT} = \Delta P_{VT \text{ ст}} + \Delta P_{VT \text{ дин}} = 13,38 + 2,28 = 15,66 \text{ Вт.}$$

Потери мощности на диоде

$$\Delta P_{VD} = \Delta U_{в.пр} I_{VD} = 0,975 \cdot 4,63 = 4,51 \text{ Вт.}$$

Итак, суммарные потери мощности равны 25,17 Вт.

КПД преобразователя при номинальном режиме работы

$$\eta = P_{нг}/(P_{нг} + \Sigma \Delta P_{п}) = 16 \cdot 10/(160 + 25,17) = 0,864. \quad (32)$$

Расчет площади радиатора для транзистора

Определим площадь радиатора S_p , необходимого для отвода тепла, выделяемого транзистором при его работе:

$$S_p > 1000/(R_{p,c} \sigma_T), \quad (33)$$

где σ_T – коэффициент теплоотдачи от радиатора в окружающую среду;

$R_{p,c}$ – тепловое сопротивление радиатор – окружающая среда:

$$R_{p,c} \ll R_T - R_{п,к} - R_{к,р}; \quad (34)$$

R_T – суммарное тепловое сопротивление;

$R_{п,к} = 0,3 \text{ } ^\circ\text{C/Вт}$ – тепловое сопротивление p - n -переход – корпус транзистора (из справочных данных транзистора);

$R_{к,р} = 0,33 \text{ } ^\circ\text{C/Вт}$ – тепловое сопротивление корпус – радиатор;

$$R_T < (\Theta_{п,доп} - \Theta_{ср})/\Delta P_{VT}$$

$\Theta_{п,доп}$ – допустимая температура перехода транзистора;

$\Theta_{ср}$ – температура окружающей среды (указана в задании на проектирование);

$$R_T < (125 - 35)/15,66 = 5,93 \text{ } ^\circ\text{C/Вт;}$$

$$R_{p,c} \ll 5,94 - 0,3 - 0,33 = 5,31 \text{ } ^\circ\text{C/Вт;}$$

$$S_p > 1000/(5,31 \cdot 1,5) = 125,55 \text{ см}^2.$$

Площадь радиатора следует выбирать с запасом не менее чем в 1,5–2 раза. Форма пластинчатого радиатора показана на рис. 49.

Для приведенного здесь примера примем площадь радиатора равной 250 см^2 .

Статический расчет замкнутой системы ОППН I

Схема проектируемого ОППН I, работающего в режиме стабилизатора, приведена на рис. 14.

Статический расчет выполним по методике, изложенной в подразд. 1.4.

Исходные данные:

- номинальное напряжение нагрузки $U_{\text{нг}N} = 16 \text{ В}$;
- номинальный ток нагрузки $I_{\text{нг}N} = 10 \text{ А}$;
- напряжение источника питания $U_{\text{вх}} = 30 \text{ В}$;
- отклонение напряжения источника питания $\pm U_{\text{вх}\%} = \pm 10\%$;
- допустимое отклонение напряжения нагрузки

$$\pm \Delta U_{\text{нг}\%} = 0,12 \text{ \%};$$

$$\pm \Delta U_{\text{нг}} = [0,12/100] \cdot 16 = 0,0192 \text{ В}.$$

Регулировочная характеристика силовой схемы ОППН I $\bar{E}_{\text{п}} = f(\gamma)$ приведена на рис. 16.

Регулировочная характеристика схемы управления $\gamma = f(\bar{U}_{\text{y}})$ приведена на рис. 15.

Эквивалентное сопротивление схемы включает в себя только активное сопротивление обмотки дросселя $R_{\text{сх}} = R_L = 0,05 \text{ Ом}$.

Выполним статический расчет ОППН I, параметры которого приведены выше. Примем $U_{\text{оп max}} = 5 \text{ В}$; $U_3 = 5 \text{ В}$. Определим ЭДС преобразователя $E_{\text{пр}}$ с учетом активного сопротивления обмотки выбранного дросселя L_2 и падения напряжения на открытом транзисторе:

$$E_{\text{пр}} = U_{\text{нг}N} + I_{\text{нг}N} R_{\text{сх}} + \Delta U_{\text{кэ.нас}} = 16 + 10 \cdot 0,05 + 2 = 18,5 \text{ В}.$$

Определим максимальное значение коэффициента скважности с учетом параметров выбранных элементов:

$$\gamma_{\text{max}} = E_{\text{пр}} / (U_{\text{вх}N} - \Delta U_{\text{вх}} - \Delta U_{RL1}) = 18,5 / (30 - 0,1 \cdot 30 - 30 \cdot 0,02) = 0,7.$$

С учетом линейности регулировочной характеристики системы управления (см. рис. 15) можно записать

$$\bar{U}_{\text{y max}} = \gamma_{\text{max}} = 0,7.$$

Тогда

$$U_{\text{y max}} = \bar{U}_{\text{y max}} U_{\text{оп max}} = 0,7 \cdot 5 = 3,5 \text{ В}.$$

Коэффициент усиления силовой схемы преобразователя

$$k_{\text{пр}} = E_{\text{пр}}/U_{y \text{ max}} = 18,5/3,5 = 5,28.$$

Коэффициент усиления всей системы в целом, K :

$$K = (\Delta U_{\text{нг.р}}/\Delta U_{\text{нг.з}}) - 1 = (2,5/0,0192) - 1 = 129,2;$$

$$\Delta U_{\text{нг.р}} = I_{\text{нг.р}} R_{\text{сх}} + \Delta U_{\text{кэ.нас}} = 10 \cdot 0,05 + 2 = 2,5 \text{ В};$$

$$\Delta U_{\text{нг.з}} = 0,0012 \cdot 16 = 0,0192 \text{ В}.$$

Далее необходимо определить коэффициенты усиления предварительного усилителя $k_{\text{п.у}}$ и коэффициент передачи датчика напряжения $k_{\text{д.н}}$, посредством которого заводится обратная отрицательная связь по напряжению в систему управления. Поскольку неизвестных два, то необходимо иметь два уравнения. Первое уравнение получаем из соотношения для коэффициента K :

$$K = k_{\text{п.у}} k_{\text{д.н}} k_{\text{пр}} = 129,2;$$

$$k_{\text{п.у}} k_{\text{д.н}} = K/k_{\text{пр}} = 129,2/5,28 = 24,47.$$

Второе уравнение получим из расчетных соотношений (20)–(22), составленных с учетом связей параметров структурной схемы, приведенной на рис. 18:

$$k_{\text{п.у}} = U_{y \text{ max}}/(U_3 - k_{\text{д.н}} U_{\text{нг.н}}) = 3,5/(5 - 16k_{\text{д.н}}).$$

Решая два последних уравнения, получим

$$k_{\text{п.у}} = 79; k_{\text{д.н}} = 0,309.$$

Проведем проверку правильности расчета коэффициентов:

$$\begin{aligned} U_{\text{нг.н}} &= [(k_{\text{п.у}} k_{\text{пр}})/(1 + K)] U_3 - \Delta U_{\text{нг.р}}/(1 + K) = \\ &= ((79 \cdot 5,28)/130,2) \cdot 5 - 2,5/130,2 = 16 \text{ В}. \end{aligned}$$

$$U_{\text{нг.н}} = 16 \text{ В}.$$

Полученное значение $U_{\text{нг.н}}$ равно значению, указанному в задании на проектирование.

Таким образом, расчет коэффициентов проектируемой системы выполнен верно.

Расчет входного фильтра следует провести по методике, изложенной в разд. 7.

1.6. Оценка динамических показателей разомкнутой системы ОПН I при скачкообразном изменении нагрузки

В качестве показателей качества динамических характеристик силовой схемы ППН принимаются [2]:

- показатель перерегулирования σ ;
- длительность полувольты переходного процесса t_{Π} .

Эти показатели определяем по следующим соотношениям:

$$\sigma = \left\{ \sqrt{\left[(L_{\Phi} / C_{\Phi}) (I_{\text{нг} N} - I_{\text{нг} \min}) \right] e^{-(\pi\alpha)/(2\omega)}} \right\} / U_{\text{нг} N}, \quad (35)$$

где

$$\alpha = 0,5 [R_{\text{сх}}/L_{\Phi} - I_{\text{нг} \min}/(U_{\text{вх} N} C_{\Phi})]; \quad (36)$$

$$\omega_{\text{с.к}} = 1/\sqrt{L_{\Phi} C_{\Phi}}; \quad (37)$$

$(I_{\text{нг} N} - I_{\text{нг} \min})$ – скачок тока нагрузки, на который и производится оценка динамических показателей.

Длительность полувольты переходного процесса

$$t_{\Pi} \approx \pi/\omega_{\text{с.к}}. \quad (38)$$

Оценим динамические показатели ОПН I, расчет которого выполнен выше.

Рассчитанные ранее параметры:

$$L_{\Phi} = 105 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}, \quad C_{\Phi} = 800 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}, \quad I_{\text{нг} N} = 10 \text{ А}, \quad R_{\text{сх}} = 0,05 \text{ Ом}.$$

Зададимся величиной

$$I_{\text{нг} \min} = 0,2 I_{\text{нг} N}.$$

Частота собственных колебаний сглаживающего фильтра определена выше: $\omega_{\text{с.к}} = 3450 \text{ с}^{-1}$.

Следовательно:

$$t_{\Pi} \approx \pi/\omega_{\text{с.к}} = 3,14/3450 = 9,1 \cdot 10^{-4} \text{ с}.$$

$$\alpha = 0,5(R_{\text{сх}}/L_{\Phi} - I_{\text{нг} \min}/(U_{\text{вх} N} C_{\Phi})) = 0,5(476 - 83,33) = 196.$$

$$\begin{aligned} \sigma &= \left\{ \sqrt{\left[(L_{\Phi} / C_{\Phi}) (I_{\text{нг} N} - I_{\text{нг} \min}) \right] e^{-(\pi\alpha)/(2\omega)}} \right\} / U_{\text{нг} N} = \\ &= \left\{ \sqrt{2,545 e^{-0,228}} \right\} / 16 = 0,0586 \approx 0,06. \end{aligned}$$

Таким образом, перерегулирование не превышает 6%, а длительность полувольты переходного процесса менее 1 мс.

Вопросы для самоконтроля

1. Напишите соотношения для расчета:
 - коэффициента скважности;
 - напряжения нагрузки;
 - среднего значения тока нагрузки;
 - максимального значения коллекторного тока транзистора;
 - максимального значения напряжения на закрытом транзисторе и диоде.
2. По каким параметрам следует выбирать транзистор?
3. По каким параметрам следует выбирать диод?
4. Как рассчитать требуемую величину индуктивности дросселя фильтра?
5. Как рассчитать требуемую величину емкости конденсатора фильтра?
6. Как рассчитать потери мощности ОППН I?
7. Как рассчитать площадь радиатора для отвода тепла от транзистора?
8. В чем заключается основная задача статического расчета ОППН I?
9. По каким параметрам можно оценить динамические свойства ОППН I?

1.7. Модификации ОППН I с промежуточным отводом у обмотки дросселя

Кроме основной схемы (см. рис. 2, *a*) известны модификации ОППН I [5], характеризующиеся наличием отвода у обмотки дросселя, к которому подключается либо диод (рис. 19), либо регулирующий ключ *K*. Последний случай можно считать вариантом схемы, приведенной на рис. 19, при $W_{23} > W_{12}$.

Регулировочную характеристику для схемы рис. 19 при идеальных элементах можно получить из соотношения

$$(U_{\text{вх}} - U_{\text{нг}})t_{\text{и}}/W_{13} = U_{\text{нг}}t_{\text{п}}/W_{23},$$

откуда

$$U_{\text{нг}} = U_{\text{вх}} k_{\text{тр}} \gamma / [1 - (1 - k_{\text{тр}}) \gamma],$$

где $k_{\text{тр}} = W_{23}/W_{13}$ – коэффициент трансформации обмоток дросселя.

Последнее выражение справедливо и при подключении к отводу дросселя регулирующего ключа, а диода *VD* к точке 1, в этом случае $k_{\text{тр}} > 1$. Регулировочные характеристики для этих двух случаев

показаны на рис. 12 штрихпунктирными линиями 4 (при $k_{тр} < 1$) и 5 (при $k_{тр} > 1$). Включение шунтирующего диода к отпайкам дросселя позволяет расширить возможности использования регуляторов напряжения с точки зрения не только получения желаемых регулировочных характеристик, но и некоторого перераспределения токов и напряжения на регулирующем ключе и шунтирующем диоде. Однако трудность получения хорошей магнитной связи между секциями обмоток дросселя и связанное с этим явление перекрытия времени работы регулирующего ключа и шунтирующего диода, а также ухудшение регулировочной и внешней характеристик привели к тому, что такие модификации ОППН I не получили столь широкого использования, как простейшая базовая схема.

ОППН I с магнитно-связанным сглаживающим фильтром.

Радикальным способом уменьшения пульсаций выходного напряжения является использование регуляторов с магнитно-связанным сглаживающим фильтром (рис. 20). Работа такого преобразователя практически ничем не отличается от работы простейшего ОППН I. Однако введение на дросселе дополнительной обмотки W_2 , магнитно-связанной с W_1 и образующей совместно с конденсатором C_2 дополнительную ветвь, существенно влияет на пульсации выходного напряжения. За счет выбора определенного коэффициента трансформации и степени магнитной связи между обмотками W_1 и W_2 можно всю переменную составляющую тока направить по ветви $W_2 - C_2$, сведя при этом переменную составляющую тока в обмотке W_1 к нулю. Приняв, что суммарный ток в обмотках W_1 и W_2

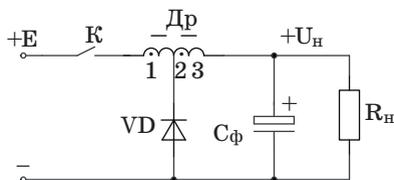


Рис. 19. Модификация ОППН I с отводом на обмотке дросселя

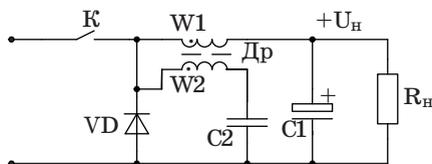


Рис. 20. Схема ОППН I с магнитно-связанным фильтром

изменяется на каждом из интервалов $t_{\text{и}}$, $t_{\text{п}}$ по линейному закону, разложим переменную составляющую этого тока в ряд Фурье для режима полной компенсации пульсаций выходного напряжения:

$$\Delta i = \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{2E \sin \pi \gamma}{\pi m \omega_1 L_{11}} \right) \sin m \omega_1 t,$$

где $L_{11} = L_{s1} + L_{\mu}$ – полная индуктивность обмотки W_1 , равная сумме индуктивности рассеяния L_{s1} и индуктивности связи L_{μ} ; m – номер гармоники.

Если вся переменная составляющая тока протекает через C_2 , переменная составляющая напряжения на этом конденсаторе равна

$$\Delta U_{C2} = \frac{1}{C_2} \int \Delta i dt = \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{-2E \sin \pi \gamma}{\pi m^2 \omega_1^2 L_{11} C_2} \right) \cos m \omega_1 t.$$

Составим уравнения для напряжений, приложенных к обмоткам W_1 и W_2 :

$$u = L_{11} \frac{di_1}{dt} + L_{\mu} \frac{di_2}{dt};$$

$$u + \Delta u_{C2} = L_{\mu} \frac{di_1}{dt} + L_{22} \frac{di_2}{dt},$$

где $u = U_{\text{вх}} - U_{\text{нГ}}$ на интервале импульса ($0 \leq t \leq t_{\text{и}}$);

$u = -U_{\text{нГ}}$ на интервале паузы ($t_{\text{и}} \leq t \leq T$);

$L_{22} = L_{s2} + L_{\mu}$ – полная индуктивность обмотки W_2 , а L_{s2} – индуктивность рассеяния, при этом принято, что число витков $W_2 \approx W_1$.

Отсюда находим

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{u(1 - L_{22} / L_{\mu}) + \Delta u_{C2}}{L_{\mu} - L_{11} L_{22} / L_{\mu}}.$$

Следовательно, пульсации тока в обмотке W_1 дросселя обусловлены приложенным к этой обмотке напряжением (первое слагаемое в числителе) и пульсациями напряжения на конденсаторе C_2 (второе слагаемое). С учетом этого пульсации напряжения на нагрузке можно представить в виде суммы двух составляющих:

$$\Delta u_{C1} = \Delta u'_{C1} + \Delta u''_{C1}.$$

Первая составляющая определяется вышеприведенным соотношением для пульсаций выходного напряжения ОППН I при учете

в этом соотношении эффективного значения индуктивности обмотки W_1 с учетом магнитной связи с обмоткой W_2 :

$$\Delta u'_{C1} = \frac{U_{\text{вх}} \gamma (1 - \gamma) (1 - K_c / k_{\text{тр}})}{8f^2 L_{11} C_1 (1 - K_c^2)},$$

где $K_c = L_\mu / \sqrt{L_{11} L_{22}}$ – коэффициент связи между обмотками;

$k_{\text{тр}} = \sqrt{L_{11} / L_{22}}$ – коэффициент трансформации дросселя.

Эта составляющая пульсаций напряжения может быть легко скомпенсирована при выполнении условия $K_c = k_{\text{тр}}$ либо может иметь любой знак при отклонении от этого условия.

Вторая составляющая пульсаций напряжения $\Delta u''_{C1}$ может быть найдена путем интегрирования второго слагаемого в формуле для di_1/dt с учетом выражения для Δu_{C2} . При этом получим

$$\Delta i_1'' = \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{2E \sin \pi \gamma}{\pi m^3 \omega_1^3 L_{11} C_2 L_\mu (1 - 1/K_c^2)} \right) \sin m \omega_1 t$$

и, следовательно,

$$\Delta u''_{C1} = \frac{1}{C_1} \int \Delta i_1'' dt = \sum_{m=1}^{\infty} \left(\frac{2E \sin \pi \gamma \cos m \omega_1 t}{\pi m^4 \omega_1^4 L_{11} L_\mu (1 - 1/K_c^2) C_1 C_2} \right).$$

Тогда пульсации напряжения «от пика до пика»

$$\Delta u''_{C1} = \frac{4E \sin \pi \gamma}{\pi \omega_1^4 L_{11} L_\mu (1 - 1/K_c^2) C_1 C_2}.$$

Поскольку $\Delta u''_{C1}$ всегда отрицательно, а $\Delta u'_{C1}$ может принимать любой знак, возможна их компенсация. Положив $\Delta u'_{C1} = 0$, найдем условие такой компенсации

$$(\sin \pi \gamma) / [\gamma (1 - \gamma) (1 / (K_c k_{\text{тр}}) - 1 / K_c^2)] = 0,5 \pi^5 f^2 L_\mu C_2.$$

Видно, что полную компенсацию пульсаций выходного напряжения во всем диапазоне регулирования получить невозможно. Осуществляя полную компенсацию в наихудшей точке регулирования $\gamma = 0,5$, нетрудно найти, что отклонения от полной компенсации в крайних точках диапазона регулирования не превышают 10%. Естественно, полную компенсацию можно осуществить в любой другой точке γ .

Для реализации условия компенсации необходимо иметь возможность изменять $k_{\text{тр}}$ и K_c . Подстройка $k_{\text{тр}}$ легко осуществляется

небольшим изменением числа витков одной из обмоток, а изменение K_c – например включением небольшой индуктивности последовательно с обмоткой W_1 . Рассмотренный вариант магнитно-связанного фильтра не является единственным, возможны и другие пути его реализации [5].

Вопросы для самоконтроля

1. В чем заключается особенность работы ОППН I с отводом на обмотке дросселя?
2. Укажите недостатки ОППН I с отводом на обмотке дросселя.
3. Укажите достоинства ОППН I с магнитно-связанным сглаживающим фильтром.

1.8. Характеристики регулятора ОППН II

Схема регулятора ОППН II показана на рис. 21, *a*, временные диаграммы, поясняющие работу этой схемы, – на рис. 21, *б–д*.

При включении транзистора VT на интервале $0 < t < t_{и}$ индуктивность L подключается непосредственно к источнику питания.

Ток в индуктивности i_L начинает линейно нарастать, пока из схемы управления не поступит сигнал на запирающие транзистора VT .

После запирающего транзистора VT на интервале $t_{и} < t < T$ избыточная энергия, накопленная в дросселе L , через открытый диод VD поступает в нагрузку, подзаряжая конденсатор фильтра C .

При включении регулирующего транзистора VT через него начинает протекать ток дросселя. На этом интервале времени диод находится под обратным напряжением, равным $U_{нт}$. Энергия, потребляемая от источника входного напряжения, идет на увеличение накопленной энергии в дросселе, а энергия в нагрузку передается от ранее заряженного конденсатора C_2 , через который протекает весь ток нагрузки.

При размыкании транзистора VT ток дросселя переключается на диод, а на регулирующем ключе действует напряжение $U_{нт}$. Энергия, потребляемая от источника входного напряжения на этом интервале времени, идет в нагрузку и на дозаряд конденсатора фильтра. Ток конденсатора фильтра равен разности тока дросселя и нагрузки. В отличие от ОППН I, в ОППН II сглаживание пульсаций выходного напряжения выполняет только конденсатор фильтра [5].

Режим непрерывного тока. Будем считать, что все ранее принятые допущения справедливы и для ОППН II. Тогда на интервалах замкнутого и разомкнутого состояний транзистора ток через обмотку

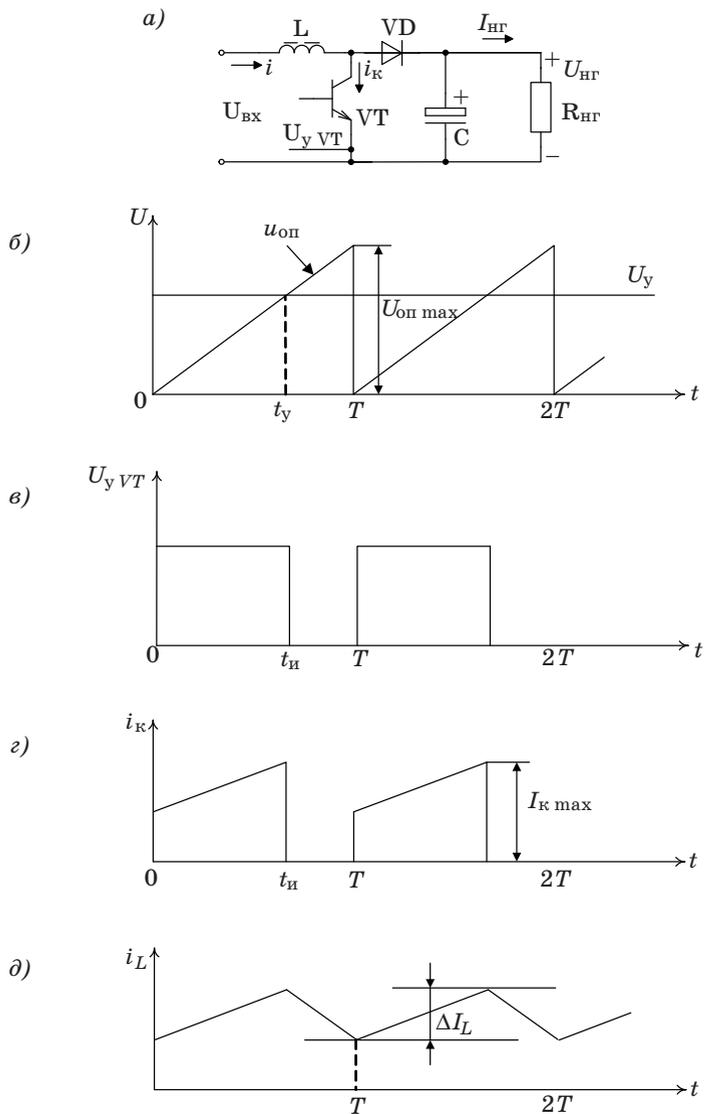


Рис. 21. Схема ОПНН II (а) и временные диаграммы, поясняющие его работу (б – д): $u_{оп}$, u_y – напряжение опорного сигнала и напряжение управления; $u_{y VT}$ – напряжение управления транзистора VT ; i_K – ток коллектора (стока) транзистора VT ; i_L – ток, протекающий через дроссель L

дросселя, а следовательно, и ток через транзистор и через диод изменяются по линейному закону [5]:

– при $0 < t < t_{\text{и}}$ ток

$$i_1(t) = I_{\text{min}} + U_{\text{вх}}t/L;$$

– при $t_{\text{и}} < t < t_{\text{п}}$ ток

$$i_2(t) = I_{\text{max}} + (U_{\text{вх}} - U_{\text{нг}})t/L.$$

Подставив значения $i_1(t_{\text{и}}) = I_{\text{max}}$ и $i_2(t_{\text{п}}) = I_{\text{min}}$, получим из этих двух соотношений регулировочную характеристику ОППН II (рис. 22), которая в относительных единицах имеет вид

$$U_{\text{нг}}/U_{\text{вх}} = 1/(1 - \gamma) = \bar{U}_{\text{нг}}.$$

Определим минимальное и максимальное значения тока дросселя. С этой целью приравняем энергию, запасенную в дросселе за время $t_{\text{и}}$, и энергию, отданную источником питания за период T :

$$\int_0^{t_{\text{и}}} U_{\text{вх}} i_1(t) dt = (U_{\text{нг}} - U_{\text{вх}}) I_{\text{нг}} T.$$

Отсюда

$$I_{\text{min}} = [I_{\text{нг}}/(1 - \gamma)] - U_{\text{вх}}\gamma/(2Lf);$$

$$I_{\text{max}} = [I_{\text{нг}}/(1 - \gamma)] + U_{\text{вх}}\gamma/(2Lf). \quad (39)$$

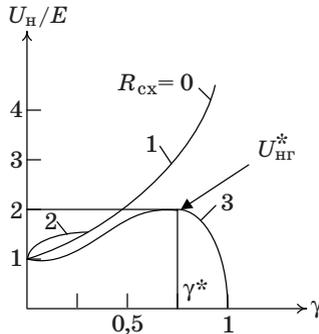


Рис. 22. Регулировочные характеристики ОППН II:

1 – в режиме непрерывного тока для идеальных элементов;

2 – в режиме прерывистого тока;

3 – для реального регулятора в режиме непрерывного тока

Среднее значение тока через дроссель

$$I_{\text{др}} = (I_{\text{min}} + I_{\text{max}}) / 2 = I_{\text{нг}} / (1 - \gamma). \quad (40)$$

Среднее значение тока через транзистор

$$I_{\text{ср } VT} = I_{\text{нг}} \gamma / (1 - \gamma) = I_{\text{др}} \gamma. \quad (41)$$

Среднее значение тока через диод

$$I_{\text{ср } VD} = I_{\text{нг}}.$$

Среднее значение тока через дроссель

$$I_{\text{др}} = I_{\text{ср } VT} + I_{\text{ср } VD} = I_{\text{нг}} / (1 - \gamma). \quad (42)$$

Напряжение на транзисторе в разомкнутом состоянии и обратное напряжение на диоде определяются соотношением

$$U_{VT} = U_{VD} = U_{\text{нг}} = U_{\text{вх}} / (1 - \gamma). \quad (43)$$

Расчетная мощность транзистора

$$P_{\text{к}} = I_{\text{к max}} U_{\text{к max}} = I_{\text{нг}} U_{\text{нг}} / (1 - \gamma) = P_{\text{нг}} / (1 - \gamma). \quad (44)$$

Следовательно, использование транзистора в схеме ОППН II по мощности при $\gamma \rightarrow 1$ ухудшается [2].

Найдем критические значения тока нагрузки и индуктивности дросселя, при которых еще поддерживается режим непрерывного тока. Подставив в (39) $I_{\text{min}} = 0$, получим

$$I_{\text{нг.кр}} = [U_{\text{вх}} \gamma (1 - \gamma)] / (2Lf), \quad (45)$$

а критическое значение индуктивности

$$L_{\text{кр}} = [U_{\text{вх}} \gamma (1 - \gamma)] / (2I_{\text{нг}} f). \quad (46)$$

Режим прерывистого тока дросселя [5]. Если $I_{\text{нг}} < I_{\text{нг.кр}}$ при заданной индуктивности дросселя либо $L < L_{\text{кр}}$ при заданном $I_{\text{нг}}$, то ОППН II переходит в режим прерывистого тока в дросселе. Для определения регулировочной характеристики в этом режиме примем $I_{\text{min}} = 0$. Обозначим время проводящего состояния диода через t'_{II} и, полагая, что к концу работы шунтирующего диода в режиме прерывистого тока в дросселе $i_2(t'_{\text{II}}) = 0$, найдем время проводящего состояния диода

$$t'_{\text{II}} = U_{\text{вх}} t_{\text{и}} / (U_{\text{нг}} - U_{\text{вх}}). \quad (47)$$

Среднее значение тока в нагрузке $I_{\text{нг}}$ в режиме прерывистого тока, как и ранее, есть среднее значение тока через диод I_{VD} :

$$I_{\text{нг}} = \frac{1}{T} \int_0^{t'_n} i_2(t) dt.$$

После умножения обеих частей равенства на $R_{\text{нг}}$ и преобразований получим регулировочную характеристику в режиме прерывистого тока

$$U_{\text{нг}}/U_{\text{вх}} = 0,5 + \sqrt{0,25 + \gamma^2 R_{\text{сх}} / (2L_{\phi} f)}. \quad (48)$$

Регулировочная характеристика в режиме прерывистого тока изображена на рис. 22 линией 2. Соотношение (48) можно преобразовать к виду

$$U_{\text{нг}}/U_{\text{вх}} = 1 + \gamma^2 U_{\text{вх}} / (2L_{\phi} f I_{\text{нг}}). \quad (49)$$

Это выражение, по существу, описывает внешнюю характеристику идеального ОППН II в относительных единицах в режиме прерывистого тока.

Внешние характеристики при различных γ показаны на рис. 23 сплошными линиями в области 1.

Граничная линия 3 на рис. 23 построена по формуле (45) для $I_{\text{нг.кр}}$.

Внешние характеристики преобразователя в режиме непрерывного тока. Для определения внешней характеристики реального ОППН II в режиме непрерывного тока воспользуемся равенством вольт-секундных площадей, действующих на обмотке дросселя на соответствующих временных интервалах, при учете конечного сопротивления r обмотки [3]:

$$(U_{\text{вх}} - I_{\text{др}} R_{\text{сх}}) t_{\text{и}} = (U_{\text{нг}} - U_{\text{вх}} + I_{\text{др}} R_{\text{сх}}) t_{\text{п}},$$

откуда с учетом $I_{\text{др}} = I_{\text{нг}}(1 - \gamma)$ получим внешнюю характеристику в относительных единицах в виде

$$U_{\text{нг}}/U_{\text{вх}} = \frac{1}{1 - \gamma} - \frac{I_{\text{нг}} R_{\text{сх}}}{(1 - \gamma)^2 U_{\text{вх}}}. \quad (50)$$

Для рассматриваемой схемы сопротивление $R_{\text{сх}} = r$ (r – активное сопротивление обмотки дросселя).

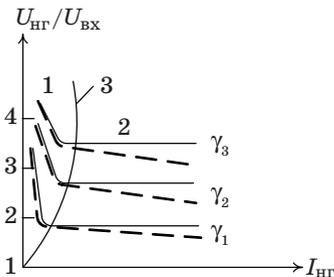


Рис. 23. Внешние характеристики ОППН II при различных γ для режимов прерывистого (область 1) и непрерывного (область 2) токов

Внешние характеристики в режиме непрерывного тока при различных γ показаны на рис. 23 штриховыми линиями в области 2. Выходное сопротивление ОПН II

$$R_{\text{вых}} = -\Delta U_{\text{нг}}/\Delta I_{\text{нг}} = R_{\text{сх}}/(1 - \gamma)^2.$$

Заменив $I_{\text{нг}} = U_{\text{нг}}/R_{\text{нг}}$, запишем внешнюю характеристику в другой форме

$$U_{\text{нг}}/U_{\text{вх}} = (1 - \gamma)/[(1 - \gamma)^2 + R_{\text{сх}}/R_{\text{нг}}]. \quad (51)$$

Дифференцируя это выражение по γ , находим значение γ^* , при котором характеристика имеет максимум:

$$\gamma^* = 1 - \sqrt{R_{\text{сх}}/R_{\text{нг}}}. \quad (52)$$

При этом выходное напряжение достигает своего максимального значения, относительная величина которого

$$U_{\text{нг}}^* \text{ max}/U_{\text{вх}} = 0,5\sqrt{R_{\text{нг}}/R_{\text{сх}}}. \quad (53)$$

Таким образом, учет конечного сопротивления обмотки дросселя показывает, что в режиме непрерывного тока внешняя характеристика зависит как от $I_{\text{нг}}$, так и в сильной степени от γ , а уровень выходного напряжения не может превысить некоторого максимального значения и становится тем меньше, чем больше отношение $R_{\text{сх}}/R_{\text{нг}}$ [5].

Регулировочная характеристика при $R_{\text{сх}} = 0,625R_{\text{нг}}$ показана на рис. 22 линией 3.

Пульсации выходного напряжения

Из принципа работы ОПН II следует, что на интервале включенного состояния транзистора ($t_{\text{и}}$) нагрузка питается от заряженного конденсатора C . Поскольку заряд, отбираемый от конденсатора фильтра за время включенного состояния транзистора $\Delta Q = I_{\text{нг}}\gamma/f$, а пульсации напряжения на конденсаторе C_2 равны $\Delta U_{C_2} = \Delta Q/C_2$, то можно определить пульсации напряжения на конденсаторе, равные пульсациям напряжения на нагрузке:

$$\Delta U_{C_2} = I_{\text{нг}}\gamma/(fC_2). \quad (54)$$

Из формулы (54) легко определить требуемую величину емкости фильтра C при известных значениях тока нагрузки $I_{\text{нг}}$, коэффициента скважности γ и требуемой по техническому заданию величины напряжения пульсаций $U_{\text{п}}$:

$$C_2 = I_{\text{нг}}\gamma/(fU_{\text{п}}),$$

где $U_{\text{п}} = k_{\text{п2}}U_{\text{нг}}$.

Как уже было сказано, наличие у электролитических конденсаторов паразитных активной и индуктивной составляющих внутреннего сопротивления может вызвать значительные пульсации выходного напряжения, причем влияние этих составляющих из-за импульсного характера тока через конденсатор в ОПН II сильнее, чем в ОПН I [4].

1.9. Пример расчета ОПН II, работающего в режиме стабилизации выходного напряжения

Исходные данные [1]:

– параметры выходной сети:

- напряжение нагрузки $U_{\text{нг}N} = 24 \text{ В}$;
- ток нагрузки $I_{\text{нг}N} = 8 \text{ А}$;
- допустимое отклонение напряжения нагрузки $\pm \Delta U_{\text{нг}\%} = 0,1\%$;
- требуемый коэффициент пульсации напряжения нагрузки $k_{\text{п}2} = 0,005$;

– параметры входной сети:

- напряжение $U_{\text{вх}N} = 12 \text{ В}$;
- допустимое отклонение напряжения входной сети, $\pm \Delta U_{\text{вх}\%} = 10\%$;
- температура окружающей среды $\Theta_{\text{ср}} = 25 \text{ }^\circ\text{С}$.

Определим в первом приближении значения коэффициента скажности γ :

γ_N – номинальное значение;

γ_{max} – максимальное значение;

γ_{min} – минимальное значение.

С учетом рекомендаций [1] примем значение падения напряжения на элементах схемы:

$\Delta U_{RL} = (0,01 - 0,03)U_{\text{вх}}$ – падение напряжения на активном сопротивлении обмотки дросселя;

$\Delta U_{\text{кэ.нас}} = 1 \text{ В}$ – падение напряжения на открытом транзисторе;

$\Delta U_{\text{в.пр}} = 1 \text{ В}$ – прямое падение напряжения на открытом диоде.

Значение коэффициента γ определим из соотношения

$$U_{\text{нг}} = (U_{\text{вх}} - \Delta U_{RL} - \Delta U_{\text{в.пр}})/(1 - \gamma);$$

$$\gamma_N = 1 - (U_{\text{вх}N} - \Delta U_{RL} - \Delta U_{\text{в.пр}})/U_{\text{нг}N} = 0,55;$$

$$\gamma_{\text{max}} = 1 - (U_{\text{вх min}} - \Delta U_{RL} - \Delta U_{\text{в.пр}})/U_{\text{нг}N} = 0,600;$$

$$\gamma_{\text{min}} = 1 - (U_{\text{вх max}} - \Delta U_{RL} - \Delta U_{\text{в.пр}})/U_{\text{нг}N} = 0,500.$$

Критическое значение индуктивности $L_{кр}$ определим по формуле (46):

$$L_{кр} = (U_{вх}\gamma(1 - \gamma))/(2I_{нг}f_p),$$

где f_p – частота переключения транзистора.

Примем $f_p = 5000$ Гц.

Наибольшее значение индуктивности будет при $\gamma = \gamma_{\min}$ и $U_{вх \max}$:

$$L_{кр} = [U_{вх \max} \gamma_{\min}(1 - \gamma_{\min})]/(2I_{нг} f_p) = 41,25 \text{ мкГн}.$$

Среднее значение тока дросселя $I_{др} = I_{нг}/(1 - \gamma_N) = 18$ А.

Выбираем дроссель Д336 (см. табл. 37). При параллельном соединении обмоток индуктивность $L = 100$ мкГн, активное сопротивление обмотки $R_L = 0,008$ Ом, номинальный ток подмагничивания равен 18 А.

Таким образом:

$$\Delta U_{RL} = I_{др}R_L = [I_{нг}/(1 - \gamma_{\max})]R_L = 0,16 \text{ В}.$$

Принятое ранее падение напряжения на активном сопротивлении обмотки дросселя $\Delta U_{RL} = 0,18$ В.

Погрешность в определении ΔU_{RL} незначительна и допустима для подобных расчетов.

Определим максимальное значение тока коллектора транзистора $I_{к \max}$:

$$I_{к \max} = (I_{нг}/(1 - \gamma)) + (t_{и}U_{Lи})/(2L),$$

где $U_{Lи} = U_{вх} - \Delta U_{кэ.нас} - \Delta U_{RL}$ – напряжение на обмотке дросселя на интервале открытого состояния транзистора, $t_{и}$:

$$U_{Lи} = 12 - 1 - 0,18 = 10,82 \text{ В}.$$

При $\gamma = \gamma_{\max} = 0,600$

$$t_{и} = \gamma_{\max}T = \gamma_{\max}/f_p = 1,2 \cdot 10^{-4} \text{ с};$$

$$I_{к \max} = (8/(1 - 0,6)) + (1,2 \cdot 10^{-4} \cdot 10,82)/(2 \cdot 1 \cdot 10^{-4}) = 26,5 \text{ А}.$$

Напряжение на коллекторе закрытого транзистора

$$U_{кэ} = U_{нгN} + \Delta U_{в.пр} = 24 + 1 = 25 \text{ В}.$$

Среднее значение тока транзистора при $\gamma = \gamma_N$

$$I_{к.ср} = (I_{нг}\gamma_N)/(1 - \gamma_N) = 8 \cdot 0,55/0,45 = 9,77 \text{ А}.$$

Выбираем биполярный транзистор 2Т827А (см. табл. 25), номинальные значения параметров которого: $I_{к.и \max} = 40$ А; $U_{кэN} = 100$ В;

$\Delta U_{кэ.нас} \leq 2 \text{ В}$; $t_{вкл} = 1,2 \text{ мкс}$; $t_{выкл} = 4,5 \text{ мкс}$; $h_{21Э} \geq 750$; $P_{max} = 125 \text{ Вт}$;
 $f_{гран} = 10 \text{ МГц}$.

Поскольку коэффициент передачи по току этого транзистора составляет $h_{21Э} = 750$, ток базы этого транзистора не превышает 28 мА, что позволяет использовать в качестве системы управления микросхему 1114ЕУЗ, ток выходной цепи которой составляет 100 мА.

Отметим, что принятое ранее падение напряжения на открытом транзисторе $\Delta U_{кэ.нас} = 1 \text{ В}$ совпадает с $\Delta U_{кэ.нас}$ выбранного транзистора 2Т827А.

Оценим расчетную мощность транзистора:

$$P_{VT} = U_{кэ.нас} I_{к max} = [I_{нг}/(1 - \gamma_{max})] U_{нг} = P_{нг}/(1 - \gamma_{max});$$

$$P_{VT} = 192/0,4 = 480 \text{ Вт}.$$

Определим параметры диода:

– средний ток диода $I_{VD} = I_{нг} = 8 \text{ А}$;

– напряжение на диоде $U_{VD \text{обр max}} = U_{нг N} + \Delta U_{кэ.нас} = 25 \text{ В}$.

Выбираем быстродействующий диод SF164 (см. табл. 19) с учетом коэффициентов запаса по току $k_{з.т} = 2$ и напряжению $k_{з.н} = 2$.

Параметры выбранного диода:

– максимальный выпрямленный ток $I_{VD N} = 16 \text{ А}$;

– максимальное обратное напряжение $U_{VD \text{обр max}} = 200 \text{ В}$;

– прямое падение напряжения $\Delta U_{в.пр} = 0,97 \text{ В}$.

Регулировочная характеристика рассчитанного преобразователя показана на рис. 24.

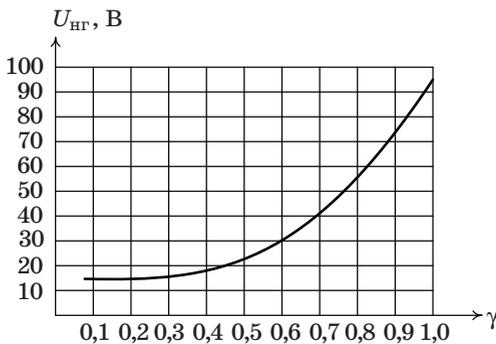


Рис. 24. Регулировочная характеристика преобразователя

Расчет потерь мощности и КПД преобразователя

В этой схеме потери мощности выделяются на дросселе, $\Delta P_{др}$, на транзисторе, ΔP_{VT} , и на диоде, ΔP_{VD} .

При номинальном токе нагрузки и номинальном коэффициенте скважности, γ_N , потери мощности на активном сопротивлении обмотки дросселя составят:

$$\Delta P_{др} = I_{др}^2 R_L = [I_{нг}/(1 - \gamma_N)]^2 R_L = [8/(1 - 0,55)]^2 \cdot 0,008 = 2,53 \text{ Вт.}$$

Потери на транзисторе имеют две составляющие – статические потери, $\Delta P_{VT ст}$, и динамические, $\Delta P_{VT дин}$:

$$\begin{aligned} \Delta P_{VT ст} &= \Delta U_{кэ.нас} I_{VT ср} = \Delta U_{кэ.нас} [(I_{нг} \gamma_N)/(1 - \gamma_N)] = \\ &= 1 \cdot 9,77 = 9,77 \text{ Вт;} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta P_{VT дин} &= U_{нг} I_{VT ср} f_p (t_{вкл} + t_{выкл})/2 = \\ &= 24 \cdot 9,77 \cdot 5000 \cdot 5,7 \cdot 10^{-6}/2 = 3,34 \text{ Вт.} \end{aligned}$$

Итак, суммарные потери мощности на транзисторе $\Delta P_{VT} = 13,1$ Вт.

Потери мощности на диоде

$$\Delta P_{VD} = \Delta U_{в.пр} I_{нг N} = 1 \cdot 8 = 8 \text{ Вт.}$$

Итак, суммарные потери мощности равны 23,64 Вт.

Определим КПД η спроектированного преобразователя при номинальном режиме работы:

$$\eta = 192/(192 + 23,64) = 0,89.$$

Расчет площади радиатора для отвода тепла, выделяемого транзистором, проводится по методике, приведенной в подразд. 1.5.

Расчет величины емкости фильтра

Амплитуду пульсаций напряжения нагрузки $U_{п}$ определим по формуле (54):

$$\Delta U_C = U_{п} = (I_{нг} \gamma)/(f C_{\phi}),$$

откуда емкость фильтра

$$C_{\phi} = I_{нг} \gamma / (f U_{п}).$$

Допустимую величину амплитуды пульсаций напряжения нагрузки определим по данным задания на проектирование:

$$U_{п} = k_{п2} U_{нг} = 0,005 \cdot 24 = 0,12 \text{ В.}$$

Определим требуемую величину емкости фильтра:

$$C_{\Phi} = 8 \cdot 0,55 / (5000 \cdot 0,12) = 7333 \text{ мкФ.}$$

Размах отклонения тока дросселя ΔI_L равен размаху отклонения тока конденсатора ΔI_C .

Определим, воспользовавшись формулой (39), размах отклонения тока дросселя ΔI_L с учетом индуктивности выбранного дросселя и коэффициента важности $\gamma = \gamma_N$ и номинального значения входного напряжения $U_{\text{вх}N} = 12 \text{ В}$:

$$\begin{aligned} \Delta I_L &= I_{\text{max}} - I_{\text{min}} = (U_{\text{вх}}\gamma)/(Lf) = \\ &= 12 \cdot 0,55 / (100 \cdot 10^{-6} \cdot 5000) = 13,2 \text{ А.} \end{aligned}$$

Действующее значение этого тока, согласно [4]:

$$\Delta I_{L \text{ д.з}} = \Delta I_L / \sqrt{12} = 3,81 \text{ А.}$$

Выбираем конденсатор C_{Φ} по справочным данным табл. 32 – четыре конденсатора типа EXR, параметры каждого из которых:

- номинальное значение емкости $C_N = 2200 \text{ мкФ}$;
- номинальное значение напряжения $U_N = 50 \text{ В}$;
- допустимое действующее значение переменной составляющей тока $I_{\text{прм д.з}} = 3,32/1,41 = 2,35 \text{ А}$;
- $r_C = 0,037 \text{ Ом}$.

При параллельном соединении четырех конденсаторов получим: результирующую емкость $C = 8800 \text{ мкФ}$;

результирующее допустимое действующее значение переменной составляющей тока $I_{C \text{ прм д.з}} = 2,35 \cdot 4 = 9,41 \text{ А}$;

результирующее внутреннее активное сопротивление конденсатора $r_{C2} = 0,037/4 = 0,0092 \text{ Ом}$.

Сравнивая значения $I_{\text{прм д.з}}$ и $\Delta I_{L \text{ д.з}}$ между собой, можно видеть, что выбранный конденсатор имеет достаточный запас по току.

Определим величину падения напряжения на внутреннем активном сопротивлении конденсатора от переменной составляющей тока ΔI_L :

$$\Delta U_{C2 \text{ прм}} = \Delta I_L r_{C2} = 13,2 \cdot 0,0092 = 0,122 \text{ В,}$$

а полный размах пульсации выходного напряжения на полном сопротивлении конденсатора

$$U_{\text{п2}} = \Delta I_L \sqrt{x_{C2}^2 + r_{C2}^2} = 13,2 \sqrt{1 / (r\pi \cdot 8,8 \cdot 10^{-3} \cdot 500)^2 + 0,0092^2} = 0,13 \text{ В.}$$

Амплитуда полуволны пульсаций напряжения $U_{\text{п2}}/2 = 0,065 \text{ В}$. Коэффициент пульсации напряжения нагрузки $k_{\text{п2}}$ определяется

отношением $U_{п2}/2$ к среднему значению напряжения нагрузки, т. е.

$$k_{п2} = U_{п2}/(2U_{нг}) = 0,065/24 = 0,0027.$$

Заданием на проект величина $k_{п2}$ определена равной 0,005. Величина коэффициента пульсации рассчитанного фильтра меньше требуемой величины $k_{п2}$. Следовательно, фильтр полностью удовлетворяет требование задания по ограничению пульсаций выходного напряжения.

Проведем проверку фильтра на резонанс. Необходимо, чтобы частота собственных колебаний фильтра $\omega_{с.к}$ была бы меньше половины частоты пульсаций напряжения $\omega_{п}$, т. е.

$$\begin{aligned} \omega_{с.к} &< 1/2\omega_{п}; \\ \omega_{с.к} &= 1/\sqrt{L_{ф}C_{ф}} = 1/\sqrt{100 \cdot 10^{-6} \cdot 8800 \cdot 10^{-6}} = 1066 \text{ с}^{-1}; \\ \omega_{п} &= 2\pi f_{п} = 6,28 \cdot 5000 = 31\,400 \text{ с}^{-1}; \\ 1066 \text{ с}^{-1} &< 15\,700 \text{ с}^{-1}. \end{aligned}$$

Условие отсутствия резонанса выполнено. Параметры фильтра выбраны правильно.

Построим регулировочную характеристику спроектированного преобразователя с учетом сопротивления схемы:

$$R_{сх} = R_L = 0,008 \text{ Ом}; R_{нг} = 3 \text{ Ом}; U_{вх} = 12 \text{ В}.$$

Расчет проведем по формуле (50), в которой учтены падения напряжения на обмотке дросселя, ΔU_{RL} , и на открытом диоде, $\Delta U_{в.пр}$:

$$U_{нг} = (U_{вх} - \Delta U_{RL} - \Delta U_{в.пр})(1 - \gamma_N)/[(1 - \gamma_N)^2 + (R_{сх}/R_{нг})].$$

Статический расчет системы выполняется по методике, приведенной в подразд. 1.4.

Расчет входного фильтра следует провести по методике, изложенной в разд. 7.

Вопросы для самоконтроля

1. Напишите соотношения для расчета:
 - напряжения нагрузки;
 - среднего значения тока нагрузки;
 - максимального значения коллекторного тока транзистора;
 - максимального значения напряжения на закрытом транзисторе и диоде.

2. По каким параметрам следует выбирать транзистор?
3. По каким параметрам следует выбирать диод?
4. Как рассчитать требуемую величину индуктивности ОППН II?
5. Как рассчитать требуемую величину емкости конденсатора фильтра?
6. Как рассчитать потери мощности ОППН II?

1.10. Модификации ОППН II с промежуточным отводом у обмотки дросселя

Кроме основной схемы (см. рис. 2, б), возможны модификации ОППН II, отличающиеся наличием у обмотки дросселя отвода, к которому подключен либо диод (рис. 25), либо регулирующий ключ К (в этом случае $W_{23} > W_{12}$) [5]. Для получения регулировочной характеристики напишем равенство

$$U_{\text{вх}} t_{\text{н}} / W_{13} = (U_{\text{нг}} - U_{\text{вх}}) t_{\text{п}} / W_{12},$$

откуда

$$U_{\text{нг}} = U_{\text{вх}} (1 + \gamma / [(1 - \gamma) k_{\text{тр}}]),$$

где $k_{\text{тр}} = W_{13} / W_{12}$.

По тем же причинам, которые были указаны для ОППН I с отводом у обмотки дросселя, модификация ОППН II по схеме, приведенной на рис. 25, не получила большого распространения.

ОППН II с магнитно-связанным фильтром. Существенное уменьшение пульсаций выходного напряжения может быть достигнуто в ОППН II с магнитно-связанным фильтром (рис. 26). Работа данного регулятора практически не отличается от работы ранее рассмотренного ОППН I (см. рис. 20). Однако в отличие от последнего здесь имеет место и непрерывное потребление энергии от источника входного напряжения, и непрерывная передача энергии в нагрузку.

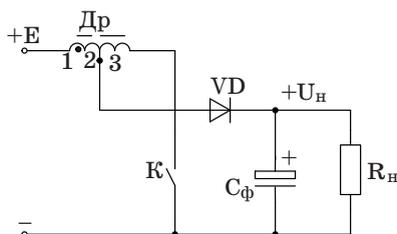


Рис. 25. Модификация ОППН II с отводом на обмотке дросселя

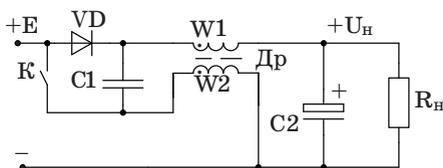


Рис. 26. Схема ОППН II с магнитно-связанным фильтром

Как и в случае ОППН I с магнитно-связанным фильтром, здесь имеются два контура, составленные магнитно-связанными обмотками дросселя и конденсаторами C_2 и C_1 .

Изменяя коэффициенты трансформации и магнитной связи между обмотками, можно добиться отсутствия в одной из ветвей, например в ветви $W_1 - C_1$, изменения тока, и пульсации выходного напряжения будут сведены в этом случае к нулю. Соотношения для пульсаций напряжения на конденсаторах в схеме, приведенной на рис. 20, могут быть использованы и в случае ОППН II по схеме, приведенной на рис. 25 [5].

2. ИМПУЛЬСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ НАПЯЖЕНИЕ С ТРАНСФОРМАТОРНОЙ СВЯЗЬЮ МЕЖДУ НАГРУЗКОЙ И ПИТАЮЩЕЙ СЕТЬЮ

2.1. Двухтактные преобразователи постоянного напряжения в постоянное напряжение

Схемы ДППН приведены на рис. 7–9 [4].

Для реализации широтного способа управления двухтактных преобразователей постоянного напряжения в постоянное напряжение, выполненных по полумостовой схеме (ДППН III) (см. рис. 9),

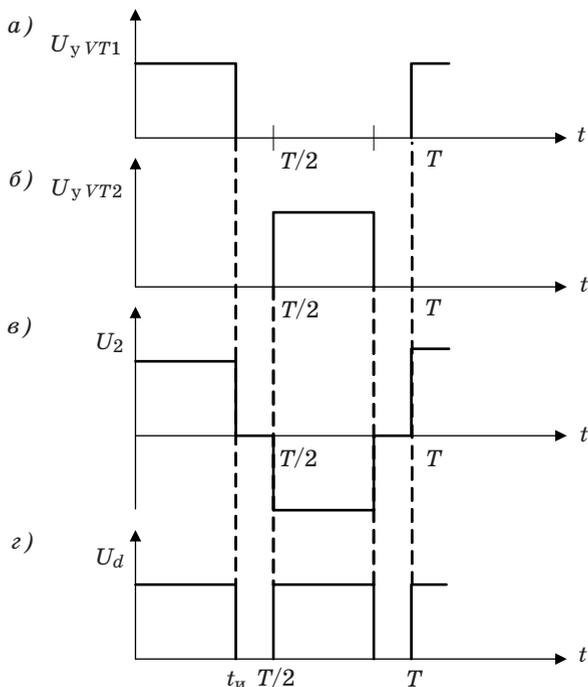


Рис. 27. Временные диаграммы, поясняющие применение широтного способа управления схемы ДППН III:
а, б – импульсы управления транзисторов *VT1* и *VT2* соответственно;
в – напряжение вторичной обмотки трансформатора;
з – выпрямленное напряжение на входе сглаживающего фильтра

и по схеме с выводом нулевой точки первичной обмотки трансформатора (см. рис. 7), применяется широтный способ управления, осуществляемый путем регулирования скважности импульсов управления, подаваемых на оба транзистора силовой схемы.

Временные диаграммы (рис. 27, *a–z*) поясняют применение широтного способа управления для схемы ДППН III и для схемы ДППН I. Для мощных импульсных источников питания часто находит применение двухтактный преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение ДППН II, выполненный по полномостовой схеме (см. рис. 8).

Эта схема преобразует одно постоянное напряжение $U_{вх}$ в другое $U_{нг}$ с промежуточным преобразованием входного напряжения $U_{вх}$ в высокочастотное переменное U_1 , а затем с помощью промежуточного трансформатора изменяет это напряжение U_1 до требуемой величины U_2 и далее выпрямляет его с помощью неуправляемого выпрямителя в постоянное напряжение заданной величины $U_{нг}$ [2]. Регулирование величины напряжения U_2 и, следовательно, напряжения $U_{нг}$ осуществляется широтным способом, при котором регулируется ширина полуволны напряжения на каждом полупериоде переменного напряжения.

Для реализации широтного способа управления двухтактного преобразователя постоянного напряжения в постоянное напряжение, выполненного по полномостовой схеме, достаточно часто применяют следующие три способа управления:

- широтный способ управления, при котором одновременно регулируется ширина всех импульсов управления, подаваемых на транзисторы силовой схемы;

- фазовый способ управления, применяемый для управления полномостовой схемой. При этом способе ширина всех импульсов управления остается неизменной и равной половине периода выходного напряжения, регулирование же напряжения осуществляется фазовым сдвигом импульсов управления транзисторов одного плеча мостовой схемы по отношению к импульсам управления транзисторов другого плеча схемы (рис. 28, *a–e*);

- широтный способ управления, применяемый для управления полномостовой схемой, при котором ширина импульсов управления транзисторов одного плеча мостовой схемы остается неизменной и равной половине периода выходного напряжения, а ширина импульсов управления транзисторов другого плеча мостовой схемы регулируется в пределах от половины периода выходного напряжения до нуля (рис. 29, *a–e*).

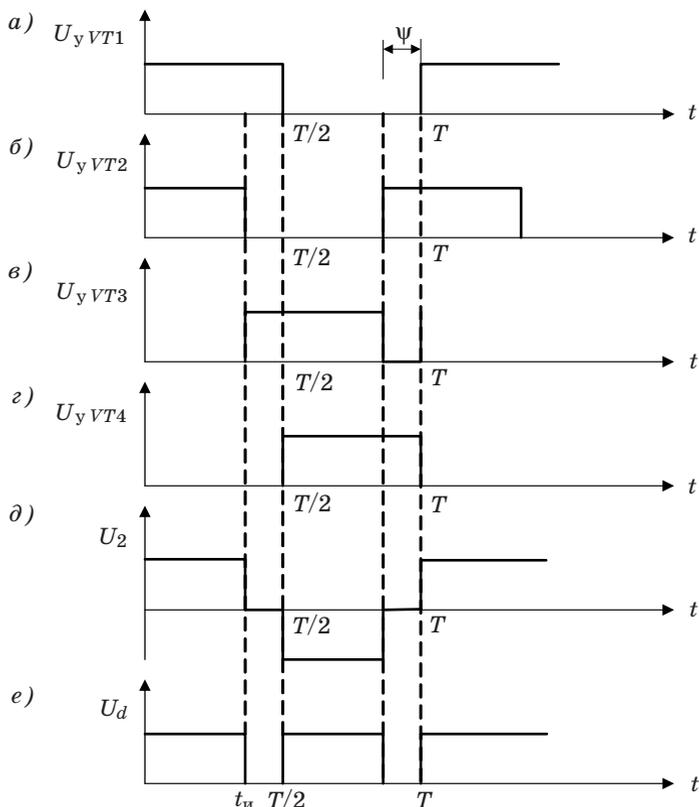


Рис. 28. Временные диаграммы, поясняющие применение фазового способа управления полномостового преобразователя: *a–г* – импульсы управления транзисторов *VT1–VT4* соответственно; *д* – напряжение вторичной обмотки трансформатора; *е* – напряжение на выходе выпрямителя

2.2. Методика расчета двухтактного преобразователя, выполненного по полумостовой схеме

Рассмотрим более подробно работу двухтактного преобразователя, выполненного по полумостовой схеме [2] (см. рис. 9). Временные диаграммы, поясняющие работу этого преобразователя, см. на рис. 27. Отметим, что вторичная обмотка трансформатора выполнена с выводом средней точки, а неуправляемый выпрямитель выполнен по схе-

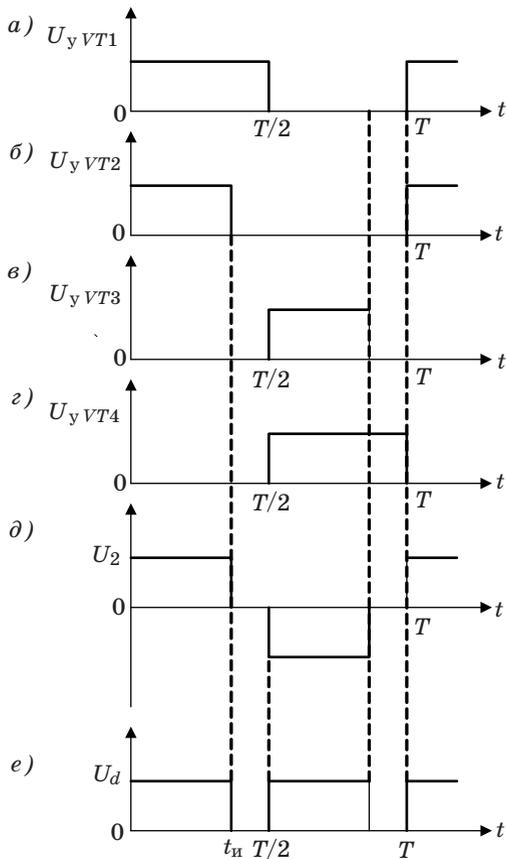


Рис. 29. Временные диаграммы, поясняющие широтный способ управления полномостового преобразователя, реализуемый путем регулирования ширины импульсов управления только двух транзисторов ($VT2$ и $VT3$) при постоянной скважности импульсов управления двух других транзисторов ($VT3$ и $VT4$): a – $г$ – импульсы управления транзисторов $VT1$ – $VT4$ соответственно; $д$ – напряжение вторичной обмотки трансформатора; $е$ – напряжение на выходе выпрямителя

ме двухфазного однотактного выпрямителя. Когда транзистор $VT1$ открыт на интервале времени $0 < t < t_n$, а транзистор $VT2$ закрыт, происходит передача энергии от конденсатора C_1 в нагрузку и в накопительный L_ϕ - C_ϕ -фильтр. Одновременно происходит подзаряд конденсатора C_2 . Во время паузы, когда оба транзистора закрыты,

конденсатор C_ϕ разряжается на нагрузку и энергия дросселя L_ϕ отдается в нагрузку через оба диода выпрямителя. После открытия транзистора $VT2$ накопленная конденсатором C_2 энергия будет передаваться во вторичную цепь трансформатора, а конденсатор C_1 будет подзаряжаться.

Приведем основные расчетные соотношения этой схемы.

Напряжение на нагрузке без учета падения напряжения на элементах схемы определяется соотношением

$$U_{\text{нг}} = 0,5\gamma U_{\text{вх}}/k_{\text{тр}}.$$

Коэффициент трансформации трансформатора $k_{\text{тр}} = W_1/W_2$ определим по формуле

$$k_{\text{тр}} = U_1/U_2 = (0,5U_{\text{вх min}} - \Delta U_{\text{кэ.нас}} - \Delta U_{\text{тр1}})\gamma_{\text{max}}/[U_{\text{нг}} + \Delta U_{\text{RL}} + (\Delta U_{\text{в.пр}} + \Delta U_{\text{тр2}})\gamma_{\text{max}}], \quad (55)$$

где U_2 – напряжение вторичной обмотки трансформатора;

U_1 – напряжение первичной обмотки трансформатора;

$\Delta U_{\text{в.пр}}$ – падение напряжения на открытом диоде;

$\Delta U_{\text{кэ.нас}}$ – напряжение насыщения на открытом транзисторе;

W_1 и W_2 – число витков первичной и вторичной обмоток соответственно;

$\Delta U_{\text{тр1}}$ и $\Delta U_{\text{тр2}}$ – падения напряжения на первичной и вторичной обмотках трансформатора соответственно.

На этом этапе расчета не известны параметры трансформатора, транзистора и диода. Поэтому необходимо задаться падениями напряжения на элементах схемы [1]:

$$\Delta U_{\text{кэ.нас}} = (1-2) \text{ В};$$

$$\Delta U_{\text{в.пр}} = (1-2) \text{ В};$$

$$\Delta U_{\text{RL}} = I_{\text{нг}} R_L = (0,01-0,02)U_{\text{нг}} N;$$

$$\Delta U_{\text{тр2}} = I_{\text{нг}} R_{\text{тр2}} = (0,01-0,02)U_{\text{нг}} N;$$

$$\Delta U_{\text{тр1}} = I_{\text{вх}} R_{\text{тр1}} = (0,01-0,02)U_{\text{вх}} N,$$

где $R_{\text{тр1}}$ – активное сопротивление первичной обмотки трансформатора;

$R_{\text{тр2}}$ – активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора.

Значением γ_{max} задаемся в пределах 0,85–0,9, а затем по формуле (55) определяем коэффициент трансформации $k_{\text{тр}}$.

Коэффициент скважности γ определяется для двухтактных преобразователей отношением длительности импульса к длительности полупериода выходного напряжения, т. е.

$$\gamma = t_{и}/T',$$

где $T' = T/2$ – длительность полупериода выходного напряжения.

Отметим, что после выбора элементов силовой схемы необходимо определить падение напряжения на них, сравнить со значениями, принятыми на первом этапе расчета, и если расхождение превышает 10%, провести повторный уточняющий расчет.

Минимальное значение коэффициента скважности γ_{\min} для полумостовой схемы определяется по соотношению

$$\gamma_{\min} = (U_{нр N} + \Delta U_{RL}) / (U_{2m \max} - \Delta U_{тр2} - \Delta U_{в.пр}), \quad (56)$$

где $U_{2m \max}$ – максимальное значение амплитуды напряжения вторичной обмотки трансформатора:

$$U_{2m \max} = (0,5U_{вх \max} - \Delta U_{кэ.нас} - \Delta U_{тр2}) / k_{тр}, \quad (57)$$

$$U_{вх \max} = U_{вх N} + \Delta U_{вх}.$$

Действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора в номинальном режиме

$$U_{2N} = (4\sqrt{2}/\pi)U_{2m} \sin(\pi\gamma_N/2). \quad (58)$$

Действующее значение напряжения первичной обмотки трансформатора

$$U_{1N} = U_{2N} k_{тр}. \quad (59)$$

Это же напряжение может быть определено через входное напряжение $U_{вх N}$ и γ_N :

$$U_{1N} = [4/(\pi\sqrt{2})](0,5U_{вх N} - \Delta U_{кэ.нас} - \Delta U_{тр1}) \sin(\pi\gamma_N/2). \quad (60)$$

Расчетное значение мощности трансформатора $S_{тр}$ для двухфазной однотактной схемы выпрямления определим по формуле

$$S_{тр} = (S_{тр1} + 2S_{тр2})/2,$$

где $S_{тр1} = U_1 I_1$, $S_{тр2} = U_2 I_2$ – расчетные мощности первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Действующее значение тока вторичных обмоток трансформатора

$$I_{2N} = (I_2/I_d)I_{нр N};$$

$I_2/I_d = 0,707$ для однофазного двухполупериодного выпрямителя при наличии индуктивности в цепи нагрузки [1].

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора

$$I_{1N} = (I_1/I_d)I_{\text{нг} N}/k_{\text{тр}};$$

$I_1/I_d = 1,0$ для однофазного двухполупериодного выпрямителя при наличии индуктивности в цепи нагрузки [1].

По рассчитанным значениям $S_{\text{тр}}$, U_{1N} , U_{2N} , I_{1N} , I_{2N} выполняем расчет трансформатора.

Далее определяем загрузку транзисторов и диодов по току и напряжению.

Максимальное значение тока транзистора

$$I_{\text{к max}} = 2P_{\text{нг}}/(U_{\text{вх}}\eta\gamma_{\text{min}}^2) + \Delta I'_L, \quad (61)$$

где $\Delta I'_L$ – приведенная к первичной обмотке амплитуда пульсаций тока сглаживающего дросселя: $\Delta I'_L = \Delta I_L/(2k_{\text{тр}})$;

$\Delta I_L = I_{L \text{ max}} - I_{L \text{ min}}$ – полный размах пульсации тока дросселя.

Выбираем транзистор, номинальное значение тока коллектора которого $I_{\text{к} N} > 2I_{\text{к max}}$, а напряжение $U_{\text{кэ} N} > 2U_{\text{вх max}}$.

Отметим, что для полномостовой схемы ток $I_{\text{к max}}$ меньше в 2 раза по сравнению с полумостовой схемой. Благодаря этому полномостовые схемы находят применение для преобразователей большой мощности.

Среднее значение тока диода выпрямителя $I_{\text{в.ср}} = 0,5I_{\text{нг} N}$.

Максимальное обратное напряжение на закрытом диоде в этой схеме равно $2U_{2m}$.

При выборе диодов принимаем коэффициенты запаса по току $k_{\text{з.т}} = 2$ и напряжению $k_{\text{з.н}} = 2$.

Емкость конденсатора входного делителя для полумостовой схемы необходимо рассчитывать исходя из допустимой амплитуды (размаха) пульсаций $U_{m \text{ п}}$ выбранного типа конденсатора по формуле

$$C_1 = P_{\text{нг}}/(4\eta f_{\text{п}} U_{m \text{ п}} U_{\text{вх min}}), \quad (62)$$

где $f_{\text{п}}$ – частота пульсаций выпрямленного напряжения: $f_{\text{п}} = 2f_{\text{р}}$;

$U_{\text{вх min}}$ – минимальное значение входного напряжения.

Обратим внимание на то, что допустимая амплитуда пульсаций напряжения конденсаторов C_1 и C_2 определяется по справочным данным на выбранный тип конденсаторов, например по справочным данным, приведенным в табл. 28–32, или по справочникам-каталогам конденсаторов [9]. По данным табл. 28–32 значение $U_{m \text{ п}}$ можно определить,

перемножив допустимое значение амплитуды переменной составляющей тока конденсатора $I_{\text{прм max}}$ и полное сопротивление конденсатора на частоте, равной $f_{\text{п}}$, т. е.

$$U_{m \text{ п}} = I_{\text{прм max}} \sqrt{x_C^2 + r_C^2},$$

где $x_C = 1/(2\pi C f_{\text{п}})$.

Минимальное значение индуктивности дросселя сглаживающего фильтра L_{min} определяется из условия обеспечения непрерывного характера тока нагрузки по соотношению

$$L_{\text{min}} > U_{\text{нг}}(1 - \gamma_{\text{min}})/(2I_{\text{нг min}} f_{\text{п}}). \quad (63)$$

Выбираем по справочным данным, приведенным в табл. 33–37, дроссель, индуктивность которого больше рассчитанного значения L_{min} (примерно в 1,5–2 раза), а номинальное значение тока обмотки – не менее номинального значения тока нагрузки.

Максимальный ток дросселя $I_{L \text{ max}}$ определяется с учетом размаха амплитуды пульсаций тока дросселя ΔI_L :

$$I_{L \text{ max}} = I_{\text{нг N}} + \Delta I_L/2 = I_{\text{нг N}} + [U_{\text{вх max}}/(2k_{\text{тр}}) - U_{\text{нг}}]\gamma_{\text{min}}/(4L f_{\text{п}}). \quad (64)$$

Амплитуду первой гармоники тока $I_{L1 m}$ дросселя можно определить из выражения

$$I_{L1 m} = \Delta I_L/[2\pi^2\gamma_{\text{min}}(1 - \gamma_{\text{min}})]. \quad (65)$$

Емкость конденсатора $C_{\text{ф}}$ определяется с учетом требований по пульсациям выпрямленного напряжения $U_{\text{п2}}$:

$$C_{\text{ф}} = U_{\text{нг}}(1 - \gamma_{\text{min}})/(8U_{\text{п2}} f_{\text{п}}^2), \quad (66)$$

где $U_{\text{п2}}$ – допустимая по техническому заданию амплитуда пульсаций напряжения нагрузки:

$$U_{\text{п2}} = k_{\text{п2}}U_{\text{нг}}.$$

Выбираем по справочнику конденсатор, емкость которого не менее рассчитанного значения $C_{\text{ф}}$, рабочее напряжение не менее $2U_{\text{нг N}}$, а величина допустимого действующего значения тока переменной составляющей $I_{\text{прм д.з}}$ не менее действующего значения переменной составляющей тока фильтра $\Delta I_{L \text{ д.з}} = \Delta I_L/\sqrt{12}$ [4]. Величину $\Delta I_L = \Delta I_C$ определим по формуле

$$\Delta I_L = \Delta I_C = I_{L \text{ max}} - I_{L \text{ min}} = [(U_{\text{вх max}}/2k_{\text{тр}}) - U_{\text{нг}}]\gamma_{\text{min}}/(4L f_{\text{п}}).$$

Кроме этого, необходимо провести проверку сглаживающего фильтра на отсутствие резонанса аналогично тому, как это выполнено в подразд. 1.5.

Входной фильтр следует рассчитать по методике, приведенной в подразд. 6.5.

Оценку динамических характеристик спроектированного преобразователя следует провести по методике, приведенной в подразд. 1.5.

Вопросы для самоконтроля

1. Каким значением коэффициента скважности, γ_{\max} или γ_{\min} , следует задаваться при расчете ДППН III?
2. Как рассчитать требуемую величину коэффициента трансформации трансформатора?
3. Как рассчитать параметры, по которым следует выбирать транзисторы ДППН III?
4. По каким параметрам следует выбирать дроссель и конденсатор сглаживающего фильтра и как рассчитать эти параметры?
5. Какой способ регулирования выходного напряжения следует применять при управлении ДППН III?

2.3. Методика расчета двухтактного полномостового преобразователя

Схему двухтактного полномостового преобразователя см. на рис. 8, а временные диаграммы, поясняющие работу схемы – на рис. 29, а–е.

Пример расчета двухтактного полномостового преобразователя, выполненного по схеме, приведенной на рис. 8

Исходные данные:

- напряжение нагрузки $U_{\text{нг}N} = 10 \text{ В}$;
- ток нагрузки $I_{\text{нг}N} = 20 \text{ А}$;
- допустимое отклонение напряжения нагрузки $\pm \Delta U_{\text{нг}\%} = 0,1 \%$;
- напряжение входной сети $U_{\text{вх}N} = 100 \text{ В}$;
- допустимое отклонение напряжения входной сети $\pm \Delta U_{\text{вх}\%} = 10,0 \%$;
- требуемый коэффициент пульсаций напряжения нагрузки $k_{\text{п}2} = 0,05$;
- температура окружающей среды $\Theta_{\text{ср}} = 30 \text{ }^\circ\text{С}$.

Учитывая, что напряжение нагрузки 10 В, целесообразно выполнить неуправляемый выпрямитель, подключаемый ко вторичной

обмотке трансформатора, по однофазной двухполупериодной схеме так, как это показано на рис. 29, а. Поскольку ток нагрузки в этой схеме проходит только через один диод, потери мощности на диодах выпрямителя в этой схеме будут в 2 раза меньше, чем в мостовой схеме выпрямления.

Благодаря этому коэффициент полезного действия ДППН II при низком значении напряжения нагрузки будет выше, чем при применении для этих же целей однофазной мостовой схемы выпрямления [1].

Расчет параметров трансформатора двухтактного полномостового преобразователя

Для определения коэффициента трансформации трансформатора $k_{\text{тр}}$ зададимся максимальным коэффициентом скважности $\gamma_{\text{max}} = 0,9$. Это значение будет при минимальном входном напряжении

$$U_{\text{вх min}} = U_{\text{вх N}}(1 - \Delta U_{\text{вх\%}}/100) = 100(1 - 0,1) = 90 \text{ В}$$

и номинальном токе нагрузки $I_{\text{нг N}} = 20 \text{ А}$.

Определим требуемую величину коэффициента трансформации трансформатора $k_{\text{тр}} = W_1/W_2$:

$$k_{\text{тр}} = (U_{\text{вх min}} - 2\Delta U_{\text{кэ.нас}})\gamma_{\text{max}}/[U_{\text{нг N}} + \Delta U_{\text{RL}} + (\Delta U_{\text{тр}} + \Delta U_{\text{в.пр}})\gamma_{\text{max}}],$$

где $\Delta U_{\text{тр}}$ – падение напряжения на обмотках трансформатора, приведенное к вторичной обмотке.

Можно рекомендовать задаваться величиной $\Delta U_{\text{тр}} = (0,01 - 0,02)U_{\text{нг N}}$ [1]. Примем $\Delta U_{\text{тр}} = 0,02U_{\text{нг N}} = 0,01 \cdot 20 = 0,2 \text{ В}$.

$\Delta U_{\text{в.пр}}$ – падение напряжения на открытом диоде. Примем $\Delta U_{\text{в.пр}} = 1 \text{ В}$.

ΔU_{RL} – падение напряжения на активном сопротивлении обмотки дросселя сглаживающего фильтра. Можно рекомендовать задаваться величиной $\Delta U_{\text{RL}} = (0,01 - 0,02)U_{\text{нг N}}$ [1]. Примем $\Delta U_{\text{RL}} = 0,02 \times 10 = 0,2 \text{ В}$.

$\Delta U_{\text{кэ.нас}}$ – падение напряжения на открытом транзисторе. Зададимся величиной $\Delta U_{\text{кэ.нас}} = 1 \text{ В}$.

$$k_{\text{тр}} = (90 - 2 \cdot 1) \cdot 0,9/[10 + 0,2 + (0,2 + 1,0) \cdot 0,9] = 7,02.$$

Определим амплитудное значение напряжения вторичной обмотки трансформатора при номинальном значении входного напряжения $U_{\text{вх N}} = 100 \text{ В}$:

$$U_{2\text{м N}} = (U_{\text{вх N}} - 2\Delta U_{\text{кэ.нас}})/k_{\text{тр}} = (100 - 2 \cdot 1)/7,02 = 13,96 \text{ В}.$$

Номинальное значение коэффициента скважности γ_N определим из соотношения

$$(U_{2mN} - \Delta U_{\text{тр}} - \Delta U_{\text{в.пр}})\gamma_N = U_{\text{нг}N} + \Delta U_{RL};$$

$$\gamma_N = (10 + 0,2)/(13,96 - 0,2 - 1,0) = 10,2/12,76 = 0,8.$$

Определим минимальный коэффициент скважности γ_{min} :

$$\begin{aligned}\gamma_{\text{min}} &= (U_{\text{нг}N} + \Delta U_{RL})/(U_{2m\text{max}} - \Delta U_{\text{тр}} - \Delta U_{\text{в.пр}}) = \\ &= 10,2/(15,45 - 1,2) = 0,715,\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}U_{2m\text{max}} &= (U_{\text{вхmax}} - 2\Delta U_{\text{кэ.нас}})/k_{\text{тр}} = \\ &= (100 \cdot (1 + 0,1) - 2)/7,02 = 15,38 \text{ В}.\end{aligned}$$

Далее определим действующее значение напряжения вторичной обмотки трансформатора в номинальном режиме

$$U_{2N} = (4/\pi\sqrt{2})U_{2mN} \sin(\pi\gamma_N/2) = (4/\pi\sqrt{2}) \cdot 13,96 \cdot 0,9048 = 11,41 \text{ В}.$$

Действующее значение напряжения первичной обмотки трансформатора

$$U_{1N} = U_{2N} k_{\text{тр}} = 11,41 \cdot 7,02 = 80,11 \text{ В}.$$

Это же напряжение может быть определено через входное напряжение $U_{\text{вх}N}$ и γ_N :

$$\begin{aligned}U_{1N} &= (4/\pi\sqrt{2})(U_{\text{вх}N} - 2\Delta U_{\text{кэ.нас}})\sin(\pi\gamma_N/2) = \\ &= (4/\pi\sqrt{2}) \cdot 98 \cdot 0,9048 = 80,11 \text{ В}.\end{aligned}$$

Расчитанные значения U_{1N} одинаковы, что свидетельствует о точности выполненных расчетов.

Определим действующие значения токов первичной и вторичной обмоток.

Действующее значение тока вторичных обмоток трансформатора

$$I_{2N} = (I_2/I_d)I_{\text{нг}N} = 0,707 \cdot 20 = 14,14 \text{ А}.$$

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора

$$I_{1N} = (I_1/I_d)I_{\text{нг}N}/k_{\text{тр}} = 1 \cdot 20/7,02 = 2,85 \text{ А}.$$

Расчет промежуточного высокочастотного трансформатора

Определим расчетную мощность трансформатора

$$\begin{aligned}S_{\text{тр}} &= (U_{1N}I_{1N} + 2U_{2N}I_{2N})/2 = \\ &= (80,11 \cdot 2,85 + 2 \cdot 11,41 \cdot 14,14)/2 = 275,5 \text{ Вт}.\end{aligned}$$

Принимаем для расчета трансформатора мощность $S_{\text{тр}} = 300$ Вт.

Исходные данные, необходимые для расчета трансформатора:

– расчетная мощность трансформатора $S_{\text{тр}} = 300$ Вт;

– напряжение первичной обмотки $U_{1N} = 80,11$ В;

– ток первичной обмотки $I_{1N} = 2,85$ А;

– напряжение вторичной обмотки $U_{2N} = 11,41$ В;

– ток вторичной обмотки $I_{2N} = 14,14$ А;

– частота $f_p = 5000$ Гц.

Поскольку частота $f_p = 5000$ Гц, применение обычных электротехнических сталей для сердечника магнитопровода трансформатора нецелесообразно ввиду значительных удельных потерь этих сталей на частотах выше 50 Гц.

Поэтому в качестве материала сердечника магнитопровода (рис. 30) примем магнитомягкий материал пермалой марки 79НМ с толщиной ленты 0,05 мм. Удельные потери такого материала на частоте $f = 5000$ Гц и при величине индукции 0,5 Тл составляют не более 6 Вт/кг [8].

Толщина ленты, которой намотаны сердечники, 0,05 мм;

$l_{\text{ср}}$ – средняя длина магнитной силовой линии сердечника;

S_c – активная площадь сечения сердечника.

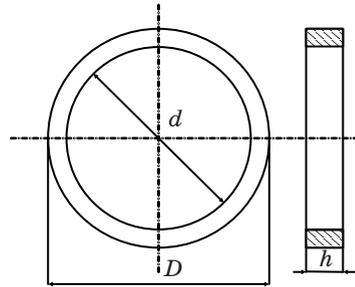


Рис. 30. Торoidalный сердечник

Таблица 2

Габаритные размеры тороидальных сердечников, выполненных из сплава 79НМ

№ п/п	Размеры, мм			$l_{\text{ср}}$, см	S_{c1} , см ²	Масса, г
	d	D	h			
1	20	25	5	7,1	0,1	6,1
2	25	35	6,5	9,4	0,3	21
3	28	40	10	11	0,5	44,1
4	32	50	10	13	0,7	79,8
5	50	60	15	17	0,8	100

Определим сечение сердечника трансформатора

$$S_c = C\sqrt{S_{\text{Тр}}\alpha 10^{-6}/(fBj)} [\text{м}^2].$$

Коэффициент $C = 0,5$. Принимаем остальные параметры равными: $\alpha = 2,4$; $f = 5000$ Гц; $B = 0,5$ Тл; $j = 2,5$ А/мм²:

$$S_c = 0,5\sqrt{300 \cdot 2,5 \cdot 10^{-6}/(5000 \cdot 0,5 \cdot 2,5)} = 1,73 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2 = 1,73 \text{ см}^2.$$

Выбираем 3 сердечника под № 4 из табл. 2.

Площадь окна сердечника

$$S_{\text{ок}} = (\pi/4)d^2 = (\pi/4) \cdot 3,2^2 = 8,038 \text{ см}^2.$$

Площадь магнитопровода одного сердечника с учетом коэффициента заполнения указана в табл. 2: $S_c = 0,7 \text{ см}^2$.

При укладке сердечников друг на друга получим суммарное сечение магнитопровода $S_c = 3 \cdot 0,7 = 2,1 \text{ см}^2$.

Определим число витков первичной обмотки

$$\begin{aligned} W_1 &= U_1/(4BS_c f) = 80,11 \cdot 10^4/(4 \cdot 0,5 \cdot 2,1 \cdot 5000) = \\ &= 38,14 \text{ витка.} \end{aligned}$$

Принимаем $W_1 = 39$ витков.

Число витков вторичной обмотки

$$W_2 = W_1/k_{\text{Тр}} = 39/7,02 = 5,55 \text{ витка.}$$

Принимаем $W_2 = 6$ витков.

Уточним величину коэффициента трансформации:

$$k_{\text{Тр}} = W_1/W_2 = 39/6 = 6,5.$$

Сечение провода первичной обмотки

$$q_1 = I_{1N}/j = 2,85/2,5 = 1,14 \text{ мм}^2.$$

Сечение провода вторичной обмотки

$$q_2 = I_{2N}/j = 14,14/2,5 = 5,656 \text{ мм}^2.$$

Провода для обмоток выбираем по справочным данным, приведенным в табл. 38.

Для вторичной обмотки берем 6 проводов сечением $0,9161 \text{ мм}^2$ и наматываем ими обмотку впараллель. Таким образом, реальное значение $q_2 = 0,9161 \cdot 6 = 5,4966 \text{ мм}^2$.

Для первичной обмотки берем 2 провода сечением $0,5809 \text{ мм}^2$ и наматываем ими обмотку впараллель. Реальное значение $q_1 = 0,5809 \times 2 = 1,1618 \text{ мм}^2$.

Определим коэффициент заполнения окна трансформатора $k_{\text{зап}}$, учтем при этом, что трансформатор содержит две вторичные обмотки:

$$k_{\text{зап}} = (q_1 W_1 + q_2 W_2) / S_{\text{ок}} = (1,1618 \cdot 39 + 2 \cdot 5,4966 \cdot 6) / 803,8 = 0,138.$$

Коэффициент заполнения окна трансформатора с тороидальным сердечником не должен превышать 0,2, т. е. $k_{\text{зап}} \leq 0,2$. Рассчитанный трансформатор удовлетворяет этому требованию.

Следовательно, трансформатор может быть выполнен.

Определим в первом приближении активное сопротивление обмоток трансформатора, приведенное к вторичной обмотке [1]:

$$R_{\text{тр}} = \frac{k_{RL} U_d 10^{-3}}{I_d f B_m} \sqrt[4]{\frac{f_c B_m}{U_d I_d}}.$$

$$\begin{aligned} R_{\text{тр}} &= [6,5 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-3} / (20 \cdot 5000 \cdot 0,5)] \sqrt[4]{5000 \cdot 0,5 / (10 \cdot 20)} = \\ &= 2,44 \cdot 10^{-3} \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Электрические потери в обмотках трансформатора

$$\Delta P_{\text{эл.тр}} = I_d^2 R_{\text{тр}} = 20^2 \cdot 2,44 \cdot 10^{-3} = 0,977 \text{ Вт.}$$

Потери в магнитопроводе трансформатора:

$$\Delta P_{\text{м}} = P_{\text{уд}} m = 6 \cdot 3 \cdot 0,0798 = 1,436 \text{ Вт,}$$

где $P_{\text{уд}}$ – удельные потери пермаллоя Вт/кг; m – масса сердечника магнитопровода, кг.

Суммарные потери в трансформаторе

$$P_{\text{тр}} = P_{\text{эл.тр}} + P_{\text{м}} = 0,977 + 1,436 = 2,413 \text{ Вт.}$$

Расчет параметров сглаживающего фильтра

Методика расчета сглаживающего фильтра в этом преобразователе идентична методике, приведенной в подразд. 2.2.

Определим значения коэффициента пульсаций выпрямленного напряжения на входе фильтра $k_{\text{п1}}$ для двух значений коэффициента скважности γ_{min} и γ_{max} :

$$k_{\text{п1}} = \frac{2}{\gamma \pi} \sin \gamma \pi.$$

При $\gamma = \gamma_{\text{min}}$ коэффициент пульсаций на входе фильтра

$$k_{\text{п1}} = \frac{2}{0,715\pi} \sin(0,715\pi) = 0,695.$$

При $\gamma = \gamma_{\max}$ коэффициент пульсаций на входе фильтра

$$k_{\text{п1}} = \frac{2}{0,9\pi} \sin 0,9\pi = 0,218.$$

Для расчета параметров сглаживающего фильтра принимаем значение $k_{\text{п1}} = 0,695$.

Частота пульсаций напряжения нагрузки $f_{\text{п}} = 2f = 2 \cdot 5000 = 10\,000$ Гц.

Индуктивность сглаживающего фильтра рассчитаем по формуле (63):

$$\begin{aligned} L_{\text{min}} &> 10(1 - 0,715)/(2 \cdot 20 \cdot 10\,000) = \\ &= 7,125 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} = 7,125 \text{ мкГн}. \end{aligned}$$

По справочным данным, приведенным в табл. 35, выбираем четыре дросселя типа SRP1270-2R2M и включаем их последовательно. Параметры дросселя SRP1270-2R2M:

- индуктивность $L = 2,2$ мкГн;
- допустимое действующее значение тока обмотки $I_{\text{д.з}} = 22$ А;
- активное сопротивление обмотки $R_L = 4,2 \cdot 10^{-3}$ Ом.

Результирующие параметры четырех последовательно соединенных дросселей:

- индуктивность $L_{\Phi} = 8,8 \cdot 10^{-6}$ Гн;
- допустимое действующее значение тока обмотки $I_{\text{д.з}} = 22$ А;
- активное сопротивление обмотки $R_L = 16,8 \cdot 10^{-3}$ Ом.

Емкость конденсатора C_{Φ} определяется с учетом требований по пульсациям выпрямленного напряжения $U_{\text{п2}}$:

$$U_{\text{п2}} = k_{\text{п2}} U_{\text{нГ}};$$

$$U_{\text{п2}} = k_{\text{п2}} U_{\text{нГ}} = 0,05 \cdot 10 = 0,5 \text{ В};$$

$$C_{\Phi} = U_{\text{нГ}}(1 - \gamma_{\text{min}})/(8LU_{\text{п2}}f_{\text{п}}^2) = 10(1 - 0,715)/$$

$$/(8 \cdot 8,8 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5 \cdot 10\,000^2) = 810 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 810 \text{ мкФ}.$$

По справочным данным, приведенным в табл. 28–32, необходимо выбирать конденсатор, емкость которого не менее 900 мкФ, рабочее напряжение не менее $2U_{\text{нГ}N} \geq 20$ В, а величина допустимого действующего значения тока переменной составляющей $I_{\text{прм д.з}}$ не менее действующего значения переменной составляющей тока фильтра [4]

$$\Delta I_{L \text{ д.з}} = \Delta I_L / \sqrt{12}.$$

Величину $\Delta I_L = \Delta I_C$ определим по формуле

$$\Delta I_L = \Delta I_C = I_{L \max} - I_{L \min} = [(U_{\text{вх max}}/k_{\text{ТР}}) - U_{\text{НГ}}] \gamma_{\min} / (4L f_{\text{п}});$$

$$\Delta I_L = [(1,1 \cdot 100/6,5) - 10] \cdot 0,715 / (4 \cdot 8,8 \cdot 10^{-6} \cdot 10\,000) = 14,06 \text{ А.}$$

$$\Delta I_{L \text{ д.з}} = \Delta I_L / \sqrt{12} = 14,06/3,46 = 4,06 \text{ А.}$$

Перечисленным выше требованиям удовлетворяет конденсатор фирмы EPOS типа B41607 (см. табл. 30), параметры которого:

- номинальная емкость $C_N = 1100 \text{ мкФ}$;
- номинальное напряжение $U_N = 55 \text{ В}$;
- внутреннее активное сопротивление $r_C = 26 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$;
- допустимое максимальное значение переменной составляющей тока $I_{\text{прм max}} = 9,7 \text{ А}$;

- допустимое действующее значение $I_{\text{прм д.з}} = 9,7/1,41 = 6,88 \text{ А}$.

Это значение больше того значения, которое будет протекать через конденсатор фильтра при его работе, $\Delta I_{L \text{ д.з}} = 4,06 \text{ А}$.

Определим коэффициент пульсаций напряжения на нагрузки $k_{\text{п2}}$ при выбранных параметрах фильтра.

Падение напряжения на полном сопротивлении конденсатора фильтра

$$U_{\text{п2}} = \Delta I_{L \text{ м}} \sqrt{x_C^2 + r_C^2} = 4,06 \cdot 1,41 \cdot \sqrt{0,0144^2 + (26 \cdot 10^{-3})^2} = 0,17 \text{ В};$$

$$k_{\text{п2}} = U_{\text{п2}}/U_{\text{НГ}} = 0,17/10 = 0,017.$$

Заданием на проект величина $k_{\text{п2}}$ определена равной 0,05.

Параметры фильтра удовлетворяют требованию задания по уровню подавления пульсаций выпрямленного напряжения.

Проверка фильтра на резонанс:

$$\omega_{\text{с.к}} = 1/\sqrt{L_{\text{Ф}} C_{\text{Ф}}} < 0,5 \omega_{\text{п}};$$

$$\omega_{\text{с.к}} = 1/\sqrt{8,8 \cdot 10^{-6} \cdot 1100 \cdot 10^{-6}} = 10\,163 \text{ с}^{-1}.$$

$$10\,163 \text{ с}^{-1} < 31\,400 \text{ с}^{-1}.$$

Параметры фильтра удовлетворяют требованию отсутствия резонанса.

Расчет загрузки транзисторов по току и напряжению и их выбор

Максимальное амплитудное значение тока вторичной обмотки трансформатора

$$I_{2\text{м max}} = I_{\text{НГ N}} + \Delta I_L/2 = 20 + 14,06/2 = 27,03 \text{ А.}$$

Максимальное амплитудное значение тока первичной обмотки трансформатора

$$I_{1m \max} = I_{2m \max} / k_{\text{тр}} = 27,03 / 6,5 = 4,16 \text{ А.}$$

Максимальный коллекторный ток транзистора $I_{km \max} = I_{1m \max} = 4,16 \text{ А.}$

Среднее значение тока транзистора $I_{VT \text{ ср}} = I_{km \max} \gamma_{\max} = 4,16 \cdot 0,9 = 3,744 \text{ А.}$

Максимальное напряжение на коллекторе транзистора $U_{kз}$ равно напряжению $U_{\text{вх max}} = 110 \text{ В.}$

Транзисторы выбираем с учетом коэффициентов запаса по току и напряжению: $k_{з,т} = 2$ и $k_{з,н} = 2$.

Выбираем 4 полевых транзистора КП946А (см. табл. 23). Параметры этих транзисторов:

- максимальный ток стока $I_{c \max} = 15 \text{ А;}$
- напряжение сток-исток $U_{c-и} = 500 \text{ В;}$
- напряжение насыщения $U_{c-и \text{ нас}} = 0,7 \text{ В;}$
- время включения $t_{\text{вкл}} = 80 \text{ нс;}$
- время выключения $t_{\text{выкл}} = 55 \text{ нс;}$
- максимальная рассеиваемая мощность $P_{\text{расс max}} = 40 \text{ Вт;}$
- тип корпуса ТО220.

Отметим, что падение напряжения на открытом транзисторе несколько меньше принятого ранее значения $U_{c-и \text{ нас}} = 1,0 \text{ В.}$ Проводить уточнение расчета не требуется.

Для управления этими транзисторами выбираем 2 драйвера IR21091S (см. табл. 18), основные параметры которых:

- рабочее напряжение $U_N = 600 \text{ В;}$
- максимальный выходной ток $I_{\text{вых max}} = 120 \text{ мА;}$
- максимальный втекающий ток $I_{\text{вт max}} = 250 \text{ мА;}$
- напряжение питания $U_{\text{пит}} = 10\text{--}25 \text{ В;}$
- минимальное выходное напряжение $U_{\text{вых min}} = 10 \text{ В;}$
- максимальное выходное напряжение $U_{\text{вых max}} = 20 \text{ В;}$
- задержка выходного сигнала $t_3 = 60 \text{ нс;}$
- тип корпуса SOIC-8.

Силовая схема вместе со схемой управления ($D3$), выполненной на базе универсальной микросхемы 1114EY3, и драйверами ($D1$ и $D2$) для связи выходов схемы управления с цепями управления транзисторов силовой схемы приведены на рис. 31.

Каждый из драйверов ($D1$ и $D2$) предназначен для управления двумя транзисторами одного плеча – верхнего и нижнего транзистора. Импульсы управления на входные цепи драйверов (HIN и LIN)

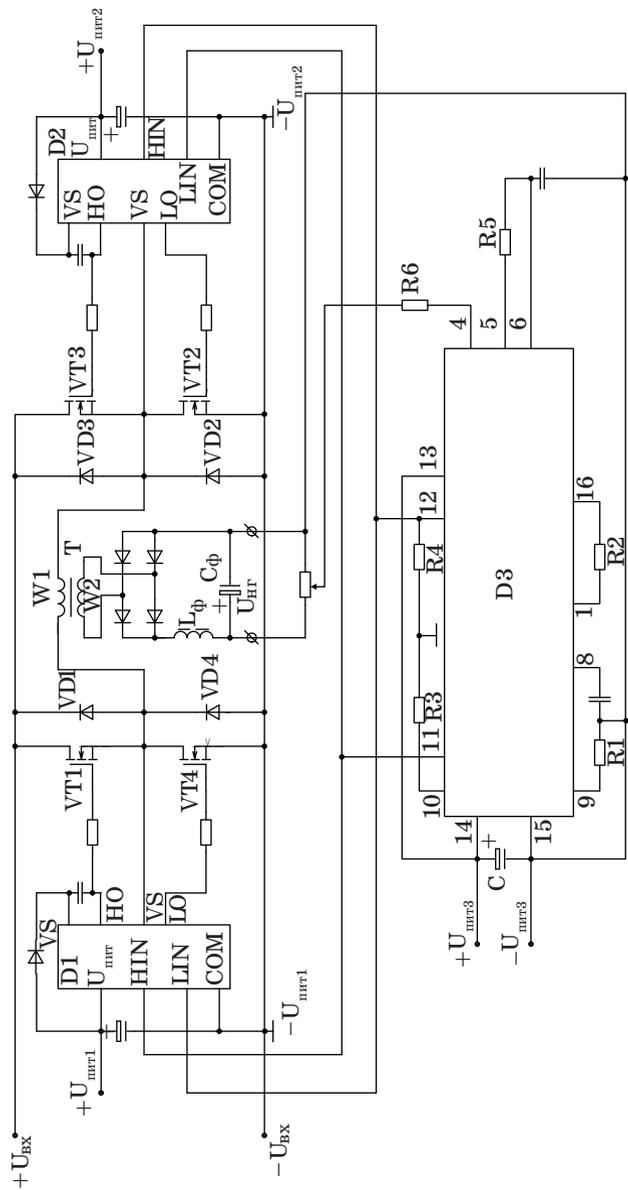


Рис. 31. Силовая схема и схема управления ДППН II

поступают от системы управления (D3). Поскольку в однофазной мостовой схеме одновременно проводят ток два транзистора, расположенных по диагонали моста ($VT1$ с $VT2$ или $VT3$ с $VT4$), входные цепи HIN первого драйвера (D1) и LIN второго драйвера (D2) объединены, также объединены HIN второго драйвера и LIN первого драйвера.

На этой схеме показана также цепь заведения обратной связи по напряжению в схему управления. На схеме не показаны источники питания драйверов. Выбор источников питания для драйверов следует провести с учетом рекомендации по источникам питания драйверов, которые содержатся в подразд. 8.1.

Справочная информация по микросхеме 1114EУЗ приведена в подразд. 6.3.

Расчет загрузки диодов выпрямителя и их выбор

Среднее значение тока диода $I_{VD\text{ ср}} = I_{\text{нг}} \cdot 0,5 = 20 \cdot 0,5 = 10 \text{ А}$.

Обратное напряжение на диодах выпрямителя равно напряжению нагрузки $U_{\text{нг}} = 10 \text{ В}$.

Выбираем диоды с учетом коэффициентов запаса по току $k_{3,т} = 2$ и напряжению $k_{3,н} = 2$.

$$I_{VDN} \geq 20 \text{ А и } U_{\text{в.обр max}} \geq 20 \text{ В.}$$

По справочным данным (табл. 19) выбираем четыре диода 20ТQ045/IR, параметры которых: $I_{\text{в.ср}N} = 20 \text{ А}$; $U_{\text{в.обр max}} = 45 \text{ В}$; $\Delta U_{\text{в.пр}} = 0,57 \text{ В}$.

Отметим, принятое ранее падение напряжения на открытом диоде равно 1 В. Реальное падение напряжения на открытом диоде несколько меньше.

Уточнение расчета проводить не следует.

Расчет потерь и коэффициента мощности преобразователя

Выше были определены потери мощности трансформатора

$$\Delta P_{\text{тр}} = \Delta P_{\text{эл}} + \Delta P_{\text{м}} = 0,977 + 1,436 = 2,413 \text{ Вт.}$$

Потери мощности на активном сопротивлении обмотки дросселя

$$\Delta P_{\text{др}} = I_{\text{нг}}^2 R_L = 20^2 \cdot 16,8 \cdot 10^{-3} = 3,26 \text{ Вт.}$$

Потери на транзисторе имеют две составляющие:

- статические потери $\Delta P_{VT\text{ ст}} = \Delta U_{\text{кэ,нас}} I_{VT\text{ ср}} = 0,7 \cdot 2,448 = 1,71 \text{ Вт}$;
- динамические потери $\Delta P_{VT\text{ дин}} = U_{\text{вх}} I_{VT\text{ ср}} f_p (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}) / 2 = 100 \times 3,74 \cdot 5000 \cdot (80 + 55) \cdot 10^{-9} / 2 = 0,126 \text{ Вт}$.

Суммарные потери мощности на одном транзисторе $\Delta P_{VT} = 1,836 \text{ Вт}$, а на двух последовательно включенных транзисторах $\sum \Delta P_{VT} = 2 \times 1,836 = 3,672 \text{ Вт}$.

Потери мощности на диодах выпрямителя

$$\Delta P_{VD} = I_{VD \text{ ср}} \Delta U_{\text{в.пр}} = 10 \cdot 0,57 = 5,7 \text{ Вт.}$$

Итак, суммарные потери мощности на элементах схемы преобразователя

$$\begin{aligned} \Sigma \Delta P_{\text{п}} &= \Delta P_{\text{тр}} + \Delta P_{\text{др}} + \Sigma \Delta P_{VT} + \Delta P_{VD} = \\ &= 2,413 + 3,26 + 3,672 + 5,7 = 15,038 \text{ Вт.} \end{aligned}$$

Коэффициент полезного действия преобразователя

$$\eta = P_{\text{нр}} / (P_{\text{нр}} + \Sigma \Delta P_{\text{п}}) = 10 \cdot 20 / (10 \cdot 20 + 15,038) = 0,93.$$

Расчет площади радиаторов для транзисторов проводится по методике, приведенной в подразд. 1.5.

Статический расчет системы выполняется по методике подразд. 1.4.

Оценка динамических показателей разомкнутой системы ДППН

Оценим динамические показатели силовой схемы спроектированного двухтактного полномостового преобразователя по методике, изложенной в подразд. 1.6.

Рассчитанные ранее параметры:

$$L_{\Phi} = 8,8 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}, \quad C_{\Phi} = 1100 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}, \quad I_{\text{нр}N} = 20 \text{ А,}$$

$$R_{\text{сх}} = R_{\text{тр}} + R_L = 0,00244 + 0,0168 = 0,01924 \text{ Ом.}$$

Зададимся величиной

$$I_{\text{нр} \text{ min}} = 0,2 I_{\text{нр}N} = 0,2 \cdot 20 = 4 \text{ А.}$$

Частота собственных колебаний сглаживающего фильтра определена выше:

$$\omega_{\text{с.к}} = 10 \, 163 \text{ с}^{-1}.$$

Следовательно:

$$t_{\text{п}} \approx \pi / \omega_{\text{с.к}} = 3,14 / 10163 = 3,09 \cdot 10^{-4} \text{ с.}$$

$$\alpha = 0,5 [R_{\text{сх}} / L_{\Phi} - I_{\text{нр} \text{ min}} / (U_{\text{вх}N} C_{\Phi})] =$$

$$= 0,5 [(0,01924 / 8,8 \cdot 10^{-6} - 4 / (100 \cdot 1100 \cdot 10^{-6})] = 1075.$$

$$\sigma = \frac{\sqrt{(L_{\Phi} / C_{\Phi})(I_{\text{нр}N} - I_{\text{нр} \text{ min}})e^{-\pi\alpha/2\omega}}}{U_{\text{нр}N}} =$$

$$= \frac{\sqrt{(8,8 \cdot 10^{-6} / 1100 \cdot 10^{-6})(20 - 4)e^{-0,16}}}{10} = 0,03.$$

Таким образом, перерегулирование не превышает 3%, а длительность полуволны переходного процесса составляет 0,3 мс.

Входной фильтр рассчитать по методике, приведенной в подразд. 6.5.

Вопросы для самоконтроля

1. Каким значением коэффициента скважности, γ_{\max} или γ_{\min} , следует задаваться при расчете ДППН II?
2. Как рассчитать требуемую величину коэффициента трансформации трансформатора?
3. Как рассчитать параметры, по которым следует выбирать транзисторы ДППН II?
4. По каким параметрам следует выбирать дроссель и конденсатор сглаживающего фильтра и как рассчитать эти параметры?
5. Как рассчитать размах колебаний тока обмотки дросселя ΔI_L ?
6. Какие способы регулирования выходного напряжения можно применять при управлении ДППН II?
7. Как рассчитать параметры, по которым следует выбирать диоды выпрямителя ДППН II?
8. Как рассчитать требуемое значение коэффициента трансформации трансформатора?
9. Какое значение γ следует применять при расчете ДППН II?

3. ПРЯМОХОДОВЫЕ И ОБРАТНОХОДОВЫЕ ОДНОТАКТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

На рис. 4 и 5 приведены типовые схемы обратногоходового и прямоходового преобразователей соответственно. Обратим внимание на то, что на этих схемах преобразователи питаются напряжением, полученным выпрямлением напряжения сети переменного тока без использования сетевого трансформатора. Такое схемное решение находит широкое применение в источниках питания различной аппаратуры, включая бытовую технику.

На этих схемах также показаны цепи обратных связей, по которым сигнал от выхода подается на цепь управления транзистора силовой схемы. Каждая цепь обратной связи кроме передачи сигнала, пропорционального напряжению нагрузки, должна обеспечивать также и гальваническую развязку цепи управления транзистора и цепи нагрузки для того, чтобы выход преобразователя и нагрузка не имели бы потенциальной связи с питающей сетью переменного тока. Обычно такая потенциальная развязка выполняется с помощью трансформатора малой мощности или соответствующей оптопары [4].

3.1. Однотактный обратногоходовой преобразователь

Рассмотрим собственно однотактный обратногоходовой преобразователь [1, 2, 4, 5, 7] на рис. 32.

Обратногоходовой преобразователь работает следующим образом. Транзистор $VT1$ управляется ШИМ. Когда $VT1$ открыт, ток в первичной обмотке трансформатора линейно увеличивается. Этот трансформатор фактически является дросселем с вторичной обмоткой и, в отличие от обычного трансформатора, накапливает в себе существенную энергию.

Когда транзистор VT закрывается, магнитный поток в сердечнике трансформатора начинает уменьшаться, на обмотках трансформатора наводится ЭДС. Под воздействием ЭДС вторичной обмотки по ней начинает протекать ток i_2 .

Ток i_2 заряжает конденсатор C и также течет в нагрузку. На рис. 32 показаны импульсы токов $i_1 = i_k$ и i_2 во время включенного и выключенного состояний транзистора VT . Ток i_1 течет во время включенного состояния, а ток i_2 – во время выключенного состояния транзистора VT и поддерживает постоянное напряжение на конденсаторе C $u_C = u_{нр}$.

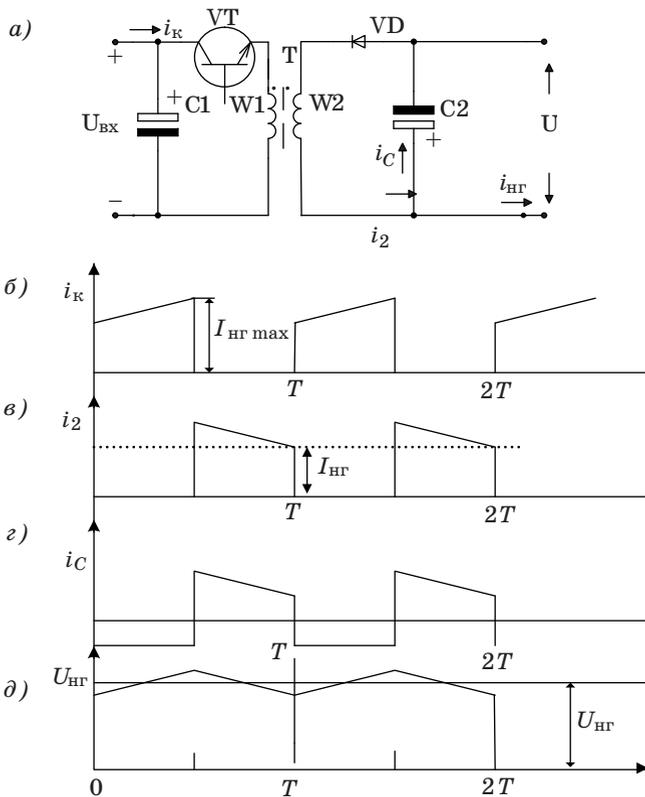


Рис. 32. Схема однофазного обратного преобразователя (а) и временные диаграммы, поясняющие его работу (б–д): i_k – ток коллектора транзистора VT и первичной обмотки трансформатора; i_2 – ток вторичной обмотки трансформатора; i_C – ток конденсатора; $U_{HГ}$ – напряжение нагрузки

Если выходная нагрузка увеличивается, необходимо только увеличить длительность включенного состояния транзистора VT , во время которого ток i_1 достигнет более высокого значения, что создаст в результате более высокий ток i_2 во вторичной обмотке во время выключенного состояния транзистора VT и, наоборот, при уменьшении нагрузки ток i_2 уменьшает свое значение.

Если выходное напряжение сравнить с опорным напряжением и полученной разностью управлять ШИМ, то получится замкнутая по напряжению система стабилизации напряжения нагрузки,

и схема автоматически будет сохранять постоянное значение выходного напряжения.

В обратномодовом преобразователе длительность включенного состояния транзистора должна быть больше длительности выключенного состояния для того, чтобы большее количество энергии было запасено в трансформаторе и передано в нагрузку.

3.2. Однотактный прямоходовой преобразователь

Другая популярная схема импульсного преобразователя постоянного напряжения, известная как схема прямоходового преобразователя [2], приведена на рис. 33. Хотя эта схема очень напоминает обратномодовую схему, имеются и некоторые существенные от-

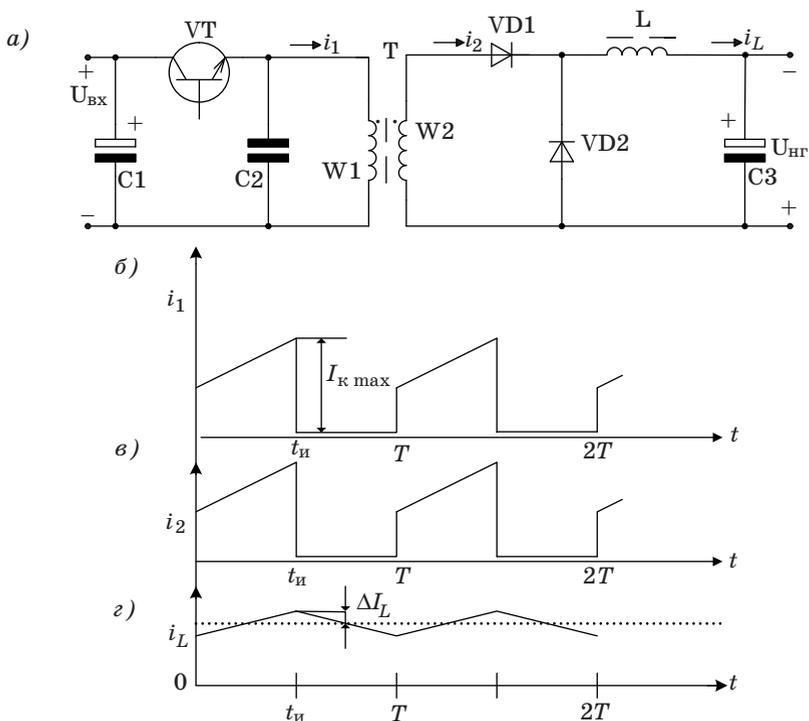


Рис. 33. Схема ОПП (а) и временные диаграммы (б–д), поясняющие работу прямоходового преобразователя: i_1 , i_2 – ток первичной и вторичной обмоток трансформатора; i_L – ток, протекающий через обмотку дросселя

личия. Прямоходовой преобразователь накапливает энергию не в трансформаторе, а в дросселе. Точки, обозначающие начало обмоток на трансформаторе, показывают, что, когда транзистор открыт, во вторичной обмотке появляется напряжение, и ток течет через диод $VD1$, обмотку дросселя и далее в нагрузку и конденсатор фильтра. У этой схемы сравнительно большая продолжительность включенного состояния транзистора относительно выключенного состояния, более высокое среднее напряжение во вторичной обмотке и более высокий выходной ток нагрузки.

Когда транзистор VT находится в режиме насыщения, энергия от источника питания поступает через трансформатор T как в нагрузку, так и на заряд конденсатора $C3$. После закрытия транзистора ток в индуктивности дросселя не может измениться мгновенно и продолжает течь через диод VD . Таким образом, в отличие от обратногоходовой схемы, ток от элемента, сохраняющего энергию, течет во время обеих половин цикла переключения. Поэтому ОПП имеет более низкое напряжение выходных пульсаций, чем ООП при тех же самых выходных параметрах. Кроме этого, при использовании ОПП можно получить на выходе преобразователя мощность почти вдвое больше, чем при использовании ООП.

При разработке однотактных преобразователей часто возникает вопрос, какую же схему преобразователя выбрать. Принятое решение должно быть технически обоснованным и учитывать достоинства и недостатки каждой схемы [7].

Рассмотрим более подробно работу и приведем сравнительную оценку обеих схем преобразователей [7].

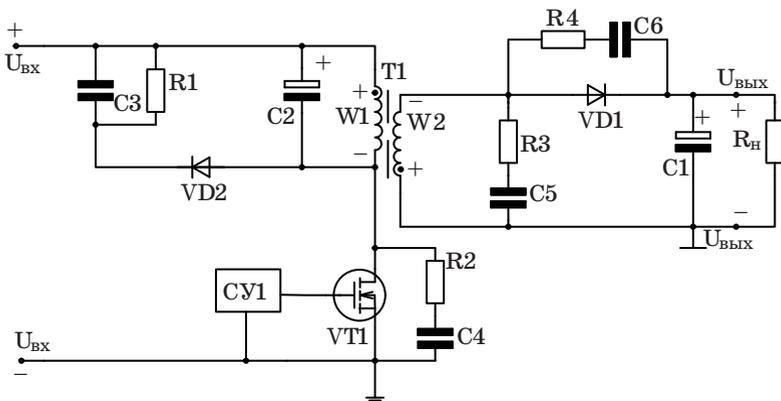


Рис. 34. Схема силовой части одинарного ОПП

На рис. 34 приведена схема ООП, дополненная четырьмя R - C -цепочками и диодом $VD2$. Назначение этих элементов будет рассмотрено ниже. Именно такое схемотехническое решение ООП и находит применение на практике.

Входное напряжение питания $U_{вх}$ подается на последовательно соединенные первичную обмотку трансформатора W_1 и транзистор $VT1$.

При открытом транзисторе VT первичная обмотка W_1 трансформатора T подключена к источнику входного напряжения $U_{вх}$, и в индуктивности обмотки W_1 происходит накопление энергии. После закрывания транзистора VT накопленная энергия с помощью вторичной обмотки W_2 через выходной диод $VD1$ поступает в нагрузку и заряжает выходной фильтрующий конденсатор C_1 .

Регулировочная характеристика идеального ООП – нелинейная:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \gamma / [(1 - \gamma) k_{\text{тр}}], \quad (67)$$

где $k_{\text{тр}} = W_1/W_2$ – коэффициент трансформации трансформатора, а γ – коэффициент скважности.

Отметим два интересных момента в работе ООП [4]:

1) один и тот же диапазон изменения коэффициента скважности γ приводит в ООП к большим изменениям выходного напряжения, чем в ОПП;

2) ток через конденсатор C_1 имеет характерный медленно спадающий участок во время паузы работы силового транзистора VT , причем часть интервала паузы ток может идти не в конденсатор (когда происходит необходимый заряд конденсатора), а из конденсатора (разряд конденсатора на нагрузку).

Так же, как и у ОПП, в ООП имеется два возможных характерных режима по току вторичной обмотки W_2 – режим непрерывных токов и режим прерывистых токов на временном интервале паузы работы силового транзистора VT . Причем в режиме прерывистых токов ООП завышает выходное напряжение по сравнению с тем, которое определено идеальной регулировочной характеристикой ООП согласно формуле (67).

Если в ОПП важным параметром является ток намагничивания трансформатора, то в ООП – это индуктивность обмотки трансформатора L_1 . Критическое значение индуктивности обмотки W_1 , определяющее границу между режимами непрерывных и прерывистых токов вторичной обмотки трансформатора $T1$ (на интервале паузы):

$$L_{1\text{кр}} = U_{\text{вх}} \gamma_N (1 - \gamma_N) / [k_{\text{тр}} (2f_p I_{\text{нг min}})], \quad (68)$$

где $k_{\text{тр}} = W_1/W_2$ – коэффициент трансформации трансформатора T ;

$\gamma_N = U_{\text{нг}} / (U_{\text{нг}} + U_{\text{вх}} / k_{\text{тр}})$ – номинальное значение коэффициента скважности, определенное без учета падения напряжения на элементах схемы;

$U_{\text{вх}}, U_{\text{нг}}$ – номинальные значения напряжений на входе преобразователя и нагрузки соответственно;

$I_{\text{нг min}}$ – минимальный ток нагрузки.

Из этого выражения видно, что чем меньше ток нагрузки, тем больше должна быть индуктивность первичной обмотки трансформатора.

Отметим, что сердечник магнитопровода трансформатора должен быть выполнен с сосредоточенным или распределенным зазором [4], поскольку магнитопровод трансформатора постоянно намагничен.

3.3. Реальные процессы в простейшем ООП

Конечно, реальный ООП и реальный ОПП имеют диаграммы напряжений и токов, отличающиеся от почти идеальных диаграмм, приведенных выше [7].

В ООП сразу после выключения транзистора $VT1$ на диаграмме напряжения на стоке полевого транзистора наблюдается достаточно узкий выброс напряжения, обычно значительной величины, многократно повышающей входное напряжение [7] (рис. 35, б).

Наличие накопленной энергии $W_L = i^2 L_S / 2$ в индуктивности рассеяния L_S трансформатора $T1$ при выключении вызывает резонансный переходный процесс на стоке транзистора $VT1$.

Поскольку величина индуктивности рассеяния мала, этот процесс имеет относительно небольшую длительность.

Отметим различия процессов, происходящих в ОПП и в ООП.

Первое отличие заключается в том, что в ОПП выходное напряжение формируется с помощью выходного L - C -фильтра, т. е. напряжение, поступающее с выходной обмотки трансформатора во время импульса (прямой ход), принципиально больше напряжения нагрузки. Выходная обмотка, соответственно, имеет количество витков, адекватное импульсному напряжению на обмотке.

В ООП напряжение нагрузки формируется непосредственно с выходной обмотки трансформатора во время паузы (обратный ход), а выходная обмотка, соответственно, имеет количество витков, адекватное выходному напряжению.

В результате количество витков выходной обмотки ОПП всегда принципиально больше количества витков выходной обмотки ООП.

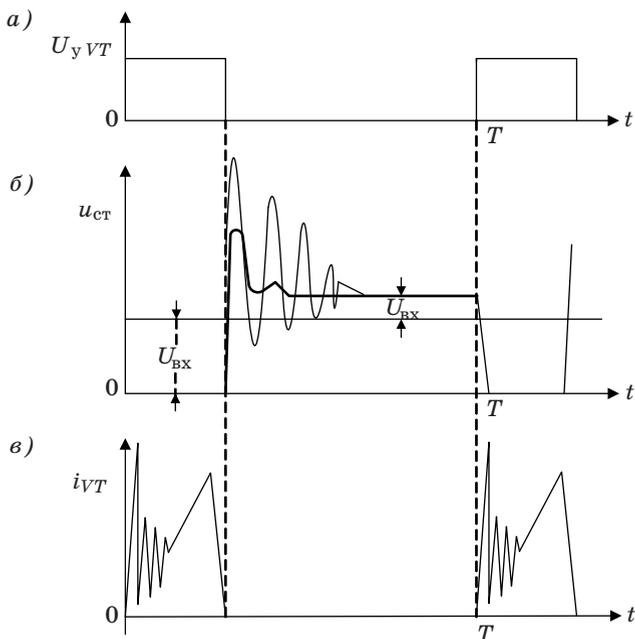


Рис. 35. Диаграммы напряжения (а, б) и тока (в) силового транзистора ООП

При одинаковых витках первичных обмоток ОПП и ООП коэффициент трансформации трансформатора ООП всегда меньше, чем у трансформатора ОПП [7]. То есть вторичная обмотка ООП имеет меньше витков и в ООП имеется большая, чем в ОПП, разница между витками первичной и вторичной обмоток трансформатора. Это обуславливает значительно худшие условия магнитной связи обмоток в ООП и, как следствие, большую индуктивность рассеяния первичной обмотки трансформатора в ООП.

Поэтому в ООП энергия выброса больше, чем в ОПП, а игольчатый выброс напряжения на стоке транзистора $VT1$ всегда выше и больше по длительности, чем в ОПП [7]!

Второе отличие заключается в том, что затухающие колебания игольчатого выброса в ОПП происходят вокруг линии, соответствующей уровню входного напряжения.

В ООП затухающие колебания игольчатого выброса происходят вокруг линии, соответствующей сумме напряжения питания, U_{BX} , и приведенного к первичной обмотке выходного напряжения, $U_{ВЫХ}$.

В результате, при одинаковой конструкции трансформатора, в ООП исходный паразитный выброс напряжения на стоке силового транзистора значительно больше по уровню и энергетике, чем аналогичный выброс в ОПП.

На диаграмме тока, приведенной на рис. 35, в, при включении транзистора VT , так же как и в ОПП, наблюдается треугольный выброс тока с высокочастотным переходным процессом. Появление данного выброса связано с тем, что включение транзистора VT обычно происходит при значительном напряжении на стоке транзистора VT , таким образом, при включении транзистора VT через него проходит ток разряда конденсатора C_2 , заряженного относительно высоким напряжением. Кроме этого, выходной диод $VD1$ еще находится в проводящем состоянии, в результате чего при включении транзистора VT образуется короткое замыкание выходной обмотки трансформатора на выходной конденсатор C_1 . Но величина сверхтока в этом случае ограничивается индуктивностью рассеяния обмоток трансформатора.

Для предохранения силового транзистора ООП от пробоя и от перегрузки по току в первую очередь необходимо **применять только полевые транзисторы (MOSFET) [7]**. Они имеют универсальные динамические характеристики и высокую перегрузочную способность. Кроме этого, у этих транзисторов практически отсутствует явление вторичного пробоя, которое имеет место у биполярных транзисторов. Из-за этого недостатка биполярные транзисторы не нашли широкого применения в высокочастотных ООП.

Для ограничения отмеченных выше нежелательных явлений принимаются специальные схемы решения, защищающие транзисторы по напряжению и по току. Цепочка R_1-C_3 (см. рис. 34) кратковременно берет на себя уменьшающий рабочий ток обмотки W_1 , что позволяет быстро и эффективно (т. е. без потерь и перегрузок) выключиться транзистору $VT1$ при относительно плавном нарастании напряжения на стоке. Замедление скорости изменения тока в обмотке W_1 на этапе выключения транзистора $VT1$ снижает величину игольчатого выброса напряжения на стоке. Расплатой за это положительное действие является дополнительная нагрузка транзистора VT на этапе включенного состояния, ведь заряженный конденсатор C_3 необходимо разряжать при каждом переключении транзистора. Таким образом, с помощью цепочки R_1-C_3 можно формировать траекторию выключения транзистора VT .

Индуктивность рассеяния трансформатора T также может считаться схемной мерой, так как часто ее действие в ООП, работаю-

щих на высоких частотах, усиливают дополнением ферритовой бусинки, одеваемой на вывод обмотки W_1 трансформатора T . Таким образом, можно отметить двойную роль индуктивности рассеяния обмоток трансформатора. С одной стороны, она увеличивает перенапряжение на транзисторе, а с другой – ограничивает свержток через транзистор VT при его включении.

С перенапряжениями на транзисторе можно бороться с помощью установки в схеме различных цепочек, например диода $VD2$ и цепочки C_3-R_1 (см. рис. 34). Эта цепочка ограничивает импульс перенапряжения, как показано на рис. 35, б более темной линией.

Дополнительные цепочки типа приведенных на схеме рис. 34 (R_4-C_6 , R_2-C_4 , R_3-C_5) используются для уменьшения уровня помех, появляющихся в обмотках, в элементах печатных плат, в выводах компонентов и т. д. вследствие резких изменений напряжений и токов в этих цепях.

3.4. Выбор силового транзистора ООП по напряжению и току

Рассмотрим кривые напряжения на диаграмме, показанные на рис. 35, б. Даже при самом удачном применении перечисленных выше мер для подавления перенапряжения на стоке силового транзистора VT , все равно необходимо ориентироваться на то, что при серийном производстве преобразователей это перенапряжение может достигать значения 10 – 20% от суммарного напряжения питания и приведенного к первичной обмотке выходного напряжения [7].

Определим величину напряжения стока транзистора VT , $U_{ст\ max}$.

При максимальном напряжении питания, когда действует минимальный коэффициент заполнения импульсов, легко вычислить значение этого коэффициента, используя соотношение

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх max}} \gamma_{\text{min}} / (1 - \gamma_{\text{min}}). \quad (69)$$

При известных значениях $U_{\text{вх max}}$ и γ_{min} определим величину напряжения стока транзистора VT , $U_{\text{ст max}}$:

$$U_{\text{ст max}} = U_{\text{вх max}} + U_{\text{вх max}} \gamma_{\text{min}} / (1 - \gamma_{\text{min}}) = U_{\text{вх max}} / (1 - \gamma_{\text{min}}). \quad (70)$$

Соотношение для минимального и максимального коэффициентов скажности без учета падения напряжения на элементах схемы можно в первом приближении определить по формуле

$$\gamma_{\text{min}} = \gamma_{\text{max}} / [\gamma_{\text{max}} (1 - K') + K'], \quad (71)$$

$$K' = U_{\text{вх max}}/U_{\text{вх min}} \quad (72)$$

– коэффициент, учитывающий предельное отклонение входного напряжения.

При проектировании преобразователей напряжения вначале обычно задаются значением максимального коэффициента скважности. На практике для преобразователей, работающих от низких входных напряжений, обычно принимают значение γ_{max} в пределах $0,5 < \gamma_{\text{max}} < 0,6$. Можно, например, принять значение $\gamma_{\text{max}} = 0,6$. Тогда минимальный коэффициент скважности γ_{min} при двукратном изменении входного напряжения ($K' = 2$) будет в соответствии с нелинейной регулировочной характеристикой ООП равен 0,428, т. е. $\gamma_{\text{min}} = 0,428$.

В этом случае напряжение стока транзистора $U_{\text{ст max}}$ будет в 2,33 раза больше максимального значения входного напряжения, т. е.

$$U_{\text{ст max}} = 2,33U_{\text{вх max}}$$

Таким образом, если бы перенапряжения из-за действия индуктивности рассеяния обмотки трансформатора не было бы, то пришлось бы выбирать транзистор VT на двойное максимальное напряжение питания. Далее, необходимо учесть перенапряжение от игольчатого выброса (10–20 %) и прибавить еще 20–40 % на запас по напряжению для обеспечения необходимой надежности. В результате для ООП с типовым двукратным изменением входного напряжения получаем

$$U_{\text{ст max}} = K_{\text{зап}}(1,1 - 1,2) \cdot 2U_{\text{вх max}} = (2,7 - 3,4)U_{\text{вх max}} = (3 - 4)U_{\text{вх max}} \quad (73)$$

Выбор транзистора по току для стабилизированного ООП, так же как и для ОПП, производят исходя из выходной мощности ООП $P_{\text{вых}}$, КПД и входного напряжения $U_{\text{вх}}$, при этом скос амплитуды кривой тока пока не учитываем.

Средний за период ток стока транзистора $I_{\text{ст1}} = P_{\text{вых}}/(\eta U_{\text{вх min}})$. Импульсный ток получается делением этого выражения на коэффициент скважности γ , соответствующий $U_{\text{вх min}}$, т. е. на γ_{max} , например, $\gamma_{\text{max}} = 0,66$. Тогда с учетом всплеска тока ($K_p = 1,2-1,5$) получаем при $U_{\text{вх min}}$

$$I_{\text{ст max1}} = (1,2-1,5)P_{\text{вых}}K'/(\eta U_{\text{вх min}} \gamma_{\text{max}}) \quad (74)$$

При напряжении $U_{\text{вх}} = U_{\text{вх max}}$ можно определить

$$I_{\text{ст max2}} = (1,2-1,5)P_{\text{вых}}K'/(\eta U_{\text{вх max}} \gamma_{\text{min}}) \quad (75)$$

Максимальное значение тока транзистора $I_{\text{ст max}}$ можно оценить в первом приближении, приняв КПД = 0,9 и учтя реальную форму

тока, т. е. наличие скоса амплитуды кривой тока. Для учета скоса амплитуды кривой тока введем в формулу для расчета $I_{\text{ст max}}$ коэффициент $K_p = 1,2$ и $K' = 1,22-1,7$:

$$I_{\text{ст max}} = 1,2P_{\text{вых}}K' / (\eta U_{\text{вх max}} \gamma_{\text{min}}). \quad (76)$$

С таким выбором тока можно смириться, учитывая большую перегрузочную способность МОП-транзисторов по току, а вот мириться с большим коэффициентом превышения напряжения на стоке транзистора в ООП возможно не всегда. Оценим величину напряжения на стоке транзистора в первом приближении. Допустим, что максимальное входное напряжение ООП равно 372 В. Это значение будет иметь выпрямленное напряжение на выходе сетевого выпрямителя, питающего ООП, при напряжении сети переменного тока 220 В и максимальном отклонении этого напряжения +20 %. В этом случае необходимо применять МОП-транзисторы с максимальным напряжением стока 1116–1488 В, которые теоретически обладают заметно худшими свойствами по быстродействию и по величине сопротивления канала в прямом направлении по сравнению с низковольтными транзисторами. Но самое главное, таких МОП-транзисторов пока промышленность еще не производит [7].

Радикальным средством уменьшения величины игольчатого выброса напряжения является увеличение мощности $R-C$ шунтирующих цепочек (R_2-C_4 и R_1-C_3 и диода $VD2$) путем уменьшения величины сопротивления и увеличения емкости. Однако необходимо помнить, что это неизбежно приводит к заметному снижению КПД (от 80 до 75–70%), а это совсем ненужное лишнее тепло и перегрузка по мощности входного источника питания. Можно применять сложные методы намотки обмоток трансформатора, направленные на уменьшение индуктивности рассеяния. В результате применения этих схемотехнических и технологических решений удастся уменьшить игольчатый выброс напряжения на стоке транзистора до 2–5 %.

Это позволит как минимум на 20 % уменьшить требования к транзистору по напряжению. В нашем примере напряжение понизится до 893–1190 В и могут подойти транзисторы с напряжением 900 В, а такие транзисторы с удовлетворительными характеристиками выпускают несколько фирм [7, 12, 13].

В том случае, когда требуется существенно снизить напряжение на стоке транзистора, можно пойти на уменьшение величины γ_{max} . Для сетевых источников электропитания по схеме ООП часто приходится принимать $\gamma_{\text{max}} = 0,4-0,5$. В этом случае максимальное

напряжение на транзисторе с учетом формул (71) и (72) можно определить по соотношению

$$U_{\text{ст max}} = U_{\text{вх max}} / (1 - \gamma_{\text{min}}) = K_{\text{зап}}(1,02-1,05)1,4U_{\text{вх max}} = (1,7-2)U_{\text{вх max}}.$$

Здесь можно применять широко распространенные транзисторы на 700 В. Однако следует обратить внимание на то, что работа ООП с меньшими значениями коэффициента скважности приводит к увеличению потерь и снижению КПД.

Возникает вопрос: как же уменьшить паразитный выброс напряжения без снижения КПД, как использовать энергию этого выброса? Решение этого очень важного с энергетической точки зрения вопроса возможно путем существенного усложнения силовой схемы преобразователя.

3.5. Однотактный преобразователь, выполненный по схеме косого полумоста

Схема, которая получила название косой полумост [7], приведена на рис. 36.

В этой схеме энергия паразитных выбросов напряжения рекуперируется в первичный источник питания с помощью диодов $VD3$ и $VD3'$, что и позволяет сохранить высокий КПД.

Самое главное, эта схема позволяет иметь самое низкое напряжение на стоке силовых транзисторов VT . Оно не превышает напряжение питания $U_{\text{вх}}$. Конечно, следует помнить, что силовые транзисторы в этой схеме должны открываться и закрываться одновременно.

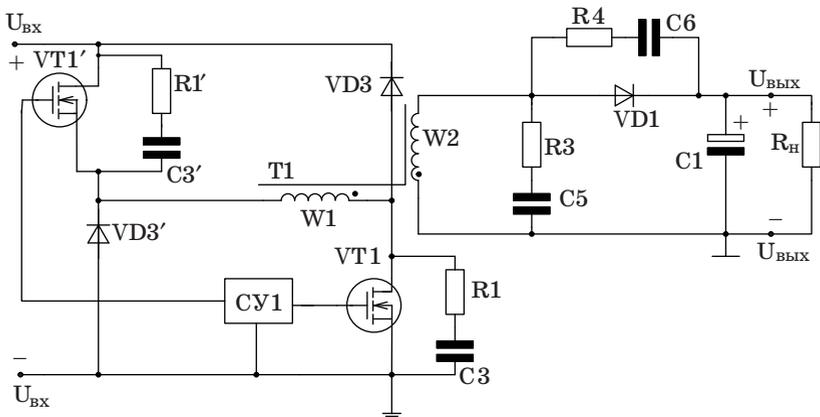


Рис. 36. Схема косого полумоста на базе ОПП

Схема косого полумоста может также эффективно применяться и для ООП, предназначенных для работы с повышенным входным напряжением питания. Очевидное достоинство этой схемы – отсутствие перенапряжений на транзисторе, что позволяет использовать относительно дешевые силовые транзисторы с невысоким пробивным напряжением. Отметим также и недостаток этой схемы – последовательное включение на пути рабочего тока первичной обмотки W_1 трансформатора T двух транзисторов. Однако в случае применения низковольтных транзисторов MOSFET, которые, как известно, имеют пониженное сопротивление открытого канала, увеличение потерь мощности на транзисторах оказывается незначительным и не приводит к какому-либо заметному снижению КПД преобразователя.

Отметим различие в загрузке силового транзистора по напряжению. Максимальное напряжение на силовом транзисторе в схеме ООП

$$U_{\text{ст max}} = (4 - 5)U_{\text{вх max}}.$$

Максимальное напряжение на силовом транзисторе $U_{\text{ст max}}$ в схеме ОПП

$$U_{\text{ст max}} = (3 - 4)U_{\text{вх max}}.$$

По максимальному току стока транзистора $I_{\text{ст max}} = (7-10)P_{\text{вых}}/U_{\text{вх max}}$ схемы ООП и ОПП практически одинаковы.

Отметим, что схема косого полумоста может быть реализована как в ООП, так и в ОПП [7].

Вопросы для самоконтроля

1. В чем заключается физическая причина появления импульсов перенапряжения на транзисторе?
2. В чем заключается физическая причина появления всплеска тока при включении транзистора?
3. Перечислите способы подавления импульсов перенапряжения на транзисторе.
4. Перечислите способы подавления всплеска тока при включении транзистора.
5. Какая из схем, ООП или ОПП, может быть использована для преобразователей повышенной мощности?
6. Укажите достоинства и недостатки схемы, называемой косой полумост.
7. Какие транзисторы, биполярные или MOSFET, следует применять при разработке ООП и ОПП?

4. МЕТОДИКА РАСЧЕТА ТРАНСФОРМАТОРОВ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ПОСТОЯННОЕ НАПРЯЖЕНИЕ, ВЫПОЛНЕННЫХ ПО СХЕМЕ ОПП

Приведенная ниже процедура расчета позволяет определить параметры трансформаторов, используемых для развязки и передачи энергии во вторичные цепи, т. е. для трансформаторов ОПП. Накопление энергии в этих трансформаторах нежелательно.

4.1. Определение расчетного значения величины магнитной индукции сердечника трансформатора

В качестве первого шага необходимо определить размах колебаний магнитной индукции ΔB в установившемся режиме. Трансформатор должен быть рассчитан на работу при возможно большем значении ΔB , что позволяет иметь меньшее число витков в обмотке, увеличить номинальную мощность и уменьшить индуктивность рассеивания [4]. На практике значение ΔB может ограничиваться либо индукцией насыщения сердечника $B_{\text{нас}}$, либо потерями в магнитопроводе. Отметим, что в полномостовых, полумостовых и двухполупериодных схемах со средней точкой первичной обмотки трансформатор возбуждается симметрично. При этом значение магнитной индукции изменяется симметрично относительно нуля характеристики намагничивания, что дает возможность иметь теоретически максимальное значение ΔB , равное удвоенному значению индукции насыщения $B_{\text{нас}}$. В большинстве одноктных схем, используемых, например, в одноктных преобразователях, магнитная индукция колеблется полностью в пределах первого квадранта характеристики намагничивания от **остаточного значения индукции** $B_{\text{ост}}$ до $B_{\text{нас}}$, ограничивая теоретический максимум ΔB до значения $(B_{\text{нас}} - B_{\text{ост}})$. Это означает, что если ΔB не ограничено потерями в магнитопроводе (обычно при рабочей частоте f_p ниже 50–100 кГц), для одноктных схем требуется трансформатор бóльших размеров при одной и той же выходной мощности.

В соответствии с законом Фарадея значение ΔB определяется произведением вольт-секунда на первичной обмотке. В установившемся режиме произведение **вольт-секунда** на первичной обмотке устанавливается на постоянном уровне и равно $U_{\text{вх}} \min t_{\text{и max}}$ или $U_{\text{вх}} \max t_{\text{и min}}$.

Размах колебаний магнитной индукции, таким образом, также постоянен.

Однако при обычном методе управления рабочим циклом, который используется большинством микросхем для импульсных стабилизаторов, при запуске и во время резкого увеличения тока нагрузки повышение напряжения $U_{\text{вх max}}$ может иметь место одновременно с $t_{\text{и max}}$. При этом, в том случае, когда $U_{\text{вх max}}$ в 2 раза больше $U_{\text{вх min}}$, размах индукции ΔB может достигать удвоенного значения от значения в установившемся режиме. Поэтому, чтобы сердечник не насыщался при переходных процессах, установившееся значение ΔB должно быть в 2 раза меньше теоретического максимума. Однако если в схему управления завести отрицательную обратную связь по входному напряжению, позволяющую контролировать значение произведения вольт-секунда, то максимальное значение этого произведения фиксируется на уровне, немного превышающем установившийся. Это позволяет увеличить значение ΔB и увеличить мощность трансформатора [4].

Значение индукции насыщения $B_{\text{нас}}$ для большинства мощных ферритов типа 3С8 превышает 0,3 Тл. В двухтактных преобразователях величина ΔB обычно ограничивается значением 0,3 Тл. При увеличении частоты до 50 кГц потери в магнитопроводе приближаются к потерям в обмотках трансформатора. Увеличение потерь в магнитопроводе на частотах выше 50 кГц требует уменьшения значения ΔB при расчете трансформатора.

В однотактных схемах без фиксаций произведения вольт-секунда для сердечников с $B_{\text{нас}} - B_{\text{ост}} = 0,2$ Тл и с учетом переходных процессов установившееся значение ΔB приходится ограничивать на уровне только 0,1 Тл. Потери в магнитопроводе на частоте 50 кГц будут незначительными вследствие небольшого размаха колебаний магнитной индукции. В схемах с фиксированным произведением вольт-секунда ΔB может принимать значения до 0,2 Тл, что дает возможность существенно сократить размеры трансформатора.

Отметим, что на рабочих частотах выше 50–100 кГц значение ΔB обычно выбирают исходя из условия ограничения потерь в магнитопроводе [4].

4.2. Вывод расчетных соотношений для определения произведения площадей сердечника магнитопровода и окна

Принятые в формулах обозначения:

$k_z = S_{\text{об}}/S_{\text{ок}}$ – коэффициент заполнения окна (должен быть не более 0,40);

$S_{\text{об}}$ – суммарная площадь проводников всех обмоток;

$S_{\text{ок}}$ – площадь окна сердечника трансформатора;

$k_p = S_{\text{об1}}/S_{\text{об}}$ – коэффициент площади первичной обмотки;

$S_{\text{об1}}$ – суммарная площадь проводников первичной обмотки;

$k_T = I_{\text{вх}}/I_1$ – коэффициент формы кривой тока первичной обмотки трансформатора;

$I_{\text{вх}}$ – среднее значение входного тока;

I_1 – действующее (среднеквадратичное) значение входного тока;

$k_{\text{об}} = k_T k_3 k_p$ – обмоточный коэффициент;

j – плотность тока;

f_p – рабочая частота трансформатора однотактных преобразователей;

$P_{\text{нг}}$ – выходная мощность (мощность, отдаваемая преобразователем в нагрузку).

Постоянная составляющая входного тока импульсного преобразователя $I_{\text{вх}}$ вычисляется по формуле

$$I_{\text{вх}} = P_{\text{вх}}/U_{\text{вх}},$$

где $P_{\text{вх}} = P_{\text{нг}}/\eta$, η – КПД преобразователя.

На первом этапе расчета следует задаться величиной $\eta \approx 0,9$.

Максимальное действующее значение тока первичной обмотки $I_{1\text{max}}$ соответствует минимальному значению напряжения на входе преобразователя $U_{\text{вх min}}$. Соотношение между действующим значением тока и постоянной составляющей входного тока первичной обмотки определяется коэффициентом формы кривой тока k_T .

С учетом коэффициента k_T определим действующее значение тока первичной обмотки

$$I_{1\text{max}} = P_{\text{вх max}}/(U_{\text{вх min}} k_T).$$

Количество витков первичной обмотки можно определить по формуле

$$W_1 = U_{\text{вх min}} k_T k_3 k_p S_{\text{ок}} j / P_{\text{вх max}}.$$

Требуемая площадь сечения окна сердечника магнитопровода

$$S_{\text{ок}} = (W_1 P_{\text{вх max}}) / (U_{\text{вх min}} k_T k_3 k_p j). \quad (77)$$

В соответствии с законом Фарадея

$$U_{\text{вх}} dt = W_1 d\Phi$$

можно установить

$$U_{\text{вх min}} t_{\text{и}} = W_1 \Delta B S_{\text{с}},$$

откуда определим площадь сердечника магнитопровода

$$S_c = U_{\text{вх}} \min t_{\text{и max}} / (W_1 \Delta B). \quad (78)$$

Для прямоходового преобразователя максимальное значение коэффициента скважности γ_{max} рекомендуется принимать равным 0,5. В этом случае максимальное значение времени импульса $t_{\text{и max}}$ можно определить по соотношению

$$t_{\text{и max}} = \gamma_{\text{max}} / f_p = 1 / (2f_p).$$

Объединяя (77) и (78), получим произведение площадей сердечника и окна для однотактного прямоходового преобразователя [4]:

$$S_c S_{\text{ок}} = P_{\text{вх max}} \cdot 10^4 / (k_t k_z k_p j_{\text{max}} \Delta B 2f_p) [\text{см}^4]. \quad (79)$$

В случае, когда размах колебаний магнитного потока ограничивается насыщением, предполагается, что потери в магнитопроводе незначительны и все потери приходятся на обмотки. Для сердечника с произведением площадей $S_c S_{\text{ок}} = 1 \text{ см}^4$ максимальная плотность тока j_{max} , вызывающая перепад температур на 30 °С в зоне нагрева при естественном охлаждении, равна 4,20 А/мм².

Увеличение размера сердечника приводит к уменьшению максимальной плотности тока, так как площадь рассеивающей тепло поверхности увеличивается медленнее, чем объем, в котором происходит выделение тепла. Эмпирически плотность тока можно определить по формуле (80) [4]

$$j_{30} = 4,2 (S_c S_{\text{ок}})^{-0,240} [\text{А/мм}^2]. \quad (80)$$

В случае ограничения ΔB насыщением сердечника $S_c S_{\text{ок}}$ вычисляются по формуле

$$\begin{aligned} S_c S_{\text{ок}} &= [P_{\text{вх max}} \cdot 10^4 / (k_t k_z k_p 420 \Delta B 2f_p)]^{1,31} = \\ &= [11,9 P_{\text{вх max}} / (k_{\text{об}} \Delta B f_p)]^{1,31} [\text{см}^4]. \end{aligned} \quad (81)$$

Выведем формулу для расчета произведения $S_c S_{\text{ок}}$ исходя из условия ограничения потерь мощности в сердечнике магнитопровода трансформатора.

Снова предполагается перепад температур на 30 °С в зоне нагрева, но потери распределяются поровну между сердечником и обмотками. Это означает, что первые 15 °С обусловлены потерями в магнитопроводе, а другие – потерями в обмотках. Плотность тока, вызывающая повышение температуры обмотки на 15 °С, рассчитывается по формуле

$$j_{15} = 2,97 (S_c S_{\text{ок}})^{-0,240} [\text{А/мм}^2]. \quad (82)$$

Это значение подставляется в (79) вместо j_{\max} , но сначала необходимо определить величину ΔB , при которой потери в сердечнике вызывают нагрев на 15°C . Удельные потери в сердечнике можно вычислить по следующей эмпирической формуле:

$$P_{\text{уд}} = \Delta B_m^{2,4} (K_H f + K_E f^2). \quad (83)$$

Для большинства мощных ферритов коэффициент гистерезиса $K_H = 4 \cdot 10^{-5}$, а коэффициент вихревых токов $K_E = 4 \cdot 10^{-10}$.

В формуле (83) f – это частота, с которой магнитная индукция изменяется в сердечнике. Для однотактных схем частота $f = f_p$.

Перепад температуры ΔT зависит от величины удельных потерь $P_{\text{уд}}$ в магнитопроводе, объема сердечника V_c и его теплового сопротивления R_T и вычисляется по формуле

$$\Delta T = R_T V_c P_{\text{уд}} = 15^\circ\text{C}, \quad (84)$$

где

$$V_c P_{\text{уд}} = P_M, \quad (85)$$

P_M – потери в магнитопроводе трансформатора (магнитные потери).

Если тепловое сопротивление и объем сердечника не известны, их можно вычислить по эмпирическим зависимостям от произведения площадей ($S_c S_{\text{ок}}$):

$$R_T = 23(S_c S_{\text{ок}})^{-0,37} [^\circ\text{C}/\text{Вт}]; \quad (86)$$

$$V_c = 5,7(S_c S_{\text{ок}})^{0,66} [\text{см}^3].$$

Отметим, что, в том случае, когда сердечник магнитопровода трансформатора выбран, объем V_c легко определить по справочным данным на этот сердечник.

Используя полученные соотношения, определяем требуемое значение ($S_c S_{\text{ок}}$) для случая ограничения ΔB потерями в сердечнике:

$$S_c S_{\text{ок}} = (K_H f + K_E f^2) [P_{\text{вх}} \cdot 10^4 / (120 k_{\text{об}} 2f_p)]^{1,58} [\text{см}^4]. \quad (87)$$

Таким образом, при расчете прямоходовых однотактных преобразователей формулы (81) и (87) позволяют определить значение произведения $S_c S_{\text{ок}}$ в зависимости от того, какие ограничения поставлены перед тем, кто проводит расчет трансформатора, а именно:

- ограничение величины ΔB насыщением магнитопровода (81);
- ограничение величины ΔB потерями в магнитопроводе (87).

Отметим, что эмпирические формулы (80) и (82) позволяют определить максимальное значение плотности тока при задан-

ном ограничении перепада температур на 30 и на 15 °С соответственно.

В случае, когда допустим перепад температуры $\Delta\theta$ больше, чем 30 °С, можно воспользоваться эмпирической формулой (82), введя в нее поправочный коэффициент

$$k_{\theta} = \sqrt{\Delta\theta/15}.$$

Тогда формула (82) приобретает вид

$$j_{\theta} = k_{\theta} 2,97(S_c S_{ок})^{-0,240} [\text{А/мм}^2]. \quad (88)$$

Нетрудно убедиться, что при $\Delta\theta = 30$ °С поправочный коэффициент

$$k_{\theta} = \sqrt{30/15} = 1,41.$$

Умножив 1,41 на 2,97, получим коэффициент 4,20, который используется в эмпирической формуле (80) при определении плотности тока при перепаде температуры на $\Delta\theta = 30$ °С, что подтверждает точность формулы расчета поправочного коэффициента k_{θ} .

Если $\Delta\theta = 60$ °С, то плотность тока следует определять по формуле

$$j_{60} = k_{60} 2,97(S_c S_{ок})^{-0,240} = 5,94(S_c S_{ок})^{-0,240} [\text{А/мм}^2].$$

Таким образом, при повышении перепада температуры до 60 °С плотность тока может быть увеличена в 2 раза по сравнению с плотностью тока при $\Delta\theta = 15$ °С.

Правильный выбор типоразмера сердечника позволит избежать насыщения магнитопровода трансформатора и обеспечит приемлемые потери в магнитопроводе и обмотках.

Отметим, что в формулах (81) и (87) предполагается, что обмотки занимают 40% от площади окна, соотношение между площадями первичной и вторичной обмоток соответствует одинаковой плотности тока в обеих обмотках и что суммарные потери в магнитопроводе и обмотках приводят к перепаду температур в зоне нагрева на 30 °С при естественном охлаждении.

В табл. 3 приведены значения коэффициентов $k_{об}$, k_T , k_3 , k_p , которые используются при расчете значения $S_c S_{ок}$ трансформатора для ОПП и двух двухтактных преобразователей [4].

В приведенных ниже формулах для полумостовых схем $U_{вх}$ равняется половине размаха входного напряжения.

Для первичной обмотки со средней точкой все значения приводятся для половины первичной обмотки.

Значения расчетных коэффициентов

Тип преобразователя	Первичная/ Вторичная обмотки	$k_{об}$	k_T	k_3	k_p
Прямоходовой преобразователь	БО/БО	0,141	0,71	0,40	0,50
Полномостовой/полумостовой	БО/СТ	0,165	1,0	0,40	0,41
Двухполупериодный со средней точкой	СТ/СТ	0,141	1,41	0,40	0,25

Примечание. БО – обмотка без отвода; СТ – обмотка со средней точкой.

Если значение $S_c S_{ок}$, рассчитанное по формуле (81), больше, чем рассчитанное по формуле (87), то размах колебаний магнитной индукции ограничивается насыщением, и в качестве ΔB принимается значение, используемое в (87).

Далее вычисляется минимальное число витков первичной обмотки W_1 , необходимое для нормальной работы при заданном значении произведения вольт-секунда:

$$W_1 > (U_{вх \min} t_{и \max} \cdot 10^4) / (\Delta B S_c) = 5000 U_{вх \min} / (\Delta B S_c f_p). \quad (89)$$

Для одноктактных преобразователей

$$t_{и \max} = \gamma_{\max} / f_p \text{ [c];}$$

для двухтактных преобразователей

$$t_{и \max} = \gamma_{\max} / (2f_p) \text{ [c].}$$

Коэффициент трансформации $k_{тр}$ рассчитывается для случая наименьшего напряжения на вторичной обмотке, соответствующего минимальному входному напряжению и максимальному коэффициенту скважности.

$$k_{тр} = W_1 / W_2 = 0,95 (U_{вх \min} - \Delta U_{кэ.нас}) \gamma_{\max} / (U_{нг} + \Delta U_{в.пр}), \quad (90)$$

где $\Delta U_{в.пр}$ – прямое падение напряжения на диоде;

$\Delta U_{кэ.нас}$ – падение напряжения на открытом транзисторе.

Коэффициент 0,95 в формуле (90) введен для учета влияние времени включения и выключения транзистора на уменьшение величины напряжения, прикладываемого к первичной обмотке.

Обратим внимание на то, что по формуле (90) определяется коэффициент трансформации преобразователя, в цепи фильтра нагрузки которого отсутствует дроссель фильтра, т. е. применен C -фильтр. В случае применения L - C -фильтра в цепи нагрузки в формуле (90) необходимо учесть падение напряжения на активном сопротивлении обмотки дросселя фильтра ΔU_{RL} , которое суммируется с $U_{нг}$ и $\Delta U_{в.пр}$.

Затем вычисляется число витков вторичной обмотки W_2 и округляется до ближайшего большего целого числа:

$$W_2 = W_1/k_{тр}. \quad (91)$$

Для округленного значения числа витков вторичной обмотки вычисляется фактическое число витков первичной обмотки

$$W_1 = W_2 k_{тр}.$$

Если новое значение W_1 окажется значительно больше, чем минимальное, полученное из формулы (89), то может потребоваться сердечник больших размеров.

В этом случае новое значение W_1 подставляется в формулу (89) для нахождения фактического значения ΔB . Полученное значение ΔB используется для нахождения удельных потерь (83), а затем найденное значение удельных потерь умножается на объем сердечника V_c для получения фактических потерь в сердечнике P_c . Далее определяется температура перегрева ΔT по формуле (84).

Плотность тока во всех обмотках должна быть одинаковой, что соответствует однородной плотности мощности во всех обмотках и таким образом улучшает использование площади окна.

Чтобы избежать больших потерь на вихревые токи и облегчить процесс выполнения обмоток, можно использовать несколько параллельных витков более тонкого провода с эквивалентной общей площадью поперечного сечения. Для вторичных обмоток с большими токами рекомендуется использовать тонкую медную пластину.

Требования к изоляции между обмотками для схем с непосредственным питанием от сети составляют в зависимости от конкретного применения и требования стандарта по электробезопасности.

Приведем требования стандарта по электробезопасности для трансформаторов и дросселей оборудования, работающего в отапливаемом и вентилируемом помещении [4].

1. Толщина диэлектрика между обмотками должна иметь 3 слоя лавсановой пленки толщиной 0,0254 мм (всего 0,16 мм со связующим веществом).

2. Безопасное расстояние между выводами первичной и вторичной обмоток должно быть не менее 0,6 см.

3. Электростатический экран между первичной и вторичной обмотками (экран Фарадея) должен иметь слой медной фольги толщиной 0,035 мм (со связующим веществом 0,076 мм).

4.3. Учет электрических потерь, вызванных поверхностным эффектом

Известно [4], что при протекании по обмоткам трансформатора и дросселя тока, форма которого имеет импульсный характер, необходимо учитывать так называемый эффект вытеснения тока, или поверхностный эффект. Физическая сущность этого явления заключается в том, что в этом случае ток протекает не по всей площади проводника, а только по внешней (наружной) части площади проводника, тем самым происходит уменьшение эффективной площади проводника, по которой протекает ток. Уменьшение площади проводника приводит к увеличению активного сопротивления обмотки трансформатора и к увеличению потерь мощности трансформатора.

Поверхностный эффект необходимо учитывать при расчете и проектировании высокочастотных преобразователей, рабочая частота которых составляет десятки и сотни килогерц.

Увеличение активного сопротивления обмотки из-за поверхностного эффекта учитывается путем введения в расчет сопротивления обмотки коэффициента

$$F_R = R_{AC}/R_{DC},$$

где R_{AC} – активное сопротивление обмотки при протекании по ней переменного тока, действующее значение которого равно I , а частота равна f_p ; R_{DC} – активное сопротивление обмотки при протекании по ней постоянного тока, среднее значение которого равно I_{DC} .

Потери мощности в обмотке в этом случае следует определять по формуле

$$P_{эл} = I^2[F_R R_{DC}] = I^2 R_{AC}.$$

На рис. 37 показана зависимость величины коэффициента увеличения сопротивления F_R для близкорасположенных обмоток, намотанных круглым проводом или плоской лентой, от глубины проникновения тока в проводник Q при различном числе слоев обмотки.

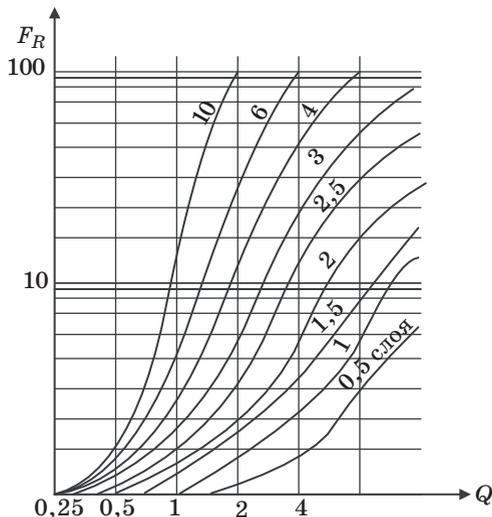


Рис. 37. Зависимость потерь в проводниках обмотки от глубины проникновения тока под поверхность проводника (величины фактора Q)

Величина F_R является функцией глубины проникновения тока под поверхность проводника D_{PEN} , толщины проводника h , коэффициента слоя меди F_L и числа слоев в секции обмотки. Когда обмотки не чередуются, вся первичная обмотка выполняется в виде одной секции, так же как и все вторичные обмотки. При разделении первичной обмотки на две половины, расположенные внутри и снаружи вторичных обмоток, каждая половина первичной обмотки является секцией этой обмотки. Точно так же вторичная обмотка выполняется из двух частей, при этом каждая секция вторичной обмотки размещается поверх соответствующей секции первичной обмотки. Этот конструктивный прием наполовину уменьшает число слоев в каждой секции обмоток и способствует существенному уменьшению электрических потерь, вызванных поверхностным эффектом [4].

Для нахождения коэффициента F_R сначала вычисляют глубину проникновения тока под поверхность проводника D_{PEN} на данной частоте по формуле

$$D_{PEN} = 75/\sqrt{f} \text{ [см]}. \quad (92)$$

Параметр Q , равный отношению толщины одного слоя обмотки к глубине проникновения тока под поверхность проводника, может быть рассчитан по эмпирическим формулам:

$Q = 0,8 (d/D_{PEN})$ – для плотно уложенного круглого провода;

$Q = h/D_{PEN}$ – для плоской ленты,

где d – диаметр провода; h – толщина ленты.

После определения параметра Q по графикам (см. рис. 37) определяем величину параметра F_R с учетом числа слоев обмотки. Далее выполняется расчет электрических потерь в обмотках.

Следует обратить внимание на то, что полученное в результате расчета значение F_R и потери определены только для первой (основной) гармоники тока, частота которой равна f_p и не учитывает наличие остальных высших гармонических составляющих импульса тока. Возникающая при расчете потерь ошибка может быть довольно велика только в случае узких импульсов, т. е. при малых значениях коэффициента скважности. В этом случае величина ошибки расчета может достигать 20—30%.

Когда требуется большая точность расчета потерь, необходимо вычислять F_R и потери для каждой из наиболее сильно выраженных гармонических составляющих импульса тока. Понятно, что для выполнения такого расчета необходимо предварительно реальную кривую формы тока представить в виде гармонического ряда

$$i = i_1 + i_2 + i_3 + \dots + i_v,$$

где i_1 – первая (основная) гармоника переменной составляющей тока, частота которой $f_1 = f_p$;

i_v – v -я гармоника переменной составляющей тока, частота которой $f_v = v f_p$.

При учете высших гармонических параметр Q следует рассчитывать для каждой высшей гармоники по формуле

$$Q = h\sqrt{F_L}/D_{PEN v}. \quad (93)$$

Для круглого провода $h = 0,866d$.

Глубину проникновения тока под поверхность проводника $D_{PEN v}$, на данной частоте f_v определяют по формуле (92), подставив в нее значение этой частоты, т. е.

$$D_{PEN v} = 75\sqrt{f_v} \text{ [см]}.$$

Значение Q зависит от конструктивного коэффициента слоя меди F_L , который является функцией расстояния между проводниками и формы проводников в слое.

В уравнении (93) можно приближенно принять значение произведения

$$h\sqrt{F_L} = 1,0$$

для медной полосы и приблизительно 0,8 для плотно уложенного круглого провода.

Для круглого провода, уложенного с произвольным интервалом, коэффициент F_L может быть вычислен по уравнению

$$F_L = 0,866[W_i/b_W], \quad (94)$$

где W_i – число витков в слое; b_W – ширина обмотки.

4.4. Расчет действующего значения токов цепей импульсных преобразователей

Соотношения между максимальным амплитудным значением тока I_m , общим действующим током I и его постоянной и переменной составляющими I_{DC} и I_{AC} показаны ниже на типовых диаграммах токов, характерных для импульсных источников питания [4]. Потери, обусловленные поверхностным эффектом, являются функцией сопротивления обмотки действующей составляющей переменного тока I_{AC} , в то время как низкочастотные потери – функция сопротивления обмотки на постоянном токе и общего действующего тока I :

$$I^2 = I_{DC}^2 + I_{AC}^2. \quad (95)$$

Расчетные соотношения при прерывистом характере тока нагрузки (рис. 38):

– среднее значение тока цепи нагрузки

$$I_{DC} = I_m \gamma/2; \quad (96)$$

– действующее значение переменной составляющей тока цепи нагрузки

$$I_{AC} = I_m \sqrt{\gamma/3 - \gamma^2/4}; \quad (97)$$

– действующее значение тока цепи нагрузки

$$I_{AC} = \Delta I / \sqrt{12}. \quad (98)$$

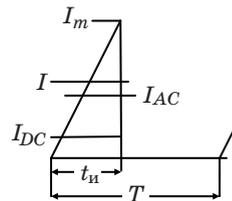


Рис. 38. Форма кривой прерывистого тока

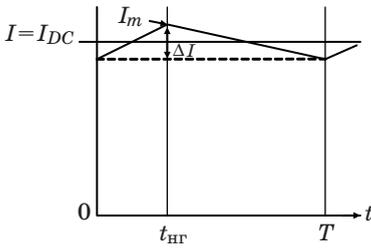


Рис. 39. Форма кривой непрерывного тока (обмотки дросселя)

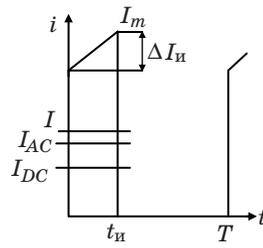


Рис. 40. Форма кривой тока обмотки трансформатора

$$I = I_m \sqrt{\gamma/3},$$

где $\gamma = t_{\text{н}}/T$; I_m – амплитудное значение тока.

Расчетные соотношения при непрерывном характере тока нагрузки (рис. 39):

– действующее значение тока цепи нагрузки

$$I \approx I_{DC} = I_m - \Delta I/2; \quad (99)$$

– действующее значение переменной составляющей тока цепи нагрузки

$$I_{AC} = \Delta I / \sqrt{12}.$$

Расчетные соотношения для тока вторичной обмотки трансформатора (рис. 40):

– среднее значение тока вторичной обмотки трансформатора

$$I_{DC} = (I_m - \Delta I/2)\gamma;$$

– действующее значение переменной составляющей тока вторичной обмотки трансформатора

$$I_{AC} \approx (I_m - \Delta I/2)\sqrt{\gamma(1-\gamma)};$$

– действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора

$$I \approx (I_m - \Delta I/2)\sqrt{\gamma}.$$

Обратим внимание на то, что амплитудное значение тока цепи нагрузки равно амплитудному значению импульса тока вторичной обмотки трансформатора.

4.5. Конструкция сердечника магнитопровода трансформатора однотактных преобразователей

Как уже было сказано, сердечник магнитопровода трансформатора высокочастотных однотактных преобразователей должен быть выполнен из феррита в целях понижения потерь мощности в сердечнике. Приведем несколько конструкций этих сердечников (рис. 41 и 42) и их параметры (табл. 4).

Обозначения, принятые в табл. 4:

B, G, D, C, A – линейные размеры сердечников;

V_c – объем сердечника;

S_c – поперечная площадь сечения сердечника;

$S_{ок}$ – площадь окна;

R_T – тепловое сопротивление сердечника;

E – высота окна сердечника;

H – ширина окна сердечника.

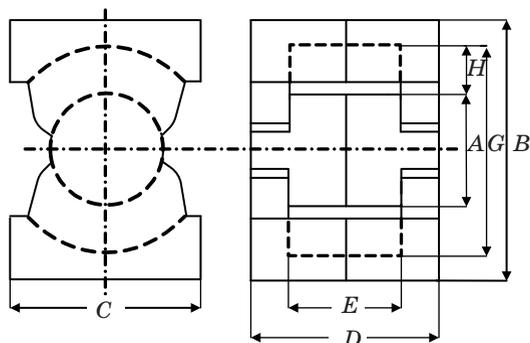


Рис. 41. Конструкция ферритового сердечника типа PQ [4]

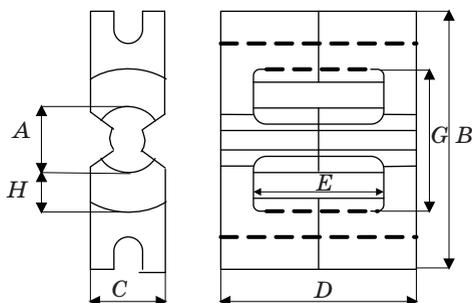


Рис. 42. Конструкция ферритового сердечника типа EC и ETD [4]

Параметры ферритовых сердечников типа PQ, ЕС и ETD

№ п/п	Обозначение сердечника	$S_{с-ок}$, см ⁴	V , см	G , см	D , см	C , см	A , см	E , см	H , см	$S_{с}$, см ²	$V_{с}$, см ³	$S_{ок}$, см ²	$R_{с}$, °С/Вт
1	ЕС70	17,83	7,00	4,45	6,90	1,64	1,64	4,55	1,41	2,79	40,10	6,39	7,50
2	ЕС70	14,36	7,00	4,45	6,90	1,64	1,64	4,15	1,24	2,79	40,10	5,15	7,50
3	ETD49	7,87	4,87	3,70	4,94	1,63	1,63	3,62	1,03	2,11	24,20	3,73	11,00
4	PQ40/40	6,40	4,00	3,70	4,00	2,80	1,52	2,92	1,09	2,01	20,50	3,18	12,00
5	ЕС52	5,59	5,22	3,30	4,84	1,34	1,34	3,17	0,98	1,80	18,80	3,11	11,00
6	ETD44	5,28	4,40	3,33	4,46	1,48	1,48	3,30	0,92	1,74	18,00	3,04	12,00
7	ЕС52	4,63	5,22	3,30	4,84	1,34	1,34	3,06	0,84	1,80	18,80	2,57	11,00
8	PQ35/35	4,21	3,50	3,20	3,50	2,60	1,46	2,47	0,87	1,96	17,26	2,15	16,00
9	ETD39	3,21	3,91	3,01	3,96	1,25	1,25	2,92	0,88	1,25	11,50	2,57	15,00
10	ЕС41	2,59	4,06	2,70	3,90	1,16	1,16	2,78	0,77	1,21	10,80	2,14	16,50
11	PQ32/30	2,33	3,20	2,75	3,06	2,20	1,37	2,10	0,69	1,61	11,97	1,45	18,50
12	ЕС41	1,90	4,06	2,70	3,90	1,16	1,16	2,45	0,64	1,21	10,80	1,57	16,50
13	ETD34	1,83	3,42	2,63	3,46	1,08	1,08	2,42	0,18	0,97	7,64	1,89	19,00
14	ЕС35	1,36	3,43	2,27	3,46	0,95	0,95	2,45	0,66	0,84	6,53	1,62	18,50
15	PQ32/20	1,31	3,20	2,75	2,08	2,20	1,37	1,12	0,69	1,70	9,42	0,77	22,00
16	PQ26.2S	0,96	2,65	2,25	2,50	1,90	1,22	1,58	0,52	1,18	6,53	0,81	24,00
17	ЕС35	0,94	3,43	2,27	3,46	0,95	0,95	2,96	0,52	0,84	6,53	1,12	18,50

4.6. Типовая серия ферритовых сердечников формы Е

В работе [8] приведены параметры ферритовых сердечников типа Е (рис. 43). Сердечник магнитопровода трансформатора состоит из двух таких половинок (рис. 44). Параметры сердечников типа Е приведены в табл. 5.

Материал сердечника – ферритовая масса Н10.

Для изготовления трансформатора необходимо на каркасе намотать первичную и вторичную обмотки, причем высота каркаса $h = 2L_1$. Затем каркас с обмотками размещается внутри сердечника. После сборки сердечник стягивается металлической лентой.

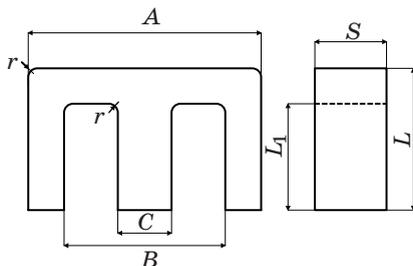


Рис. 43. Одна половина сердечника магнитопровода

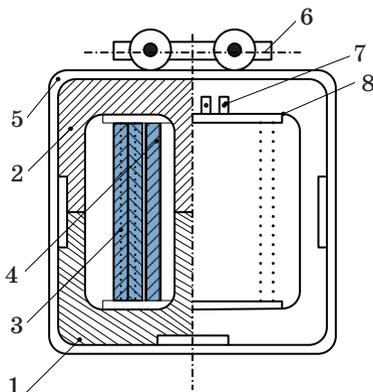


Рис. 44. Трансформатор в сборке:

- 1 – первая половина сердечника магнитопровода;
- 2 – вторая половина сердечника магнитопровода;
- 3 – вторичная обмотка; 4 – первичная обмотка;
- 5 – лента для стяжки магнитопровода; 6 – стяжка;
- 7 – клеммы выводов обмотки; 8 – каркас для обмотки

Таблица 5

Параметры ферритовых сердечников типа Е

Тип	A, мм	L, мм	2L, мм	S, мм	B, мм	C, мм	L ₁ , мм	S _{ок} , см ²	S _c , см ²	S _c S _{ок} , см ⁴	A _н , мкГн/ виток
0930-016	20	8,6	17,2	5	15	5	5,7	0,57	0,25	0,1425	0,35– 0,65
0930-017	25	10,2	20,4	6	19	6	7	0,91	0,36	0,3276	0,45– 0,75
0930-018	32	12,4	24,8	7,8	24	8	8,25	1,32	0,624	0,8237	0,8– 1,3
0930-019	42	21,3	42,6	15	29,5	12	15	2,625	1,8	4,725	1,5– 2,5
0930-020	55	27,8	55,6	22	37,5	17	19	3,895	3,74	14,567	2,4– 4,2

Очень важный параметр A_n , приведенный в табл. 5, показывает индуктивность первичной обмотки трансформатора при $W_1 = 1$ виток. Благодаря наличию такой информации легко определить индуктивность первичной обмотки L_1 при любом числе витков W_1 :

$$L_1 = A_n W_1^2. \quad (100)$$

При проектировании ООП индуктивность первичной обмотки трансформатора L_1 является одним из важнейших параметров, и точность расчета этого параметра крайне важна.

4.7. Расчет потерь в ферритовом сердечнике магнитопровода трансформатора

Потери в ферритовых сердечниках являются функцией удельных потерь $P_{уд}$, объема сердечника V_c и теплового сопротивления R_T [4].

Зависимости объема сердечника и теплового сопротивления от произведения площадей $S_{ок} S_c$ показаны на рис. 45 и 46. Точки на графиках – реальные величины для сердечников семейств ЕС, ЕТD, RМ и RQ.

Значения тепловых сопротивлений приводятся для режима охлаждения при естественной конвекции. Расчет магнитных потерь в сердечнике ΔP_M выполняется по формуле (85), расчет повы-

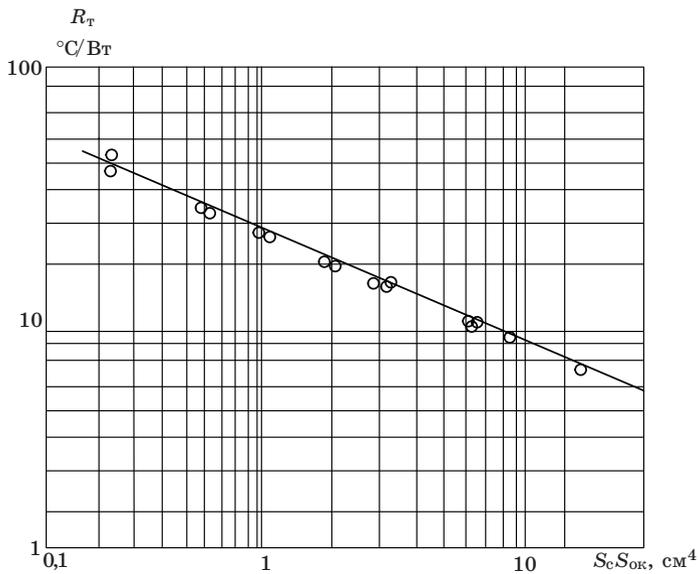


Рис. 45. Зависимость теплового сопротивления от произведения площадей $S_c S_{\text{ок}}$

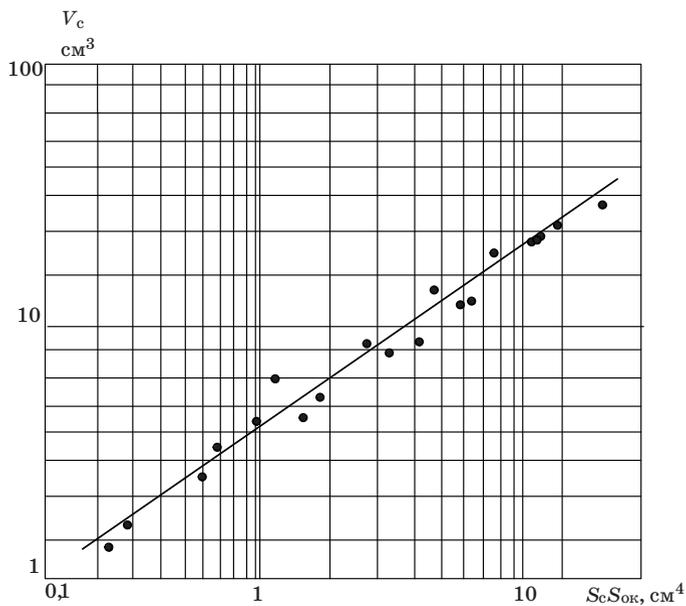


Рис. 46. Зависимость объема сердечника от произведения площадей $S_c S_{\text{ок}}$

шения температуры трансформатора вследствие выделения потерь в сердечнике, ΔT , – по формуле (84).

Значения теплового сопротивления магнитопровода трансформаторов для сердечников семейств ЕС, ЕТD, RМ и PQ приведены в табл. 4.

Вышеприведенные эмпирические уравнения для определения теплового сопротивления R_T и объема сердечника магнитопровода V_c от произведения площадей ($S_c S_{ок}$) были выведены, исходя из этих данных. Эти формулы можно использовать для расчета R_T сердечников типа Е.

5. МЕТОДИКА РАСЧЕТА ОПП

При расчете ОПП необходимо:

- рассчитать трансформатор;
- рассчитать загрузку транзистора и диодов по току и напряжению, произвести выбор этих элементов;
- рассчитать сглаживающий фильтр и выбрать элементы его;
- рассчитать потери мощности и КПД;
- выполнить статический расчет замкнутой по напряжению системы;
- оценить динамические показатели спроектированного преобразователя.

Методика расчета трансформатора для этого типа преобразователя уже рассмотрена выше.

Последующие этапы расчета ОПП целесообразно рассмотреть на примере расчета реальной схемы ОПП.

Исходные данные:

- напряжение нагрузки $U_{\text{нг}N} = 24 \text{ В}$;
- допустимое отклонение напряжения нагрузки $\pm \Delta U_{\text{нг}\%} = 0,1 \%$;
- ток нагрузки $I_{\text{нг}N} = 8 \text{ А}$;
- допустимый коэффициент пульсаций напряжения нагрузки $k_{\text{п}2} = 0,01$.

Параметры питающей сети:

- напряжение $U_{\text{вх}N} = 12 \text{ В}$;
- допустимое отклонение напряжения питающей сети $\pm \Delta U_{\text{вх}} = 10 \%$.

Температура окружающей среды $\Theta = 25 \text{ }^\circ\text{С}$.

Схемы и временные диаграммы, поясняющие работу ОПП, приведены на рис. 47.

5.1. Расчет трансформатора

Определим требуемое произведение площадей сечения сердечника магнитопровода S_c и окна $S_{\text{ок}}$, исходя из условия ограничения индукции ΔB насыщением сердечника магнитопровода, поэтому воспользуемся формулой (81):

$$S_c S_{\text{ок}} = [11,9 P_{\text{вх}N} / (k_{\text{об}} \Delta B f_p)]^{1,31} [\text{см}^4],$$

где $P_{\text{вх}N} = P_{\text{нг}N} / \eta$ – номинальная входная мощность, $P_{\text{нг}N} = U_{\text{нг}N} I_{\text{нг}N} = 24 \cdot 8 = 192 \text{ Вт}$ – номинальная мощность нагрузки;
 $k_{\text{об}} = 0,141$ (см. табл. 3);

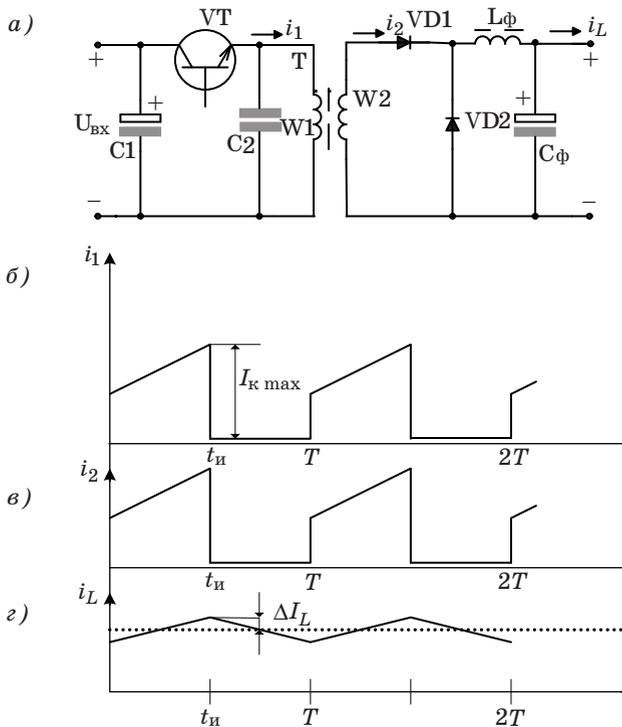


Рис. 47. Схемы (а) и временные диаграммы (б–д), поясняющие работу ОПШ: i_1 – ток стока транзистора VT , ток первичной обмотки трансформатора; i_2 – ток вторичной обмотки трансформатора; i_L – ток дросселя фильтра

$\Delta B = 0,1$ Тл – размах колебания магнитной индукции сердечника трансформатора;

f_p – частота переключения транзистора.

Примем $f_p = 50$ кГц, а КПД преобразователя $\eta = 0,9$.

$$S_c S_{ок} = [11,9 \cdot 192 / (0,141 \cdot 0,1 \cdot 50\,000 \cdot 0,9)]^{1,31} = 5,357 \text{ см}^4.$$

Выбираем сердечник PQ40/40, параметры которого:

$$S_c = 2,01 \text{ см}^2, S_{ок} = 3,18 \text{ см}^2, S_c S_{ок} = 6,40 \text{ см}^4.$$

Определим число витков первичной обмотки трансформатора W_1 .

Примем значение $\gamma_{\max} = 0,5$, а $\Delta B = 0,1$ Тл.

Число витков первичной обмотки

$$W_1 = (U_{\text{вх min}} - \Delta U_{\text{кэ.нас}}) t_{\text{и max}} \cdot 10^4 / (\Delta B S_c).$$

Минимальное значение напряжения на входе преобразователя

$$U_{\text{вх min}} = U_{\text{вх N}}(1 - 0,1) = 12 \cdot 0,9 = 10,8 \text{ В.}$$

Падение напряжения на открытом транзисторе $\Delta U_{\text{кэ.нас}}$ примем равным 0,5 В.

Максимальная длительность импульса управления при $\gamma = \gamma_{\text{max}} = 0,5$

$$t_{\text{и max}} = \gamma_{\text{max}} / f_p = 0,5 / 50\,000 = 1 \cdot 10^{-5} \text{ с.}$$

$$W_1 = (10,8 - 0,5) \cdot 1 \cdot 10^{-5} \cdot 10^4 / (0,1 \cdot 2,01) = 5,12 \text{ витка.}$$

Принимаем $W_1 = 5$ виткам.

Определим коэффициент трансформации трансформатора $k_{\text{тр}}$, приняв при этом:

- падение напряжения на открытом транзисторе $\Delta U_{\text{кэ.нас}} = 0,5 \text{ В}$;
- падение напряжения на открытом диоде $\Delta U_{\text{в.пр}} = 0,75 \text{ В}$;
- падение напряжения на активном сопротивлении обмотки дросселя $\Delta U_{\text{RL}} = 0,02 \cdot 24 = 0,48 \text{ В}$.

С учетом определенных выше параметров определим коэффициент трансформации ОПП

$$k_{\text{тр}} = W_1 / W_2 = 0,95(U_{\text{вх min}} - \Delta U_{\text{кэ.нас}}) \gamma_{\text{max}} / (U_{\text{нг N}} + \Delta U_{\text{в.пр}} + \Delta U_{\text{RL}}) = \\ = 0,95(10,8 - 0,5) \cdot 0,5 / (24 + 0,75 + 0,48) = 0,1939.$$

Принимаем $k_{\text{тр}} = 0,2$.

Число витков вторичной обмотки

$$W_2 = W_1 / k_{\text{тр}} = 5 / 0,2 = 25.$$

Принимаем $W_2 = 25$ виткам.

Уточняем коэффициент трансформации $k_{\text{тр}} = W_1 / W_2 = 5 / 25 = 0,2$.

В дальнейших расчетах используем это значение коэффициента трансформации, т. е. $k_{\text{тр}} = 0,2$.

Определим плотность тока в проводниках обмоток трансформатора, вызывающую перепад температур на 30 °С в зоне нагрева при естественном охлаждении по формуле (88):

$$j_{30} = 4,2(S_c S_{\text{ок}})^{-0,240} = 4,2 \cdot 6,40^{-0,240} = 2,69 \text{ А/мм}^2.$$

Принимаем плотность тока в обмотках трансформатора $j = 2,69 \text{ А/мм}^2$.

5.2. Расчет параметров сглаживающего фильтра

Работа сглаживающего фильтра в этой схеме во многом идентична работе сглаживающего фильтра ОППН I, поскольку энергия для зарядки конденсатора фильтра передается от источника на интервале импульса, а на интервале паузы энергия, запасенная конденсатором, передается нагрузке.

Определим величину индуктивности дросселя фильтра L .

Величина этой индуктивности должна быть больше критической, $L > L_{кр}$, чтобы обеспечить непрерывный характер тока нагрузки. Величину $L_{кр}$ определим из соотношения

$$\Delta U_L = U_{d1} - U_{нг} = 2LI_{нг}f_p,$$

где ΔU_L – падение напряжения на дросселе сглаживающего фильтра на интервале импульса;

U_{d1} – расчетное значение среднего напряжения на входе фильтра при $\gamma = 1$;

$U_{нг}$ – среднее значение напряжения нагрузки, равное напряжению на конденсаторе сглаживающего фильтра C_3 ;

L – индуктивность дросселя сглаживающего фильтра;

$I_{нг}$ – среднее значение тока нагрузки;

f_p – частота переключения транзистора.

Напряжения U_{d1} и $U_{нг}$ определим по соотношениям:

$$U_{d1} = (1/k_{тр})(U_{вх} - \Delta U_{кэ.нас});$$

$$U_{нг} = U_{d1}\gamma - \Delta U_{в.пр} - \Delta U_{RL}.$$

Величина падения напряжения на обмотке дросселя

$$\Delta U_L = [(1/k_{тр})(U_{вх} - \Delta U_{кэ.нас}) - (1/k_{тр})(U_{вх} - \Delta U_{кэ.нас})\gamma] + \Delta U_{в.пр} + \Delta U_{RL};$$

$$\Delta U_L = (1/k_{тр})(U_{вх} - \Delta U_{кэ.нас})(1 - \gamma) + \Delta U_{в.пр} + \Delta U_{RL}.$$

Критическое значение индуктивности сглаживающего фильтра

$$L_{кр} = [(1/k_{тр})(U_{вх} - \Delta U_{кэ.нас})(1 - \gamma) + \Delta U_{в.пр} + \Delta U_{RL}]\gamma / (2I_{нг}f_p),$$

где $\Delta U_{в.пр}$ – падение напряжения на открытом диоде;

$\Delta U_{RL} = I_{нг}R_L$ – падение напряжения на активном сопротивлении обмотки дросселя.

Определим величину $L_{кр}$, необходимую для проектируемого преобразователя.

Зададимся в первом приближении значениями:

$$\Delta U_{в.пр} = 0,75 \text{ В};$$

$$\Delta U_{RL} = I_{нг} R_L = 0,02 U_{нг N} = 0,02 \cdot 24 = 0,48 \text{ В};$$

$$\Delta U_{кэ.нас} = 0,5 \text{ В};$$

$$\gamma = \gamma_{\max} = 0,5; k_{тр} = 0,2.$$

$$L_{кр} = [(1/0,2)(12 - 0,5)(1 - 0,5) + 0,75 + 0,02 \cdot 24] \times \\ \times 0,5 / (2 \cdot 8 \cdot 50\,000) = 18,73 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.}$$

Для того чтобы ток, протекающий через обмотку дросселя, имел непрерывный характер, необходимо выбрать дроссель, индуктивность которого $L_{\phi} > L_{кр}$.

С учетом этого выбираем три стандартных дросселя серии SRP1270-100м (см. табл. 35). Индуктивность каждого из дросселей равна 10 мкГн, а обмотка выполнена на ток 10 А, ток насыщения 16 А, активное сопротивление обмотки $R_L = 0,017 \text{ Ом}$. Размер дросселя $14 \cdot 14 \text{ мм}^2$, высота 7 мм. Дроссель предназначен для работы в цепях до 150 кГц. Обмотки дросселей соединяем последовательно. Таким образом, результирующая индуктивность составит 30 мкГн, а активное сопротивление обмотки $R_L = 0,017 \cdot 3 = 0,051 \text{ Ом}$.

Падение напряжение на обмотках дросселя, ΔU_{RL} , при протекании по ним тока нагрузки $I_{нг} = 8 \text{ А}$:

$$\Delta U_{RL} = 8 \cdot 0,051 = 0,408 \text{ В.}$$

Сравним рассчитанное значение ΔU_{RL} со значением, принятым в первом приближении, $\Delta U_{RL} = 0,48 \text{ В}$. Значения практически одинаковы, уточнение этого параметра не требуется.

Определяем размах амплитуды пульсаций тока обмотки дросселя ΔI_L при $L_{\phi} = 30 \text{ мкГн}$:

$$\Delta I_L = [(1/k_{тр})(U_{вх} - \Delta U_{кэ.нас})(1 - \gamma_{\max}) + \\ + \Delta U_{в.пр} + \Delta U_{RL}] \gamma_{\max} / (2L_{\phi} f_p);$$

$$\Delta I_L = [(1/0,2)(12 - 0,5)(1 - 0,5) + 0,75 + 0,408] \cdot 0,5 / (2 \cdot 30 \cdot 10^{-6} \times \\ \times 50\,000) = 4,98 \text{ А.}$$

Поскольку энергия в нагрузку в этой схеме передается на интервале импульса, т. е. открытого состояния транзистора, целесообразно применить L - C сглаживающий фильтр, индуктивность которого обеспечивает накопление энергии и уменьшает амплитуду пульсации тока цепи нагрузки.

Выше был выбран дроссель фильтра, индуктивность которого равна 30 мкГн. Определен также размах отклонения тока обмотки

дросселя, $\Delta I_L = 4,98$ А. Действующее значение переменной составляющей тока, протекающего через обмотку дросселя и конденсатор:

$$\Delta I_{L_{д.з}} = \Delta I_L / \sqrt{12} \quad [4],$$

$$\Delta I_{L_{д.з}} = 4,98/3,46 = 1,44 \text{ А.}$$

Определим далее произведение индуктивности и емкости фильтра $L_\Phi C_\Phi$ по формуле (14):

$$L_\Phi C_\Phi = (1 - \gamma)/(8k_{п2}f^2) = (1 - 0,5)/(8 \cdot 0,01 \cdot 50\,000^2) = 25 \cdot 10^{-10} \text{ Гн}\Phi.$$

Емкость фильтра C_Φ можно определить, разделив рассчитанное выше значение $L_\Phi C_\Phi = 25 \cdot 10^{-10}$ ГнΦ на $L_\Phi = 30 \cdot 10^{-6}$ Гн:

$$C_\Phi = 25 \cdot 10^{-10}/(30 \cdot 10^{-6}) = 0,833 \cdot 10^{-4} \Phi = 83,3 \text{ мк}\Phi.$$

Выбранный конденсатор должен удовлетворять одному важному требованию: действующее значение тока, который он способен пропустить, должно быть не менее рассчитанной выше величины $\Delta I_{L_{д.з}} = 1,44$ А. С учетом этого требования емкость выбранного конденсатора может быть больше рассчитанного значения.

По справочным данным (см. табл. 28) выбираем конденсатор фирмы Jamicon, параметры которого:

- номинальное значение емкости $C_N = 680$ мкФ;
- рабочее напряжение $U_{CN} = 50$ В;
- максимальное допустимое действующее значение переменной составляющей тока $I_{прм д.з} = 1,86$ А;
- $r_C = 78 \cdot 10^{-3}$ Ом.

Следовательно, падение напряжения на внутреннем сопротивлении конденсатора фильтра от амплитуды переменной составляющей тока составит

$$\Delta U_C = I_{ACm} \cdot r_C = 1,41 \cdot 1,44 \cdot 78 \cdot 10^{-3} = 0,112 \text{ В.}$$

Определим амплитуду пульсаций напряжения на выбранном конденсаторе при протекании по нему переменного тока пульсаций $\Delta I_{L_{д.з}} = 1,41 \cdot 1,44$ А:

$$U_{п2} = \Delta I_{L_{д.з}} \cdot 1,41 \cdot \sqrt{x_C^2 + r_C^2} =$$

$$= 2,03 \sqrt{1/(2\pi f_\Phi C_\Phi)^2 + (78 \cdot 10^{-3})^2} = 0,158 \text{ В.}$$

Определим коэффициент пульсаций напряжения нагрузки при выбранных параметрах фильтра

$$k_{п2} = U_{п2}/U_{нг} = 0,158/24 = 6,6 \cdot 10^{-3} = 0,0066 < 0,01,$$

что удовлетворяет требованию задания по ограничению пульсаций напряжения нагрузки.

Проверка параметров фильтров на резонанс.

Необходимо выполнение условия

$$\omega_{с.к} < 0,5\omega_{п}.$$

$$\omega_{с.к} = 1/\sqrt{L_{\Phi}C_{\Phi}} = 1/\sqrt{30 \cdot 10^{-6} \cdot 680 \cdot 10^{-6}} = 10^6/142,3 = 7027 \text{ с}^{-1}.$$

$$\omega_{п} = 6,28 \cdot 50\,000 = 314 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}.$$

$$0,5\omega_{п} = 157 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}.$$

$$(7,027 \cdot 10^3) < (157 \cdot 10^3).$$

Параметры фильтра удовлетворяют требованиям отсутствия резонанса и обеспечивают заданную техническим заданием допустимую величину коэффициента пульсации напряжения нагрузки.

Расчет сечения проводов трансформатора

Уточним амплитудное значение импульса тока, протекающего по вторичной обмотке:

$$I_{2m} = I_{нг.ср} + \Delta I_L/2 = 8,0 + 4,98/2 = 10,49 \text{ А}.$$

Определим действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора I_2 при $\gamma_{\max} = 0,5$ и $I_{нгN} = 8 \text{ А}$.

Действующее значение тока вторичной обмотки с учетом пульсаций тока

$$I_2 = (I_{2m} - \Delta I_L/2)\sqrt{\gamma_{\max}} = (10,49 - 4,98/2)\sqrt{0,5} = 6,364 \text{ А}.$$

Действующее значение тока первичной обмотки с учетом пульсаций тока:

$$I_1 = I_2/k_{тр} = 6,364/0,2 = 31,82 \text{ А}.$$

Амплитудное значение импульса тока, протекающего по первичной обмотке:

$$I_{1m} = I_{2m}/k_{тр} = 10,49/0,2 = 52,45 \text{ А}.$$

Среднее значение тока, протекающего по первичной обмотке трансформатора:

$$I_{1ср} = I_{1m} \gamma_{\max} = 52,45 \cdot 0,5 = 26,225 \text{ А}.$$

Определим далее сечение проводов обмоток, выберем провода и определим коэффициент заполнения окна $k_{з\text{ап}}$. Обязательным

условием возможности выполнения трансформатора является выполнение условия $k_{\text{зап}} < 0,4$.

Требуемое сечение провода вторичной обмотки

$$q_2 = I_2/j = 6,364/2,69 = 2,357 \text{ мм}^2.$$

Требуемое сечение провода первичной обмотки

$$q_1 = I_1/j = 31,82/2,69 = 11,83 \text{ мм}^2,$$

где $j = 2,69 \text{ А/мм}^2$ – плотность тока.

С целью устранить влияние поверхностного эффекта (или уменьшить его влияние) на увеличение активного сопротивления обмоток трансформатора выполняем их многожильным проводом марки ПЭЛР-1, предельная рабочая температура которого равна $105 \text{ }^\circ\text{C}$ (см. табл. 38).

Первичную обмотку выполняем из 123 проводов сечением $0,096221 \text{ мм}^2$ впараллель, тогда результирующее сечение этого многожильного провода

$$q_1 = 123 \cdot 0,096221 = 11,835 \text{ мм}^2.$$

Вторичную обмотку выполняем из 25 проводов тем же сечением $0,096221 \text{ мм}^2$ впараллель, тогда результирующее сечение этого многожильного провода

$$q_2 = 25 \cdot 0,096221 = 2,405 \text{ мм}^2.$$

Проверяем коэффициент заполнения окна

$$\begin{aligned} k_{\text{зап}} &= (q_1 W_1 + q_2 W_2)/S_{\text{ок}} = (11,835 \cdot 5 + 2,405 \cdot 25)/318 = \\ &= 119,3/318 = 0,375. \end{aligned}$$

Коэффициент заполнения окна менее 0,4, следовательно, трансформатор можно изготовить и уточнение расчета трансформатора не требуется.

По табл. 38 определим, что диаметр выбранного провода с изоляцией составляет $0,39 \text{ мм}$, а сечение провода с изоляцией составит $0,11939 \text{ мм}^2$. Таким образом, эквивалентное сечение многожильного витка первичной обмотки с учетом изоляции составит

$$q_{1 \text{ экв.из}} = 123 \cdot 0,11939 = 14,686 \text{ мм}^2,$$

а эквивалентное сечение многожильного витка вторичной обмотки с учетом изоляции составит

$$q_{2 \text{ экв.из}} = 25 \cdot 0,11939 = 2,985 \text{ мм}^2.$$

Эквивалентному сечению $q_{1 \text{ экв.из}}$ соответствует эквивалентный диаметр провода одного эквивалентного витка с учетом изоляции

$$d_{1 \text{ экв.из}} = \sqrt{q_{1 \text{ из}} \cdot 4/\pi} = \sqrt{14,686 \cdot 4/\pi} = 4,325 \text{ мм.}$$

Эквивалентному сечению $q_{2 \text{ экв.из}}$ соответствует эквивалентный диаметр провода одного эквивалентного витка с учетом изоляции

$$d_{2 \text{ экв.из}} = \sqrt{q_{2 \text{ из}} \cdot 4/\pi} = \sqrt{2,985 \cdot 4/\pi} = 1,95 \text{ мм.}$$

При изготовлении трансформатора необходимо выполнить следующие требования электробезопасности, приведенные выше.

1. Межобмоточную изоляцию выполняем в виде трех слоев лавсановой пленки толщиной 0,0254 мм. Со связующим веществом толщина диэлектрика составляет 0,16 мм.

2. Расстояние между выводами первичной и вторичной обмоток устанавливаем 0,7 см.

3. Между первичной и вторичной обмотками установлен электростатический экран (экран Фарадея) в виде слоя медной фольги толщиной 0,035 мм. Со связующим веществом толщина электростатического экрана составляет 0,076 мм.

5.3. Выбор транзистора

Транзистор выбираем по максимальному (амплитудному) значению тока стока (или коллектора) и максимальному напряжению сток-исток (или коллектор-эмиттер). Ранее без учета наличия всплеска импульса тока было определено максимальное значение тока первичной обмотки трансформатора $I_{1m} = 52,45 \text{ А}$.

С учетом коэффициента запаса по току $k_{з.т} = 2$ ток стока транзистора $I_{ст N}$ должен быть не менее 105 А.

В подразд. 2.4 приведены рекомендации по выбору транзистора по току с учетом всплеска импульса тока первичной обмотки

$$I_{ст \max} = (1,2; \dots; 1,5)(1,2; \dots; 1,4) \cdot 1,2 \cdot P_{\text{вых}} K' / (\eta U_{\text{вх max}} \gamma_{\min}) = \\ = (7; \dots; 10) P_{\text{вых}} / U_{\text{вх max}}.$$

Значение $\gamma = \gamma_{\min}$ определим для режима работы преобразователя при максимальной величине входного напряжения $U_{\text{вх max}}$:

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вх max}} = 12(1 + 0,1) = 13,2 \text{ В}; \\ U_{\text{нг N}} = (1/k_{\text{тр}}) (U_{\text{вх max}} - \Delta U_{\text{кэ.нас}}) \gamma_{\min} - \Delta U_{\text{в.пр}} - \Delta U_{\text{RL}};$$

$$\begin{aligned}\gamma_{\min} &= (U_{\text{нг}N} + \Delta U_{\text{в.пр}} + \Delta U_{RL})k_{\text{тр}} / (U_{\text{вх max}} - \Delta U_{\text{кэ.нас}}) = \\ &= (12 + 0,75 + 0,408) \cdot 0,2 / (13,2 - 0,5); \\ \gamma_{\min} &= 0,207.\end{aligned}$$

Определим номинальное значение тока стока транзистора с учетом наличия всплеска импульса тока [4], воспользовавшись для этих целей вышеприведенной формулой.

Примем $\eta = 0,9$ и определим остальные параметры:

$$K' = U_{\text{вх max}} / U_{\text{вх min}} = 1,1 / 0,9 = 1,222;$$

$$\gamma_{\min} = 0,207;$$

$$P_{\text{вых}} = 24 \cdot 8 = 192 \text{ Вт};$$

$$U_{\text{вх max}} = 1,1 \cdot 12 = 13,2 \text{ В};$$

$$I_{\text{ст max}} = 1,2 \cdot 192 \cdot 1,222 / (0,9 \cdot 13,2 \cdot 0,207) = 114 \text{ А}.$$

Рассчитанный с учетом рекомендаций подразд. 2.4 ток стока $I_{\text{ст max}}$ транзистора практически совпадает с рассчитанным выше значением тока стока транзистора (105 А). Для выбора транзистора примем значение

$$I_{\text{ст max}} = 115 \text{ А}.$$

Номинальное напряжение транзистора сток-исток $U_{\text{с-и}}$ определим по формуле

$$\begin{aligned}U_{\text{с-и max}} &= U_{\text{вх max}} + U_{\text{вх max}} \gamma_{\min} / (1 - \gamma_{\min}) = U_{\text{вх max}} / (1 - \gamma_{\min}) = \\ &= 13,2 / (1 - 0,207) = 16,64 \text{ В}.\end{aligned}$$

С учетом рекомендаций подразд. 2.4 коэффициента запаса по напряжению $k_{\text{з.н}}$ принимаем равным 4, т. е. $k_{\text{з.н}} = 4$.

Таким образом, транзистор необходимо выбирать на напряжение не менее 70 В.

Окончательно принимаем решение по требуемым параметрам транзистора.

Номинальное значение тока стока должно быть не менее 115 А, а номинальное значение напряжения $U_{\text{с-и}N}$ – не менее 70 В.

Учитывая, что рабочая частота f_p принята равной 50 000 Гц, а также учитывая рекомендации, приведенные в подразд. 2.4, необходимо выбирать транзистор MOSFET. Таким требованиям удовлетворяет транзистор BSM111AR (см. табл. 22), параметры которого:

$$U_{\text{с-и}} = 100 \text{ В}; I_{\text{ст max}} = 200 \text{ А}; R_{\text{нас}} = 8,5 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}.$$

Суммарное время включения и выключения транзистора $(t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}) < 0,25$ мкс.

Тепловое сопротивление переход-исток транзистора $R_{\text{п-и}} = 0,18$ °С/Вт.

Таким образом, падение напряжения в открытом состоянии транзистора при токе $I_{1m} = I_{\text{ст } m} = 52,45$ А составит $\Delta U_{\text{с-и}} = 52,45 \times 8,5 \cdot 10^{-3} = 0,446$ В.

Это падение напряжения меньше принятого ранее при расчете падения $\Delta U_{\text{кэ.нас}} = \Delta U_{\text{с-и}} = 0,5$ В. Уточнение расчета не требуется.

5.4. Выбор диодов VD1 и VD2

Выбор диода VD1 проводим по среднему значению импульса тока вторичной обмотки трансформатора $I_{2\text{cp}} = I_{2m} \gamma_{\text{max}} = 8 \cdot 0,5 = 4$ А с учетом коэффициента запаса по току $k_{\text{з.т}} = 2$, $I_{\text{в.ср}} = k_{\text{з.т}} \cdot 4 = 2 \cdot 4 = 8$ А и максимальному обратному напряжению.

Амплитудное значение обратного напряжения на диоде VD1 определяется напряжением, прикладываемым к нему на интервале паузы:

$$U_{\text{обр } m} = (U_{\text{нг } N} + \Delta U_{\text{в.пр}} + \Delta U_{\text{RL}}) / \gamma_{\text{min}};$$

$$U_{2m} = (8 + 0,75 + 0,408) / 0,207 = 44,24 \text{ В.}$$

С учетом коэффициента запаса по напряжению $k_{\text{з.н}} = 2$ необходимо выбирать диод VD1 на номинальное обратное напряжение не менее 89 В.

В качестве диода VD1 выбираем диод Шоттки 8TQ100/IR (см. табл. 19) на ток $I_{\text{в } N} = 8$ А; $U_{\text{в.обр } N} = 100$ В; $\Delta U_{\text{в.пр}} = 0,72$ В.

Выбор диода VD2 проводим по среднему значению тока, протекающего по обмотке дросселя на интервале паузы $t_{\text{п}} = T - t_{\text{и}}$. При $\gamma_{\text{max}} = 0,5$ этот ток равен току, протекающему по обмотке дросселя на интервале импульса $t_{\text{и}}$:

$$I_{\text{VD2 ср}} = I_{\text{нг } N} (1 - \gamma_{\text{max}}) = 8 \cdot 0,5 = 4 \text{ А.}$$

С учетом коэффициента запаса по току $k_{\text{з.т}} = 2$

$$I_{\text{в.ср}} = k_{\text{з.т}} \cdot 4 = 2 \cdot 4 = 8 \text{ А.}$$

Максимальное обратное напряжение на диоде VD2 появляется на интервале импульса и равно амплитуде напряжения вторичной обмотки на интервале импульса:

$$U_{\text{VD2 обр}} = U_{2m} = U_{\text{вх max}} / k_{\text{тр}} = (13,2 - 0,5) / 0,2 = 63,5 \text{ В.}$$

С учетом коэффициента запаса по напряжению $k_{з.н} = 1,5$ необходимо выбирать диод $VD2$ на номинальное обратное напряжение не менее 100 В.

В качестве диода $VD2$ выбираем диод Шоттки 8TQ100/IR на ток $I_{в.н} = 8 \text{ А}$; $U_{в.обр.н} = 100 \text{ В}$; $\Delta U_{в.пр} = 0,72 \text{ В}$.

5.5. Расчет потерь мощности и коэффициента полезного действия ОПП

Определим электрические потери в обмотках трансформатора. Воспользовавшись данными табл. 4, приведем габаритные размеры выбранного сердечника магнитопровода (рис. 48). Размеры указаны в сантиметрах.

Определяем среднюю длину витков первичной и вторичной обмоток, имеющих форму цилиндра.

Размеры окна, в котором размещается обмотка:
ширина $H = 10,9 \text{ мм}$, высота $E = 29,2 \text{ мм}$.

Витки обмотки укладываются слоями по высоте окна. Первичную обмотку укладываем внутрь, а вторичную – поверх первичной обмотки.

Диаметр среднего витка первичной обмотки D_1 равен сумме внутреннего диаметра сердечника ($A = 15,2 \text{ мм}$) и толщине изоляции обмотки от корпуса (примем равной 0,5 мм). Таким образом, $D_1 = 15,7 \text{ мм} = 1,57 \text{ см}$.

Первичная обмотка занимает один слой, так как нетрудно установить, что длина намотки витков первичной обмотки составит

$$L_{1 \text{ на м}} = W_1 d_{1 \text{ экв.из}} = 5 \cdot 4,325 = 21,625 \text{ мм},$$

а высота окна равна 29,2 мм.

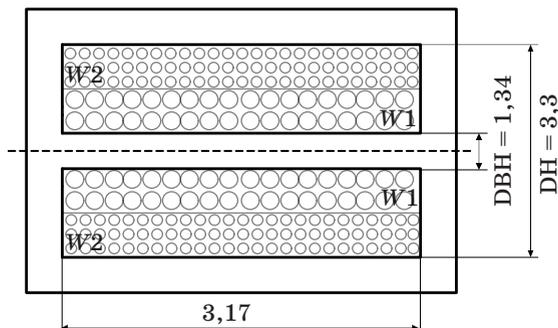


Рис. 48. Габаритные размеры сердечника трансформатора

Длина среднего витка первичной обмотки $l_{\text{ср1}} = \pi D_1 = 49,3 \text{ мм} = 4,93 \text{ см}$.

Расчетная длина провода первичной обмотки

$$L_1 = W_1 l_{\text{ср1}} = 5 \cdot 4,93 = 24,65 \text{ см}.$$

Активное сопротивление первичной обмотки

$$R_1 = \rho L_1 / q_1 = 0,0175 \cdot 0,2465 / 11,835 = 0,364 \cdot 10^{-3} \text{ Ом},$$

где ρ – удельное электрическое сопротивление меди, $\rho = 0,0175 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$.

Определим число слоев вторичной обмотки.

Длина намотки витков вторичной обмотки

$$L_{2 \text{ на м}} = W_2 d_{2 \text{ экв.из}} = 25 \cdot 1,95 = 48,75 \text{ мм}.$$

Разделим $L_{2 \text{ на м}}$ на высоту окна сердечника E , получим требуемое число слоев:

$$48,75 / 29,2 = 1,7.$$

Это означает, что для намотки вторичной обмотки требуется не менее 1,7 слоя.

Диаметр эквивалентного среднего витка вторичной обмотки, которая размещается поверх витков первичной обмотки и занимает (как будет показано ниже) два слоя, равен

$$\begin{aligned} D_{2 \text{ экв}} &= D_1 + 2d_{1 \text{ экв.из}} + d_{2 \text{ экв.из}} = \\ &= 15,7 + 2 \cdot 4,325 + 1,95 = 26,3 \text{ мм} = 2,63 \text{ см}. \end{aligned}$$

Длина среднего витка вторичной обмотки

$$l_{\text{ср2}} = \pi D_{2 \text{ экв}} = 8,258 \text{ см}.$$

Длина провода вторичной обмотки

$$L_2 = W_2 l_{\text{ср2}} = 25 \cdot 8,258 = 206,45 \text{ см}.$$

Активное сопротивление вторичной обмотки

$$R_2 = \rho L_2 / q_2 = 0,0175 \cdot 2,06 / 2,405 = 15 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}.$$

Оценим необходимость учета влияния поверхностного эффекта на увеличение активных сопротивлений обмоток R_1 и R_2 .

Диаметр выбранного единичного проводника (без изоляции) для первичной и вторичной обмоток один и тот же: $d = 0,35 \text{ мм}$.

Глубина проникновения тока под поверхность проводника

$$D_{PEN} = 75 / \sqrt{f} = 75 \sqrt{50 \text{ 000}} = 0,335.$$

Параметр $Q = 0,8d/D_{PEN} = 0,8 \cdot 0,35/0,335 = 0,836$.

По графикам (см. рис. 37) устанавливаем, что для первичной обмотки величина параметра $F_R = R_{AC}/R_{DC} = 1$. Это означает, что при выбранных параметрах первичной обмотки ее активное сопротивление для переменной составляющей тока, частота которой равна 50 000 Гц, равна активному сопротивлению для постоянного тока и эффект вытеснения тока в этой обмотке отсутствует.

Для вторичной обмотки величина параметра $F_R = R_{AC}/R_{DC} \approx 1,25$. Это означает, что активное сопротивление вторичной обмотки для переменной составляющей тока, частота которой равна 50 000 Гц, в 1,25 раза больше, чем для постоянной составляющей.

Действующее значение переменной составляющей тока вторичной обмотки трансформатора (см. рис. 40)

$$I_{AC} \approx (I_m - \Delta I/2)\sqrt{\gamma(1-\gamma)}.$$

При $\gamma_{\max} = 0,5$, $I_{2m} = 10,49$ А и $\Delta I/2 = 2,49$ А

$$I_{AC} \approx (10,49 - 2,49)\sqrt{0,5(1-0,5)} = 4 \text{ А}.$$

Электрические потери в проводах первичной обмотки

$$\Delta P_{\text{эл1}} = I_1^2 R_1 = 31,82^2 \cdot 0,343 \cdot 10^{-3} = 0,347 \text{ Вт}.$$

Электрические потери в проводниках вторичной обмотки имеют две составляющие:

– электрические потери от постоянной составляющей

$$\Delta P'_{\text{эл2}} = I_{2\text{ср}}^2 R_2 = (8\gamma_{\max})^2 \cdot 15 \cdot 10^{-3} = 0,24 \text{ Вт};$$

– электрические потери от переменной составляющей с учетом эффекта вытеснения тока

$$\Delta P''_{\text{эл2}} = I_{2\text{ср}}^2 R_2 = 4^2 \cdot 1,25 \cdot 15 \cdot 10^{-3} = 0,300 \text{ Вт}.$$

Суммарные электрические потери в обмотках трансформатора

$$\Delta P_{\text{эл}} = \Delta P_{\text{эл1}} + \Delta P'_{\text{эл2}} + \Delta P''_{\text{эл2}} = 0,347 + 0,24 + 0,3 = 0,887 \text{ Вт}.$$

Потери в магнитопроводе трансформатора

$$\Delta P_{\text{м}} = P_{\text{уд.м}} V_{\text{с}}.$$

Для выбранного сердечника $V_{\text{с}} = 20,5$ см³. Величину удельных потерь материала магнитопровода определим по формуле (83):

$$P_{\text{уд.м}} = \Delta B^{2,4} (K_{\text{Н}} f_{\text{п}} + K_{\text{Е}} f_{\text{п}}^2).$$

Для большинства ферритов коэффициент гистерезиса $K_H = 4 \cdot 10^{-5}$, а коэффициент вихревых токов $K_E = 4 \cdot 10^{-10}$.

$$P_{\text{уд.м}} = 0,12,4 (4 \cdot 10^{-5} \cdot 50\,000 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 50\,000^2) = 0,012 \text{ Вт/см}^3.$$

Потери в магнитопроводе выбранного сердечника

$$\Delta P_M = 0,012 \cdot 20,5 = 0,306 \text{ Вт.}$$

Таким образом, суммарные потери в трансформаторе

$$\Delta P_{\text{п.тр}} = \Delta P_{\text{эл}} + \Delta P_M = 0,877 + 0,306 = 1,19 \text{ Вт.}$$

Потери в транзисторе

$$\Delta P_{VT} = \Delta P_{VT \text{ ст}} + \Delta P_{VT \text{ дин}},$$

где $\Delta P_{VT \text{ ст}} = I_{1 \text{ ср}}^2 R_{\text{отк}}$ – статические потери в транзисторе, здесь $R_{\text{отк}}$ – сопротивление прямого канала транзистора в открытом состоянии, для выбранного транзистора $R_{\text{отк}} = 8,5 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$;

$$I_{1 \text{ ср}} = 26,225 \text{ А:}$$

$$\Delta P_{VT \text{ ст}} = 26,225^2 \cdot 8,5 \cdot 10^{-3} = 5,846 \text{ Вт};$$

динамические потери в транзисторе

$$\Delta P_{VT \text{ дин}} = P_{\text{вх}} f_p (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}})/2 = U_{\text{вх}} I_{1 \text{ ср}} f_p (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}})/2;$$

$$\Delta P_{VT \text{ дин}} = 12 \cdot 26,225 \cdot 50\,000 \cdot 0,25 \cdot 10^{-6}/2 = 1,967 \text{ Вт.}$$

Суммарные потери в транзисторе

$$\Delta P_{VT} = 5,846 + 1,967 = 7,813 \text{ Вт.}$$

Потери в диоде VD1

$$\Delta P_{VD1} = \Delta U_{\text{в.пр}} I_{VD1 \text{ ср}} = 0,72 \cdot 4 = 2,88 \text{ Вт.}$$

Потери в диоде VD2

$$\Delta P_{VD2} = \Delta U_{\text{в.пр}} I_{VD2 \text{ ср}} = 0,72 \cdot 4 = 2,88 \text{ Вт.}$$

Электрические потери в обмотке дросселя

$$\Delta P_{\text{эл.др}} = I_{\text{нг}}^2 R_{\text{др}} = 8^2 \cdot 0,051 = 3,264 \text{ Вт.}$$

Итак, суммарные потери в преобразователе

$$\begin{aligned} \Sigma P_{\text{п}} &= \Delta P_{\text{п.тр}} + \Delta P_{\text{эл.др}} + \Delta P_{VT} + \Delta P_{VD1} + \Delta P_{VD2} = \\ &= 1,19 + 3,264 + 7,813 + 2,88 + 2,88 = 18,027 \text{ Вт.} \end{aligned}$$

Коэффициент полезного действия преобразователя

$$\eta = P_{\text{нг}} / (P_{\text{нг}} + \Sigma \Delta P_{\text{п}}) = 24 \cdot 8 / (24 \cdot 8 + 18,027) = 0,914.$$

Рассчитанный с учетом параметров выбранных элементов КПД несколько больше принятого в первом приближении значения, равного 0,9. Следовательно, проводить уточняющий расчет не требуется.

5.6. Расчет площади радиатора транзистора

$$S_p > 1000 / (R_{\text{п.с}} \sigma_T),$$

где S_p – площадь радиатора;

σ_T – коэффициент теплоотдачи от радиатора в окружающую среду;

$R_{\text{п.с}}$ – тепловое сопротивление радиатор – окружающая среда:

$$R_{\text{п.с}} \ll R_T - R_{\text{п.к}} - R_{\text{к.р}},$$

здесь R_T – суммарное тепловое сопротивление;

$R_{\text{п.к}}$ – тепловое сопротивление p - n -переход – корпус транзистора, для выбранного транзистора $R_{\text{п.к}} = 0,18$ °C/Вт;

$R_{\text{к.р}}$ – тепловое сопротивление корпус – радиатор, для выбранного транзистора $R_{\text{к.р}} = 0,33$ °C/Вт;

$$R_T < (\Theta_{\text{п.доп}} - \Theta_{\text{ср}}) / P_{VT},$$

здесь $\Theta_{\text{п.доп}}$ – допустимая температура перехода транзистора;

$\Theta_{\text{ср}}$ – температура окружающей среды (указана в задании на проектирование):

$$R_T < (125 - 25) / 7,813 = 12,799$$
 °C/Вт;

$$R_{\text{п.с}} \ll 12,799 - 0,18 - 0,33 = \\ = 12,289$$
 °C/Вт;

$$S_p > 1000 / (12,289 \cdot 1,5) = 54,249$$
 см².

В качестве радиатора берем три алюминиевые пластины общей площадью 120 см² и скрепляем их вместе так, как это показано на рис. 49.

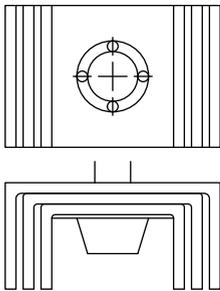


Рис. 49. Радиатор в сборке

5.7. Статический расчет замкнутой по напряжению системы

Структурная схема замкнутой по напряжению системы приведена на рис. 18.

Схема управления ОПШ, подобно схеме рис. 17, а, содержит компаратор, на вход которого поступают два сигнала: напряжение управления U_y и опорное напряжение $u_{оп}$ (см. рис. 17, б). Опорное напряжение имеет пилообразную форму, период этого напряжения $T = 1/f_p$. Как видно из рис. 17, б, длительность импульса управления, подаваемого на затвор транзистора силовой схемы преобразователя, t_n , определяется моментом равенства напряжений управления и опорного напряжения. Коэффициент скважности импульсов управления $\gamma = t_n/T$. При $U_y = U_{оп\ max}$ коэффициент скважности $\gamma = 1$.

Основные расчетные соотношения, необходимые для расчета замкнутой по напряжению системы:

– напряжение обратной связи $U_{осн} = k_{д.н} U_{нг}$, где $k_{д.н}$ – коэффициент передачи датчика напряжения;

– напряжение рассогласования, подаваемого на вход предварительного усилителя: $U_\delta = U_з - U_{осн}$, где $U_з$ – напряжение задания;

– напряжение управления, подаваемое на вход системы управления преобразователя: $U_y = k_{п.у} U_\delta$;

– ЭДС на выходе преобразователя $E_{пр} = k_{пр} U_y$;

– напряжение нагрузки $U_{нг} = E_{пр} - I_{нг} R_{сх} - \Delta U_{в.пр}$.

Выше было определено падение напряжения на открытом диоде

$$\Delta U_{в.пр} = 0,75 \text{ В.}$$

Эквивалентное сопротивление схемы

$$R_{сх} = R_L + R_{тр2} + R'_{тр1},$$

где $R'_{тр1} = R_1/k_{тр}^2 = 0,364 \cdot 10^{-3}/(0,2)^2 = 9,1 \cdot 10^{-3}$ Ом – приведенное к вторичной обмотке активное сопротивление первичной обмотки;

$R_{тр2}$ – активное сопротивление вторичной обмотки;

$$R_{сх} = 0,051 + 15 \cdot 10^{-3} + 9,1 \cdot 10^{-3} = 0,075 \text{ Ом.}$$

Определим величину ЭДС преобразователя

$$\begin{aligned} E_{пр N} &= U_{нг N} + I_{нг N} R_{сх} + \Delta U_{в.пр} = \\ &= 24 + 8 \cdot 0,075 + 0,72 = 25,32 \text{ В.} \end{aligned}$$

Относительное значение сигнала управления

$$\bar{U}_y = U_y / U_{\text{оп max}} = \gamma.$$

Примем $U_{\text{оп max}} = 5 \text{ В}$.

Определим $U_{y \text{ max}}$, при котором $\gamma = \gamma_{\text{max}} = 0,5$:

$$U_{y \text{ max}} = U_{\text{оп max}} \gamma_{\text{max}} = 5 \cdot 0,5 = 2,5 \text{ В}.$$

Коэффициент усиления преобразователя

$$k_{\text{пр}} = E_{\text{пр}} / U_{y \text{ max}} = 25,32 / 2,5 = 10,128.$$

Из приведенных выше основных соотношений определим

$$U_{\text{нг N}} = k_{\text{пр}} k_{\text{п.у}} (U_3 - k_{\text{д.н}} U_{\text{нг N}}) - I_{\text{нг N}} R_{\text{сх}} - \Delta U_{\text{в.пр}};$$

$$U_{\text{нг N}} (1 + k_{\text{пр}} k_{\text{п.у}} k_{\text{д.н}}) = k_{\text{пр}} k_{\text{п.у}} U_3 - I_{\text{нг N}} R_{\text{сх}} - \Delta U_{\text{в.пр}};$$

$$U_{\text{нг N}} = k_{\text{пр}} k_{\text{п.у}} U_3 / (1 + k_{\text{пр}} k_{\text{п.у}} k_{\text{д.н}}) - \\ - (I_{\text{нг N}} R_{\text{сх}} + \Delta U_{\text{в.пр}}) / (1 + k_{\text{пр}} k_{\text{п.у}} k_{\text{д.н}});$$

$$I_{\text{нг N}} R_{\text{сх}} + \Delta U_{\text{в.пр}} = \Delta U_{\text{нг.раз}} = 8 \cdot 0,075 + 0,72 = 1,32 \text{ В},$$

где $\Delta U_{\text{нг.раз}}$ – падение напряжения в разомкнутой системе преобразователя, $\Delta U_{\text{нг.раз}} = 1,32 \text{ В}$;

$\Delta U_{\text{нг.з}} = \Delta U_{\text{нг.раз}} / (1 + k_{\text{пр}} k_{\text{п.у}} k_{\text{д.н}})$ – падение напряжения в замкнутой системе преобразователя.

Обозначим произведение коэффициентов $k_{\text{пр}} k_{\text{п.у}} k_{\text{д.н}} = K$, K – общий коэффициент усиления системы.

$$\Delta U_{\text{нг.раз}} / \Delta U_{\text{нг.з}} = K - 1;$$

$\Delta U_{\text{нг.з}}$ задано заданием на проектирование:

$$\Delta U_{\text{нг.з}} = (\Delta U_{\text{нг \%}} / 100) U_{\text{нг N}} = 0,001 \cdot 24 = 0,024 \text{ В}.$$

Определим общий коэффициент усиления системы

$$K = (\Delta U_{\text{нг.раз}} / \Delta U_{\text{нг.з}}) - 1 = (1,32 / 0,024) - 1 = 55 - 1 = 54.$$

Далее следует определить коэффициенты $k_{\text{п.у}}$ и $k_{\text{д.н}}$.

Определим сначала произведение этих коэффициентов

$$k_{\text{д.н}} k_{\text{п.у}} = K / k_{\text{пр}} = 54 / 10,128 = 5,331.$$

Далее определим значение коэффициента $k_{\text{п.у}}$:

$$k_{\text{п.у}} U_{\delta} = U_{y \text{ max}} = 2,5 \text{ В};$$

$$k_{\text{п.у}} (U_3 - U_{\text{осн}}) = k_{\text{п.у}} (U_3 - k_{\text{д.н}} U_{\text{нг N}}) = 2,5.$$

Примем напряжение задания $U_3 = 5$ В.

$$k_{п.у} U_3 - k_{п.у} k_{д.н} U_{нг N} = 2,5;$$

$$k_{п.у} \cdot 5 - 5,331 \cdot 24 = 2,5;$$

$$k_{п.у} = (2,5 + 127,96)/5 = 26,092.$$

Коэффициент передачи датчика напряжения

$$k_{д.н} = 5,331/26,092 = 0,2081.$$

Проведем проверку расчета коэффициентов:

$$U_{нг N} = [U_3 k_{пр} k_{п.у}/(1 + K)] - \Delta U_{нг раз}/(1 + K) =$$

$$= [5 \cdot 10,128 \cdot 26,564/55] - 1,31/55;$$

$$U_{нг N} = 24,023 - 0,023 = 24$$
 В.

Расчет коэффициентов $k_{пр}$, $k_{п.у}$, $k_{д.н}$ произведен правильно.

Расчет входного фильтра

Расчет входного фильтра следует провести по методике, изложенной в разд. 7.

Вопросы для самоконтроля

1. Как рассчитать произведение площадей $S_c S_{ок}$ трансформатора для ОПП?
2. Как рассчитать число витков первичной обмотки трансформатора?
3. Как рассчитать потери в сердечнике магнитопровода трансформатора?
4. Какой эффект получил название «эффект вытеснения тока» и в чем заключается его физическая сущность?
5. Назовите конструкторско-технологические приемы снижения вредного влияния эффекта вытеснения тока.
6. Как рассчитать требуемое значение индуктивности сглаживающего фильтра?
7. Как рассчитать требуемое значение емкости сглаживающего фильтра?

6. ОДНОТАКТНЫЙ ОБРАТНОХОДОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

В процессе расчета ООП необходимо:

- выполнить расчет трансформатора;
- рассчитать загрузку элементов преобразователя по току и напряжению и выбрать их;
- рассчитать сглаживающий фильтр цепи нагрузки;
- рассчитать входной фильтр;
- рассчитать потери мощности на элементах схемы и определить КПД преобразователя;
- рассчитать площадь радиатора транзистора;
- выполнить статический расчет спроектированной системы;
- оценить устойчивость спроектированной системы к возмущениям.

Как уже было сказано, трансформатор обратного хода накапливает энергию на интервале импульса, т. е. того интервала, на котором ток от источника питания проходит через открытый транзистор в первичную обмотку трансформатора [4]. Передача же этой накопленной трансформатором энергии в нагрузку осуществляется на интервале паузы, т. е. на интервале закрытого состояния транзистора. С учетом сказанного, при расчете трансформатора ООП кроме определения таких традиционных параметров, как мощность трансформатора $S_{тр}$, напряжение первичной и вторичной обмоток, сечение проводов обмоток, потери мощности в обмотках и сердечнике, необходимо обеспечить индуктивность первичной обмотки, достаточной для накопления упомянутой выше энергии.

6.1. Методика расчета трансформатора обратного хода

Напомним, что изложенная в предыдущем разделе методика относится к расчету трансформаторов прямого хода, используемых для связи и развязки в схемах понижающих и повышающих преобразователей (в которых накопление энергии в обмотке трансформатора нежелательно).

Приведенная же ниже методика применяется для расчета так называемых трансформаторов обратного хода, являющихся по существу катушками индуктивности с несколькими обмотками, которые обеспечивают накопление и передачу энергии в нагрузку и развязку нагрузки и питающей сети в обратноходовых преобразователях.

Высокие значения магнитных проницаемостей ($\mu_R = 3000 \div 100\,000$) основных магнитных материалов не позволяют запастись в них мно-

го энергии. Это свойство хорошо для трансформатора ОПП, но не для трансформатора ООП. Большое количество энергии, которое должно быть запасено в трансформаторе обратного хода, фактически сосредотачивается в воздушном зазоре или в другом немагнитном материале сердечника трансформатора, величина относительной магнитной проницаемости которого $\mu_R = 1$, и который разрывает путь магнитных линий внутри сердечника с большой магнитной проницаемостью [7]. В молибден-пермалловых и порошковых железных сердечниках энергия накапливается в немагнитном связующем веществе, удерживающем магнитные частицы вместе. Этот распределенный зазор не может быть измерен или определен непосредственно, вместо этого приводится эквивалентная магнитная проницаемость для всего сердечника с учетом немагнитного материала.

Расчетные соотношения для удельных магнитных потерь, потерь в магнитопроводе и повышения температуры те же, что и для трансформатора прямого хода [см. формулы (83)–(85)].

Определение рабочего диапазона изменения индукции сердечника магнитопровода трансформатора

Вычисляемые в приведенной ниже методике расчета значения индуктивности и тока относятся к первичной обмотке. Величина индуктивности L_1 и пиковое значение тока короткого замыкания через первичную обмотку I_{1m} определяют максимальное значение энергии $(L_1 I_{1m}^2)/2$, которую первичная обмотка (катушка индуктивности) должна запасать (в зазоре) без насыщения сердечника и с приемлемыми потерями в магнитопроводе и проводах.

Далее необходимо определить максимальное пиковое значение индукции B_{\max} , которое соответствует пиковому току I_{1m} . Чтобы минимизировать размер зазора, необходимый для накопления требуемой энергии, катушка индуктивности должна использоваться в режиме с достаточно большим значением B_{\max} . Это позволит минимизировать число витков в обмотках, потери на вихревые токи, а также размер и стоимость трансформатора.

В стабилизаторах, работающих в режиме непрерывного тока нагрузки, B_{\max} может быть выбрано в пределах 0,28–0,3 Тл.

На практике значение B_{\max} ограничивается либо величиной индукции насыщения сердечника $B_{\text{нас}}$, либо потерями в магнитопроводе. Потери в ферритовом сердечнике пропорциональны как частоте, так и полному размаху изменения индукции ΔB в течение каждого цикла переключения, возведенному в степень 2,4.

В стабилизаторах, работающих в режиме прерывистого тока, значение магнитной индукции изменяется от нуля до B_{\max} (остаточная намагниченность незначительна из-за наличия зазора) и максимальный размах колебаний индукции ΔB_M равняется B_{\max} . В таких схемах (особенно на высоких частотах), ΔB_M (и B_{\max}) обычно ограничивается потерями в магнитопроводе. С учетом этого для расчета трансформатора принимают $B_{\max} \approx 0,2$ Тл, величина которого меньше, чем величина $B_{\text{нас}}$.

Определение размера сердечника магнитопровода

На первом этапе расчета необходимо определить минимальное значение индуктивности первичной обмотки трансформатора L_1 , обеспечивающее непрерывный характер тока, а также значение коэффициента трансформации $k_{\text{тр}}$ [2]:

$$L_{1\min} = U_{\text{вх}} \gamma_{\max} (1 - \gamma_{\max}) k_{\text{тр}} / (2I_{\text{нг min}} f_p), \quad (101)$$

где $I_{\text{нг min}}$ – минимальное значение тока нагрузки.

Коэффициент трансформации можно определить, воспользовавшись коммутационным законом, согласно которому при переключении транзистора (в момент скачкообразного изменения тока первичной обмотки) поток в сердечнике трансформатора остается неизменным. Из этого следует равенство намагничивающих сил первичной и вторичной обмоток:

$$\begin{aligned} I_{1m} W_1 &= I_{2m} W_2; \\ k_{\text{тр}} &= W_1 / W_2 = I_{2m} / I_{1m}, \end{aligned} \quad (102)$$

где I_{1m} , I_{2m} – амплитудные значения тока первичной и вторичной обмотки трансформатора соответственно в момент выключения транзистора;

W_1 , W_2 – соответственно число витков первичной и вторичной обмотки трансформатора.

Максимальное значение коэффициента скважности γ_{\max} принимаем с учетом рекомендаций подразд. 2.4: $0,5 \leq \gamma_{\max} \leq 0,6$.

Номинальное значение коэффициента скважности γ_N определим по формуле

$$\begin{aligned} \gamma_N &= (U_{\text{нг}N} + \Delta U_{\text{в.пр}} + \Delta U_{\text{тр}2}) k_{\text{тр}} / [(U_{\text{вх}N} - \Delta U_{\text{кэ.нас}} - \Delta U_{\text{тр}1}) + \\ &+ (U_{\text{нг}N} + \Delta U_{\text{в.пр}} + \Delta U_{\text{тр}2}) k_{\text{тр}}], \end{aligned} \quad (103)$$

где $U_{\text{вх}N}$, $U_{\text{нг}N}$ – номинальные значения напряжения на входе и выходе преобразователя соответственно;

$\Delta U_{в.пр}$ – прямое падение напряжения на диоде;

$\Delta U_{кэ,нас}$ – падение напряжения на открытом транзисторе;

$\Delta U_{тр1}$, $\Delta U_{тр2}$ – падение напряжения на активном сопротивлении первичной и вторичной обмотки трансформатора соответственно.

Для удовлетворения требований по динамическим и статическим характеристикам преобразователя целесообразно для дальнейших расчетов принимать $L_1 = (1,1-1,2)L_{1min}$. Если преобразователь работает при неизменном токе нагрузки, то для расчета L_{1min} можно принять

$$I_{нг min} = (0,2-0,3)I_{нг N}.$$

Теперь можно перейти к расчету произведения площади окна сердечника $S_{ок}$ и площади поперечного сечения магнитопровода S_c .

Используемый сердечник должен быть способен запасти требуемую энергию в небольшом зазоре без вхождения сердечника трансформатора в насыщение и иметь приемлемые потери в магнитопроводе. Кроме того, окно сердечника должно вмещать требуемое количество витков первичной и вторичной обмоток, обеспечивающее приемлемые потери в обмотках. Для выбора сердечника можно использовать приводимые ниже формулы (104) и (105), которые дают возможность получить значение произведения площадей сердечника $S_{ок}S_c$ в первом приближении. Из справочных таблиц выбирается сердечник, произведение площадей $S_{ок}S_c$ которого несколько превышает рассчитанную по этим формулам величину.

Формула (104) применяется, когда ΔB ограничено насыщением, а (105) – когда ΔB ограничено потерями в магнитопроводе. В сомнительных случаях вычисляются оба значения и используется наибольшее [4].

Сначала рассмотрим случай расчета $S_{ок}S_c$, исходя из условия ограничения насыщения сердечника магнитопровода:

$$S_{ок}S_c = [(L_1 I_{1m} I_1 \cdot 10^4)/(420 k_1 B_{max})]^{1,31} [см^4], \quad (104)$$

где размерность индуктивности L в генри [Гн], а индукции B – в теслах [Тл];

I_{1m} – максимальное амплитудное значение тока первичной обмотки трансформатора при $t = t_{и} = \gamma_{max} T = \gamma_{max}/f_p$;

I_1 – действующее значение тока первичной обмотки трансформатора при максимальной нагрузке;

B_{max} – максимальное значение индукции сердечника трансформатора;

k_1 – коэффициент, учитывающий площадь окна сердечника трансформатора, занимаемую витками первичной обмотки транс-

форматора (табл. 6). Для обратногоходового однотактного преобразователя, работающего в режиме непрерывного тока нагрузки, $k_1 = 0,2$:

$$k_1 = k_{\text{зап}} k_p,$$

где $k_{\text{зап}}$ – коэффициент заполнения окна витками первичной и вторичной обмоток;

k_p – коэффициент площади первичной обмотки. При $k_p = 0,5$ площади поперечного сечения витков первичной и вторичной обмоток равны. Указанное в табл. 6 значение коэффициента заполнения окна $k_{\text{зап}} = 0,4$ для трансформаторов обратного хода дано с учетом изоляции, удовлетворяющей требованиям стандарта по электрической прочности изоляции, но не включает фурнитуру и саму катушку. Для тороидальных сердечников коэффициент $k_{\text{зап}}$ должен быть разделен на 2. Коэффициент площади первичной обмотки $k_p = 0,5$ предполагает, что площади поперечного сечения первичной и вторичной обмоток равны [4].

Формула (104) основана на потерях в проводах при плотности тока j_{max} в обмотках трансформатора при максимальном допустимом перепаде температур в трансформаторе 30 °С. Значение j_{max} зависит от размеров сердечника и вычисляется по формуле

$$j_{30} = 420(S_{\text{ок}} S_c)^{-0,240} [\text{А/см}^2]. \quad (105)$$

В случае ограничения потерями в сердечнике используется формула (106), которая также основана на перепаде температур в зоне нагрева на 30 °С, но вызванного равными вкладами от потерь в проводах и от потерь в магнитопроводе:

$$S_{\text{ок}} S_c = [(L_1 \Delta I_1 I_1 \cdot 10^4) / (j_{\text{max}} k_1 \Delta B_M)] [\text{см}^4]. \quad (106)$$

Величина ΔI_1 в первом приближении может быть принята равной $I_{\text{нг min}} / k_{\text{тр}}$. Этот параметр требует последующего уточнения после определения величины индуктивности, которой обладает первичная обмотка трансформатора.

Форма кривой тока первичной обмотки трансформатора показана на рис. 40.

Среднее значение тока первичной обмотки

$$I_{1 \text{ ср}} = (I_{1m} - I_1/2)\gamma.$$

Действующее значение переменной составляющей тока первичной обмотки

$$I_{AC} \approx (I_{1m} - \Delta I_1/2) \sqrt{\gamma(1-\gamma)}.$$

Действующее значение тока первичной обмотки

$$I_1 \approx (I_{1m} - \Delta I_1 / 2) \sqrt{\gamma}. \quad (107)$$

При наличии нескольких вторичных обмоток они должны быть распределены таким образом, чтобы среднеквадратичное значение плотности тока в них было одинаково для обеспечения однородного распределения мощности в обмотках [4].

Увеличение числа витков W_1 приводит к уменьшению предварительно взятого значения B_{\max} или ΔB_M и к уменьшению потерь в сердечнике.

При расчете параметра $S_{\text{ок}} S_c$ по формуле (106) необходимо предварительно задаться величиной плотности тока j_{\max} в пределах 2–3 А/мм², причем большие значения плотности тока следует выбирать для трансформаторов меньшей мощности. После выбора сердечника следует уточнить допустимую для принятого перепада температуры в трансформаторе величину плотности тока j_θ по формуле (88) и сравнить ее с принятым ранее значением j_{\max} . В случае существенного различия значений этого параметра необходимо провести заново расчет параметра $S_{\text{ок}} S_c$ с новым значением j_{\max} .

Таблица 6

Значения коэффициентов $k_{\text{зап}}$, k_p и k_1 для трансформаторов ООП

Режим работы трансформатора	$k_{\text{зап}}$	k_p	$k_1 = k_{\text{зап}} k_p$
Трансформатор обратного хода в непрерывном режиме	0,4	0,5	0,2
Трансформатор обратного хода в режиме прерывистого тока	0,4	0,5	0,2

Сначала определяется число витков первичной и вторичной обмоток.

Минимальное число витков первичной обмотки определяется по следующим формулам:

– при ограничении индукцией насыщения $B_{\text{нас}}$

$$W_{1\min} = (L_1 I_{1m} \cdot 10^4) / (S_c B_{\max}); \quad (108)$$

– при ограничении потерями в сердечнике

$$W_{1\min} = (L_1 \Delta I_1 \cdot 10^4) / (S_c \Delta B). \quad (109)$$

Воспользовавшись значением $k_{\text{тр}}$, определенным по формуле (102), определим число витков вторичной обмотки W_2 :

$$W_2 = W_1 / k_{\text{тр}}.$$

Отношение площадей проводника первичной и вторичной обмоток выбирается равным отношению действующих значений токов в этих обмотках, чтобы плотность тока была везде одинакова.

Для получения хорошей связи между обмотками каждая обмотка должна занимать всю высоту окна. Если витки в плотно намотанной обмотке не занимают всю высоту окна, то обмотку надо разрядить. Однако при этом ухудшается использование площади окна и увеличиваются потери на вихревые токи, особенно если диаметр провода приближается к удвоенной глубине проникновения. Чтобы избежать этого, предпочтительно заменить провод большого диаметра несколькими запараллеленными проводами, которые заполняют доступную площадь намного более компактно и позволят уменьшить потери на вихревые токи.

Например, предположим, что мы имеем плотно намотанную обмотку с числом витков W провода диаметром d и занимающую только половину доступной высоты окна сердечника магнитопровода.

Толщина слоя обмотки равняется d . Если эту обмотку разрядить, то связь с другими обмотками улучшится, но толщина останется та же, что приведет к удвоению занимаемого объема. Если же один провод заменить четырьмя запараллеленными проводами (плотно прижатыми друг к другу, как если бы они были один провод), у каждого из которых площадь поперечного сечения $q/4$, диаметр $d/2$, то же количество витков W , то они займут точно всю высоту окна, но высота обмотки при этом будет только $d/2$, что уменьшит потери на вихревые токи и индуктивность рассеяния. В предельном случае для обмоток на большие токи в качестве проводников необходимо использовать один или два витка тонкой медной фольги.

Соотношение между общим действующим значением тока в любой обмотке, I_1 , и его постоянной, $I_{1\text{cp}}$, и переменной, I_{1AC} , составляющими определяется так:

$$I_1 = \sqrt{I_{1\text{cp}}^2 + I_{1AC}^2}. \quad (110)$$

При расчете потерь в обмотках использовалось действующее значение общего тока и сопротивление обмотки постоянному току R_{DC} . Однако сопротивление переменному току R_{AC} может оказаться намного больше вследствие скин-эффекта, заставляющего переменную составляющую течь только в небольшой поверхностной части общей проводящей площади. Отношение R_{AC}/R_{DC} называется коэффициентом сопротивления и обозначается F_R , т. е. $F_R = R_{AC}/R_{DC}$. Потери на вихревые токи обусловлены только действующим зна-

чением переменной составляющей тока I_{AC} , которая протекает по обмотке с повышенным для этой переменной составляющей активным сопротивлением обмотки R_{AC} .

В трансформаторах обратного хода, работающих в режиме непрерывного тока, переменная составляющая магнитного потока невелика, что соответствует небольшим потерям в магнитопроводе. Однако переменная составляющая тока в каждой обмотке весьма велика, потому что направление тока непрерывно меняется при передаче энергии от первичной обмотки к вторичным обмоткам, что вызывает существенные потери на вихревые токи в проводах обмоток.

На величину электрических потерь в обмотках может оказывать влияние так называемый эффект близости.

Эффект близости вызывается переменной составляющей магнитного поля, существующей между первичной и вторичной обмотками [4]. Это переменное поле наводит циркулирующие переменные токи внутри каждого проводника, которые в одних местах складываются с постоянной составляющей, а в других вычитаются, что приводит к увеличению электрических потерь в обмотках. Для борьбы с этим эффектом либо уменьшают циркулирующие токи, применяя более тонкие запараллеленные провода и тонкую медную фольгу, либо уменьшают величину магнитного поля. Последнее достигается использованием сердечника с более высоким окном, что позволяет увеличить число витков в слое и соответственно уменьшить число слоев, или чередованием обмоток, помещением одной половины витков первичной обмотки внутри вторичной обмотки, а другой – снаружи. Наиболее сложным в этой методике является расчет теплового сопротивления R_T при естественном охлаждении, определяющего перепад температур в зоне нагрева. Значение R_T сильно зависит от конструкции корпуса преобразователя, в котором установлен трансформатор, размера и местоположения охлаждающих вентиляционных отверстий, соотношения между горизонтальными и вертикальными размерами поверхностей установки (эффект дымохода), а также от наличия принудительного охлаждения.

Известно, что критерием истины является практика, поэтому для проверки точности расчета коэффициента R_T и теплового расчета трансформатора в целом можно рекомендовать экспериментальную проверку теплового режима спроектированного и изготовленного преобразователя. Для определения реального значения температуры в наиболее нагретой точке сердечника трансформатора

необходимо поместить чувствительную термопару в середине центрального стержня и проверять перепад температур при условиях работы преобразователя, близких к рабочим.

Вычисление немагнитного зазора

Ширина зазора l_3 рассчитывается по классической формуле для индуктивности [4]

$$l_3 = (\mu_0 \mu_R W^2 S_c / L_1) \cdot 10^{-2} \text{ [см] при } \mu_R = 1. \quad (111)$$

Зазор выполняется путем разделения половинок сердечника прокладкой, толщина которой приблизительно равна половине расчетной ширины зазора. При этом половина зазора приходится на центральный стержень, а другая половина – на внешние стержни в предположении, что суммарная площадь поперечного сечения обоих внешних стержней равняется площади центрального стержня. Однако при большой величине зазора происходит увеличение внешнего магнитного поля, которое является источником электромагнитных помех, что может существенно осложнить электромагнитную совместимость преобразователя с другими потребителями электрической энергии.

В тороидальных сердечниках зазор распределен между магнитными частицами по всему объему сердечника и недоступен для вычисления. Вместо ширины зазора в этом случае дается эквивалентная относительная магнитная проницаемость, как если бы сердечник был сделан полностью из однородного магнитного материала:

$$\mu_{R(\max)} = (L l_{\text{тр}} \cdot 10^2) / (\mu_0 W^2 S_c), \quad (112)$$

где $l_{\text{тр}}$ – эффективная длина магнитной линии внутри сердечника.

6.2. Пример расчета однотактного обратного преобразователя

Исходные данные:

- номинальное напряжение нагрузки $U_{2N} = 20 \text{ В}$;
- допустимое изменение напряжения нагрузки $\Delta U_{2\%} = 0,1 \%$;
- ток нагрузки $I_{2N} = 10 \text{ А}$;
- коэффициент пульсаций напряжения нагрузки $k_{\text{п2}} = 6 \cdot 10^{-3}$;
- номинальное напряжение $U_{\text{вх} N} = 12 \text{ В}$;
- предел изменения напряжения источника питания $\Delta U_{\text{вх}\%} = \pm 30 \%$;
- температура окружающей сети $\Theta = 20 \text{ }^\circ\text{С}$.

Значение минимального тока нагрузки принимаем равным

$$0,3 \cdot I_{2N} = 0,3 \cdot 10 = 3 \text{ А.}$$

Примем величину амплитуды пульсации тока нагрузки $\Delta I_{\text{нг}} = 3 \text{ А}$.

Принципиальная схема силовой части ООП и временные диаграммы, поясняющие работу ООП, представлены на рис. 32. На вход преобразователя поступает постоянное напряжение $U_{\text{вх}}$, а с выхода его снимается постоянное напряжение U_2 . На базу транзистора VT поступают импульсы управления с регулируемым коэффициентом скважности γ . Диод VD имеет обратное включение. Ненасыщающийся трансформатор выполняет функцию индуктивного накопителя энергии, когда на интервале $0 < t < t_{\text{н}}$ транзистор VT находится в режиме насыщения. Во время паузы ($t_{\text{п}} = T - t_{\text{н}}$) накопленная энергия через вторичную обмотку трансформатора W_2 подается в нагрузку и подзаряжает конденсатор C . На интервале $t_{\text{н}}$ диод VD закрыт и конденсатор C частично разряжается на нагрузку.

Расчет трансформатора

Определяем коэффициент трансформации в первом приближении, воспользовавшись равенством намагничивающих сил обмоток трансформатора в момент выключения транзистора $I_{1m}W_1 = I_{2m}W_2$:

$$k_{\text{тр}} = W_1/W_2 = I_{2m}/I_{1m}.$$

Амплитуду импульса тока первичной обмотки I_{1m} следует определять при том же значении коэффициента скважности $\gamma = \gamma_{\text{max}}$:

$$I_{1m} = I_{1\text{cp}}/\gamma_{\text{max}} + \Delta I_1/2.$$

Среднее значение входного тока определим, задавшись $\eta = 0,9$:

$$\begin{aligned} I_{1\text{cp}} &= P_{\text{нг}}/[\eta(U_{\text{вх min}} - \Delta U_{\text{кэ.нас}} - \Delta U_{\text{тр1}})] = \\ &= 200/[(0,9(8,4 - 1,0 - 0,12))] = 30,52 \text{ А.} \end{aligned}$$

Примем форму импульса прямоугольной, тогда при $\gamma_{\text{max}} = 0,6$ амплитуда импульса тока первичной обмотки трансформатора

$$I_{1m} = I_{1\text{cp}}/\gamma_{\text{max}} = 30,52/0,6 = 50,87 \text{ А.}$$

Действующее значение тока первичной обмотки трансформатора при $\gamma_{\text{max}} = 0,6$

$$I_1 = I_{1m}\sqrt{\gamma_{\text{max}}} = 50,87\sqrt{0,6} = 39,4 \text{ А.}$$

Амплитуду импульса тока вторичной обмотки I_{2m} следует определять при том же значении коэффициента скважности $\gamma = \gamma_{\max}$:

$$I_{2m} = I_{\text{нг}} / (1 - \gamma_{\max}) = 10 / (1 - 0,6) = 25 \text{ А.}$$

По рассчитанным значениям I_{1m} и I_{2m} определим значение коэффициента трансформации:

$$k_{\text{тр}} = W_1 / W_2 = I_{2m} / I_{1m} = 25 / 50,87 = 0,4914.$$

Параметры, принятые для дальнейших расчетов. Максимальное значение коэффициента скважности γ_{\max} принимаем с учетом рекомендаций подразд. 2.4: $0,5 \leq \gamma_{\max} \leq 0,6$.

Принимаем $\gamma_{\max} = 0,6$.

Определим значения максимального, $U_{\text{вх max}}$, и минимального, $U_{\text{вх min}}$, входного напряжения:

$$U_{\text{вх max}} = U_{\text{вх N}}(1 + 0,3) = 12 \cdot 1,3 = 15,6 \text{ В;}$$

$$U_{\text{вх min}} = U_{\text{вх N}}(1 - 0,3) = 12 \cdot 0,8 = 8,4 \text{ В.}$$

Задаемся в первом приближении следующими параметрами:

– напряжение насыщения транзистора $\Delta U_{\text{кэ.нас}} = 1 \text{ В;}$
 – падение напряжения на диоде в прямом направлении $U_{\text{в.пр}} = 1 \text{ В;}$

– падение напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки $\Delta U_{\text{тр1}} = 0,01 U_{\text{вх N}} = 0,01 \cdot 12 = 0,12 \text{ В;}$

– падение напряжения на активном сопротивлении вторичной обмотки $\Delta U_{\text{тр2}} = 0,01 U_{\text{нг N}} = 0,01 \cdot 20 = 0,2 \text{ В.}$

Номинальное значение коэффициента скважности γ_N определяем в первом приближении по формуле (103):

$$\gamma_N = (U_{\text{нг N}} + U_{\text{в.пр}} + \Delta U_{\text{тр2}})k_{\text{тр}} / [(U_{\text{вх N}} - \Delta U_{\text{кэ.нас}} - \Delta U_{\text{тр1}}) + (U_{\text{нг N}} + U_{\text{в.пр}} + \Delta U_{\text{тр2}})k_{\text{тр}}];$$

$$\gamma_N = (20 + 1 + 0,2)0,4914 / [(12 - 1 - 0,12) + (20 + 1 + 0,2) \cdot 0,4914] = 0,489.$$

Определим по формуле (71) минимальное значение коэффициента скважности γ_{\min} :

$$\gamma_{\min} = \gamma_{\max} / [\gamma_{\max} (1 - K') + K'],$$

где $K' = U_{\text{вх max}} / U_{\text{вх min}} = 1,3 / 0,7 = 1,857$;

$$\gamma_{\min} = 0,6 / [0,6(-0,857) + 1,857] = 0,447.$$

Определим в первом приближении величину индуктивности первичной обмотки трансформатора, необходимую для работы преобразователя:

$$L_{1\min} = U_{\text{вх}N} \gamma_N (1 - \gamma_N) k_{\text{тр}} / (2I_{\text{нг min}} f_p) = \\ = 12 \cdot 0,489 \cdot 0,511 \cdot 0,4914 / (2 \cdot 0,3 \cdot 10 \cdot 50\,000) = 4,9 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.}$$

С учетом рекомендаций, приведенных выше, принимаем минимальное значение тока нагрузки $I_{\text{нг min}} = 0,3I_{\text{нг}N} = 0,3 \cdot 10 = 3 \text{ А.}$

Размах отклонения тока первичной обмотки трансформатора

$$\Delta I_1 \approx I_{\text{нг min}} / k_{\text{тр}} = 3 / 0,5 = 6 \text{ А.}$$

Для дальнейшего расчета необходимо взять значение L_1 с некоторым запасом:

$$L_1 = 1,2L_{1\min} = 1,2 \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 6 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.}$$

Определим в первом приближении произведение площадей $S_{\text{ок}}S_{\text{с}}$ по формуле (106):

$$S_{\text{ок}}S_{\text{с}} = [(L_1 \Delta I_1 I_1 \cdot 10^4) / (j_{\text{max}} k_1 \Delta B_M)] [\text{см}^4].$$

Зададимся значением $j_{\text{max}} = 290 \text{ А/см}^2$.

Заметим, что параметры j_{max} и ΔI_1 необходимо уточнить после расчета трансформатора.

Коэффициент k_1 определяем из табл. 6: $k_1 = 0,2$.

$$S_{\text{ок}}S_{\text{с}} = (6 \cdot 10^{-6} \cdot 6 \cdot 39,4 \cdot 10^4) / (290 \cdot 0,2 \cdot 0,1) = 2,44 \text{ см}^4.$$

Выбираем из табл. 5 сердечник типа Е 0930-019, у которого

$$S_{\text{ок}}S_{\text{с}} = 4,725 \text{ см}^4;$$

$$S_{\text{с}} = 1,8 \text{ см}^2; S_{\text{ок}} = 2,65 \text{ см}^2; A_{\text{н}} = 2,0 \text{ мкГн/виток.}$$

Определим число витков первичной обмотки W_1 по формуле (108):

$$W_{1\min} = (L_1 \Delta I_1 \cdot 10^4) / (S_{\text{с}} \Delta B) = (6 \cdot 10^{-6} \cdot 6 \cdot 10^4) / (1,8 \cdot 0,1) = 2 \text{ витка.}$$

Принимаем $W_1 = 2$ витка.

Число витков вторичной обмотки

$$W_2 = W_1 / k_{\text{тр}} = 2 / 0,4914 = 4,07.$$

Принимаем $W_2 = 4$, тогда $k_{\text{тр}} = W_1 / W_2 = 2 / 4 = 0,5$.

Значение коэффициента трансформации $k_{\text{тр}} = 0,5$ практически совпадает со значением коэффициента трансформации $k_{\text{тр}} = 0,4914$, рассчитанным ранее в первом приближении.

Определим теперь реальную величину индуктивности первичной обмотки рассчитанного трансформатора по формуле (100). Из табл. 5 определим величину коэффициента $A_{\text{и}}$. Для выбранного сердечника Е0930-019 параметр $A_{\text{и}}$ находится в пределах: $1,5 \cdot 10^{-6}$ Гн/виток $\leq A_{\text{и}} \leq 2,5 \cdot 10^{-6}$ Гн/виток. Принимаем наименьшее значение параметра $A_{\text{и}} = 1,5 \cdot 10^{-6}$ Гн/виток.

В этом случае индуктивность первичной обмотки

$$L_1 = A_{\text{и}} W_1^2 = 1,5 \cdot 10^{-6} \cdot 2^2 = 6,0 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.}$$

Это значение L_1 полностью совпадает с рассчитанным ранее значением $L_1 = 1,2L_{1\text{мин}} = 1,2 \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 6 \cdot 10^{-6}$ Гн.

Определим размах отклонения тока первичной обмотки ΔI_1 с учетом реального значения индуктивности первичной обмотки трансформатора:

$$\begin{aligned} \Delta I_1 &= (U_{\text{вх max}} - \Delta U_{\text{кэ.нас}} - \Delta U_{\text{тр1}}) \gamma_{\text{min}} (1 - \gamma_{\text{min}}) / (2L_1 f_p) = \\ &= (12 \cdot 1,3 - 1 - 0,12) \cdot 0,447(1 - 0,553) / (2 \cdot 6 \cdot 10^{-6} \cdot 50\,000) = 5,96 \text{ А.} \end{aligned}$$

Рассчитанный размах отклонения тока первичной обмотки $\Delta I_1 = 5,96$ А практически равен значению (6,0 А), принятому ранее. Следовательно, проводить пересчет трансформатора не нужно.

Поскольку значения $k_{\text{тр}}$, L_1 и ΔI_1 совпадают с рассчитанными ранее значениями, пересчитывать значения параметров γ_N , γ_{min} , γ_{max} и параметры трансформатора не требуется.

Расчет сечения проводов обмоток и коэффициента заполнения окна

Выше было определено действующее значение тока первичной обмотки

$$I_1 = 39,4 \text{ А.}$$

Определим действующее значение тока вторичной обмотки I_2 .

Определим амплитуду импульса тока вторичной обмотки I_{2m} , исходя из равенства среднего значения тока нагрузки $I_{\text{нг}}$ среднему значению импульса тока вторичной обмотки $[I_{2m}(1 - \gamma_N)]$, т. е.

$$I_{\text{нг}} = I_{2m}(1 - \gamma_{\text{max}}), \quad 10 = I_{2m}(1 - 0,6), \text{ откуда}$$

$$I_{2m} = 10/0,4 = 25,0 \text{ А.}$$

Действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора

$$\begin{aligned} I_2 &= I_{2m} \sqrt{1 - \gamma_{\text{max}}}; \\ I_2 &= 25 \sqrt{0,4} = 15,18 \text{ А.} \end{aligned}$$

Определим плотность тока обмоток трансформатора, которая обеспечит перегрев обмоток на $\Delta\Theta = 30^\circ\text{C}$ по формуле

$$j_{30} = 420 S_{\text{ок}} S_c^{-0,240} [\text{А/см}^2];$$

$$j_{30} = 420 \cdot 4,725^{-0,240} = 289 \text{ А/см}^2 = 2,89 \text{ А/мм}^2.$$

Рассчитанная плотность тока практически совпадает с принятым ранее значением $j_{30} = 290 \text{ А/см}^2$, и уточнений расчетов не требуется.

Определим сечение проводов:

- первичной обмотки $q_1 = 39,4/2,9 = 13,586 \text{ мм}^2$;
- вторичной обмотки $q_2 = 15,81/2,9 = 5,45 \text{ мм}^2$.

Провода для обмоток выбираем по справочным данным (табл. 38). Первичную обмотку выполняем из 103 параллельно соединенных проводов сечением $q = 0,1320 \text{ мм}^2$. Таким образом, сечение витка первичной обмотки $q_1 = 13,596 \text{ мм}^2$.

Вторичную обмотку выполняем из 41 параллельно соединенных проводов сечением $q = 0,4301 \text{ мм}^2$. Таким образом, сечение витка вторичной обмотки $q_2 = 5,41 \text{ мм}^2$.

Определим коэффициент заполнения окна сердечника $k_{\text{зап}}$:

$$k_{\text{зап}} = (W_1 q_1 + W_2 q_2) / S_{\text{ок}} = (2 \cdot 13,596 + 4 \cdot 5,41) / 265 = 0,184.$$

Рассчитанный коэффициент заполнения окна меньше допустимого значения, равного 0,4 (см. табл. 6). Трансформатор может быть изготовлен.

Выбор транзистора VT1

Транзистор выбирается по величине максимального (амплитудного) значения тока стока (коллектора) $I_{\text{ст } m}$ при $\gamma = \gamma_{\text{min}} = 0,447$:

$$I_{\text{ст } m} = P_{\text{нг}} / (U_{\text{вх max}} \gamma_{\text{min}} \eta) + U_{\text{вх max}} \gamma_{\text{min}} / (2L_1 f_p) =$$

$$= [200 / (12 \cdot 1,3 \cdot 0,447 \cdot 0,9)] +$$

$$+ [12 \cdot 1,3 \cdot 0,447 / (2 \cdot 6 \cdot 10^{-6} \cdot 50\,000)] = 31,87 + 11,62 = 43,5 \text{ А.}$$

Определим максимальное напряжение на транзисторе

$$U_{\text{с-и max}} = U_{\text{вх max}} / (1 - \gamma_{\text{min}}) = 12 \cdot 1,3 / (1 - 0,447) = 28,2 \text{ В.}$$

Выбор транзистора выполним с запасом по току и напряжению. Примем коэффициент запаса по току $k_{\text{з.т}} = 2$ и по напряжению $k_{\text{з.н}} = 2$. Таким образом, номинальное значение тока стока транзистора должно быть не менее 100 А, а напряжение $U_{\text{с-и } N}$ не менее 60 В и рабочая частота транзистора должна быть не менее 50 000 Гц.

Таким условиям удовлетворяет транзистор BSM121AR, параметры которого имеют следующие значения: $U_{c-и N} = 200 \text{ В}$; $I_{cт N} = I_{к N} = 130 \text{ А}$.

Сопротивление канала в открытом состоянии $R_{c-и.нас} = 20 \text{ МОм}$.

Максимальная рассеиваемая мощность $P_{max} = 700 \text{ Вт}$.

Тепловое сопротивление переход-корпус $R_{п-к} = 180 \text{ }^\circ\text{С/мВт}$.

Падение напряжения на открытом транзисторе при токе 50 А

$$I_{к} R_{c-и.нас} = \Delta U_{кэ.нас} = 43,5 \cdot 0,02 = 0,87 \text{ В.}$$

Это падение напряжения практически равно принятому ранее значению ($\Delta U_{кэ.нас} = 1 \text{ В}$), уточнение расчета не требуется.

Для управления затвором этого транзистора выбираем драйвер IR2121 (см. табл. 16), который необходимо установить между выходом системы управления и затвором транзистора силовой схемы.

Расчет емкости сглаживающего фильтра

Работа емкостного фильтра в этой схеме аналогична работе емкостного фильтра в схеме ОППН II. В обеих схемах заряд конденсатора происходит на интервале паузы, а разряд – на интервале импульса.

С учетом этого обстоятельства для расчета необходимой величины емкости конденсатора можно воспользоваться формулой (54).

Емкость конденсатора сглаживающего фильтра C_2 рассчитывается исходя из удовлетворения требований по пульсациям напряжения нагрузки $U_{п2}$.

Поскольку заряд, отбираемый от конденсатора фильтра за время включенного состояния транзистора: $\Delta Q = I_{нг} \gamma / f$, а пульсации напряжения на конденсаторе C_2 равны $\Delta U_{C2} = \Delta Q / C_2$, то можно определить пульсации напряжения на конденсаторе, равные пульсациям напряжения на нагрузке:

$$\Delta U_{C2} = I_{нг} \gamma / (f C_2) = U_{п2}.$$

Следовательно, емкость конденсатора должна быть не менее величины

$$C_2 = I_{нг} \gamma / (f U_{п2}),$$

где $U_{п2} = k_{п2} U_{нг}$.

Коэффициент пульсации напряжения нагрузки $k_{п2}$ задан в задании на проект:

$$k_{п2} = 6 \cdot 10^{-3}.$$

$$U_{п2} = k_{п2} U_{нг N} = 6 \cdot 10^{-3} \cdot 20 = 0,12 \text{ В.}$$

$$C_2 = 10 \cdot 0,6 / (50 \text{ 000} \cdot 0,12) = 1 \cdot 10^{-3} \text{ Ф} = 1000 \text{ мкФ.}$$

Конденсатор должен быть выбран на рабочее напряжение не менее двухкратного напряжения нагрузки, к которой он подключен параллельно, т. е. $U_{CN} \geq (2U_{нр.}) \geq (2 \cdot 20) \geq 40$ В.

Как уже было отмечено, при выборе конденсатора необходимо соблюсти условие по величине тока, протекающего через конденсатор, а именно: действующее значение переменной составляющей тока, протекающего через конденсатор при выбранных параметрах преобразователя, должно быть меньше того допустимого действующего значения тока, которое указано в справочных данных на конденсатор, $I_{прм.}$. Если в справочных данных указано амплитудное значение тока $I_{прм \max}$, то это значение следует разделить на $\sqrt{2}$.

Размах отклонения тока вторичной обмотки трансформатора ΔI_2 равен размаху отклонения тока, протекающего через конденсатор ΔI_C .

Величину ΔI_2 можно определить, умножив наибольшую величину отклонения тока первичной обмотки трансформатора $\Delta I_{1\max}$ на коэффициент трансформации:

$$\begin{aligned} \Delta I_{1\max} &= U_{вх \max} \gamma_{\min} / (2L_1 f_p) = \\ &= [12 \cdot 1,3 \cdot 0,447 / (2 \cdot 6 \cdot 10^{-6} \cdot 50\,000)] = 11,62 \text{ А.} \end{aligned}$$

$$\Delta I_2 = \Delta I_1 k_{тр} = 11,62 \cdot 0,5 = 5,81 \text{ А.}$$

Таким образом, действующее значение тока переменной составляющей, протекающей через конденсатор:

$$I_C = \Delta I_2 / \sqrt{12} = 5,81 / 3,46 = 1,68 \text{ А.}$$

С учетом этого обстоятельства выбираем конденсатор фирмы HITANO, серия EXR, емкостью 1000 мкФ. Параметры конденсатора (см. табл. 32):

$C_N = 1000$ мкФ, $U_{CN} = 50$ В, внутреннее активное последовательное сопротивление при $f_{п} = 100$ кГц $r_C = 0,053$ Ом, а допустимое амплитудное значение тока конденсатора $I_{прм \max} = 2,4$ А.

Допустимое действующее значение этого тока $I_{прм д.з} = 2,4 / 1,41 = 1,7$ А. Сравним это значение тока с рассчитанным ранее значением $I_C = 1,68$ А. Выбранный конденсатор удовлетворяет требованию по допустимой величине тока.

Падение напряжения от переменного тока, протекающего через конденсатор, составит

$$\begin{aligned} \Delta U_C &= I_C \sqrt{(1 / 2\pi f C)^2 + r_C^2} = \\ &= \sqrt{[1 / (2 \cdot \pi \cdot 50\,000 \cdot 1 \cdot 10^{-3})]^2 + 0,053^2} = 1,7 \cdot 0,053 = 0,090 \text{ В.} \end{aligned}$$

По техническому заданию определено значение напряжения пульсаций $U_{п2}$:

$$U_{п2} = 0,006 \cdot 20 = 0,12 \text{ В.}$$

Из сопоставления значений ΔU_C и $U_{п2}$ видно, что при установке выбранного конденсатора пульсации напряжения нагрузки будут меньше заданного значения.

Выбор диода

Среднее значение тока, протекающего через диод, равно среднему значению тока нагрузки: $I_{в.ср} = 10 \text{ А}$.

Максимальное обратное напряжение на закрытом диоде равно напряжению нагрузки: $U_{обр \max} = 20 \text{ В}$.

Выбираем диод с запасом по току и напряжению: $k_{з.т} = 2$ и $k_{з.н} = 2$.

Таким образом, нужен диод с $I_{в.н} \geq 20 \text{ А}$ и $U_{обр \max} \geq 40 \text{ В}$.

По справочным данным (табл. 19) выбираем диод Шотки типа 20TQ045/IR, параметры которого:

$$I_{в.н} = 20 \text{ А}, U_{обр \max} = 45 \text{ В}, \Delta U_{в.пр} = 0,57 \text{ В.}$$

Отметим, что выбранный диод имеет меньшее прямое падение напряжения по сравнению с тем, что было принято на начальной стадии расчета ($\Delta U_{в.пр} = 1,0 \text{ В}$), поэтому уточняющий расчет проводить не следует.

Расчет потерь мощности и коэффициента полезного действия ООП

Определение электрических потерь мощности в обмотках трансформатора.

Определим активное сопротивление обмоток трансформатора. Для этого сначала определим длину проводов обмоток. Сердечник магнитопровода трансформатора имеет конструкцию, приведенную на рис. 43.

Определяем среднюю длину витка первичной и вторичной обмоток, используя размеры сердечника, приведенные в табл. 5. Средняя длина витка первичной обмотки $l_{ср.вит1} = 6 \text{ см}$. Средняя длина витка вторичной обмотки $l_{ср.вит2} = 7 \text{ см}$.

Длина провода первичной обмотки

$$l_1 = W_1 l_{ср.вит1} = 2 \cdot 6 = 12 \text{ см.}$$

Длина провода вторичной обмотки

$$l_2 = W_2 l_{\text{ср.вит}2} = 4 \cdot 7 = 28 \text{ см.}$$

Активное сопротивление первичной обмотки

$$R_1 = \rho l_1 / q_1 = 0,0175 \cdot 0,12 / 13,596 = 0,154 \cdot 10^{-3} \text{ Ом,}$$

$\rho = 0,0175 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$ – удельное электрическое сопротивление меди.

Активное сопротивление вторичной обмотки

$$R_2 = \rho l_2 / q_2 = 0,0175 \cdot 0,28 / 5,412 = 0,905 \cdot 10^{-3} \text{ Ом.}$$

Определим необходимость учета влияния поверхностного эффекта на величину сопротивлений R_1 и R_2 .

Вспомним, что первичная обмотка выполнена из 103 параллельно соединенных проводов, сечение каждого из которых $q = 0,1320 \text{ мм}^2$, а диаметр $d = 0,41 \text{ мм}$.

Вторичная обмотка выполнена из 41 параллельно соединенных провода, сечение которых также равно $q = 0,1320 \text{ мм}^2$, а диаметр $d = 0,41 \text{ мм}$.

Первичная обмотка занимает один слой, так как нетрудно установить, что длина намотки витков первичной обмотки

$$L_{1 \text{ нам}} = W_1 d_{1 \text{ экв.из}} = 6,8 \cdot 2 = 13,6 \text{ мм,}$$

а высота окна (см. табл. 5) $2L_1 = 30,0 \text{ мм}$.

Эквивалентный диаметр витка первичной обмотки с учетом изоляции проводов

$$d_{1 \text{ экв.из}} = \sqrt{N_1 q_{1 \text{ из}} \cdot 4 / \pi} = 7,68 \text{ мм,}$$

$N_1 = 103$ – число проводов витка первичной обмотки;

$q_{1 \text{ из}} = 0,45 \text{ мм}^2$ – площадь сечения провода с учетом изоляции его.

Вторичная обмотка занимает также один слой, так как нетрудно установить, что длина намотки витков вторичной обмотки

$$L_{2 \text{ нам}} = W_2 d_{2 \text{ экв.из}} = 4 \cdot 4,85 = 19,4 \text{ мм,}$$

а высота окна (см. табл. 5) составит $2L_1 = 30,0 \text{ мм}$.

$$d_{2 \text{ экв.из}} = \sqrt{N_2 q_{2 \text{ из}} \cdot 4 / \pi} = 4,85 \text{ мм, } N_2 = 41 \text{ провод.}$$

Глубина проникновения тока под поверхность проводника

$$D_{PEN} = 75 / \sqrt{f} = 75 / \sqrt{50 \text{ 000}} = 0,335 \text{ см.}$$

Параметр $Q = 0,8d / D_{PEN} = 0,8 \cdot 0,41 / 0,335 = 0,98$.

По графикам (см. рис. 36) устанавливаем, что величина параметра $F_R = R_{AC} / R_{DC}$ практически равна единице как для первичной,

так и для вторичной обмотки. Это означает, что при выбранных параметрах обмоток их активные сопротивления для переменной составляющей тока, частота которой равна 50 000 Гц, равна активно-сопротивлению для постоянного тока.

Таким образом, для расчета потерь мощности в первичной и вторичной обмотках следует использовать рассчитанные ранее сопротивления R_1 и R_2 без введения поправочных коэффициентов.

Электрические потери в проводах первичной обмотки

$$\Delta P_{эл1} = I_1^2 R_1 = 39,4^2 \cdot 0,154 \cdot 10^{-3} = 0,239 \text{ Вт};$$

$$\Delta P_{эл2} = I_2^2 R_2 = 15,81^2 \cdot 0,905 \cdot 10^{-3} = 0,226 \text{ Вт}.$$

Суммарные электрические потери в обмотках трансформатора

$$\Delta P_{эл} = 0,465 \text{ Вт}.$$

Определение потерь мощности в сердечнике магнитопровода трансформатора P_m .

$$\Delta P_m = P_{уд,м} V_c.$$

Для выбранного сердечника $V_c = 19 \text{ см}^3$;

$$P_{уд,м} = \Delta B^{2,4} (K_H f_p + K_E f_p^2).$$

Для большинства ферритов коэффициент гистерезиса $K_H = 4 \cdot 10^{-5}$, а коэффициент вихревых токов $K_E = 4 \cdot 10^{-10}$:

$$P_{уд,м} = 0,1^{2,4} (4 \cdot 10^{-5} \cdot 50\,000 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 50\,000^2) = 0,012 \text{ Вт/см}^3.$$

Потери в магнитопроводе

$$\Delta P_m = 0,012 \cdot 19 = 0,228 \text{ Вт}.$$

Таким образом, суммарные потери в трансформаторе

$$\Delta P_{п.тр} = \Delta P_{эл} + \Delta P_m = 0,465 + 0,228 = 0,693 \text{ Вт}.$$

Потери в транзисторе

$$\Delta P_{VT} = \Delta P_{VT \text{ ст}} + \Delta P_{VT \text{ дин}},$$

где $\Delta P_{VT \text{ ст}} = I_{ср}^2 R_{отк}$ – статические потери в транзисторе;

$R_{отк}$ – сопротивление прямого канала транзистора в открытом состоянии. Для выбранного транзистора $R_{отк} = 20 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$.

Для расчета статических потерь транзистора возьмем среднее значение тока, рассчитанное для наиболее тяжелого режима, – работа преобразователя при минимальном значении входного

напряжения. Напомним, что это значение уже было рассчитано:

$$I_{1 \text{ ср}} = 30,52 \text{ А.}$$

Коэффициент скважности при этом $\gamma = \gamma_{\text{max}} = 0,6$.

$$\Delta P_{VT \text{ дин}} = 30,52^2 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 18,63 \text{ Вт.}$$

Динамические потери в транзисторе

$$\Delta P_{VT \text{ дин}} = P_{\text{вх}} f_p (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}) / 2 = U_{\text{вх}} I_{1 \text{ ср max}} f_p (t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}) / 2,$$

$$\Delta P_{VT \text{ дин}} = 12 \cdot 30,52 \cdot 0,25 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \text{ 000} / 2 = 2,29 \text{ Вт.}$$

Суммарные потери в транзисторе

$$\Delta P_{VT} = 18,63 + 2,29 = 20,919 \text{ Вт.}$$

Потери в диоде

$$\Delta P_{VD} = \Delta U_{\text{в.пр}} I_{\text{в.ср}} = 0,57 \cdot 10 = 5,7 \text{ Вт.}$$

Итак, суммарные потери в преобразователе

$$\Sigma \Delta P_{\Pi} = \Delta P_{\Pi \text{ тр}} + \Delta P_{VT} + \Delta P_{VD} = 0,693 + 20,919 + 5,7 = 27,312 \text{ Вт.}$$

Коэффициент полезного действия ООП

$$\eta = P_{\text{нг}} / (P_{\text{нг}} + \Sigma \Delta P_{\Pi}) = 20 \cdot 10 / (20 \cdot 10 + 27,312) = 0,88.$$

Сравним КПД, рассчитанный с учетом параметров выбранных элементов, со значением, принятым в первом приближении значения (0,9). Проводить уточняющий расчет преобразователя не требуется, поскольку значение КПД практически равно принятому ранее.

Расчет площади радиатора транзистора

$$S_p > 1000 / (R_{\text{п.с}} \sigma_T),$$

где S_p – площадь радиатора;

σ_T – коэффициент теплоотдачи от радиатора в окружающую среду;

$R_{\text{п.с}}$ – тепловое сопротивление радиатор – окружающая среда;

$$R_{\text{п.с}} \ll R_T - R_{\text{п.к}} - R_{\text{к.р}},$$

здесь R_T – суммарное тепловое сопротивление;

$R_{\text{п.к}}$ – тепловое сопротивление переход – корпус транзистора;

$R_{\text{к.р}}$ – тепловое сопротивление корпус – радиатор.

$$R_T < (\Theta_{п.доп} - \Theta_{ср})/P_{VT},$$

где $\Theta_{п.доп}$ – допустимая температура перехода транзистора;

$\Theta_{ср}$ – температура окружающей среды (указана в задании на проектирование).

$$R_T < (125 - 25)/20,919 = 4,78 \text{ }^\circ\text{C/Вт};$$

$$R_{p.c} \ll (4,78 - 0,3 - 0,33) = 4,15 \text{ }^\circ\text{C/Вт};$$

$$S_p > 1000/(4,15 \cdot 1,5) = 160,6 \text{ см}^2.$$

В качестве радиатора берем три алюминиевые пластины общей площадью 200 см^2 и скрепляем их вместе так, как это показано на рис. 49.

Вопросы для самоконтроля

1. Как рассчитать требуемое значение индуктивности первичной обмотки трансформатора ООП?
2. Как рассчитать располагаемое значение индуктивности первичной обмотки трансформатора ООП?
3. Перечислите элементы, на которых происходит выделение потерь мощности, и как рассчитать эти потери?
4. Как рассчитать КПД ООП?
5. Как убедиться в том, что требование задания по ограничению величины пульсаций напряжения нагрузки выполнено?
6. Как рассчитать амплитудное, среднее и действующее значения коллекторного тока (или тока стока для MOSFET) транзистора?

6.3. Схема управления

В качестве схемы управления используем универсальную микросхему К1114ЕУЗ (рис. 50). Микросхема представляет собой схему управления импульсными источниками питания на коммутируемые мощности 8–10 Вт. Микросхема выполняет следующие функции: формирование опорного напряжения, усиление сигнала рассогласования, формирование пилообразного напряжения, широтно-импульсную модуляцию, формирование двухтактного и однотактного выхода, защиту от сквозных токов, усиление сигнала датчика тока или напряжения, обеспечение «запуска». Корпус типа 4112.16-15.01, масса не более 1,4 г.

Схема включения универсальной микросхемы К1114ЕУЗ показана на рис. 51.

Тип резисторов: С1-4.

Тип конденсаторов: К50-24.

Тип диодов: 2Д201 А.

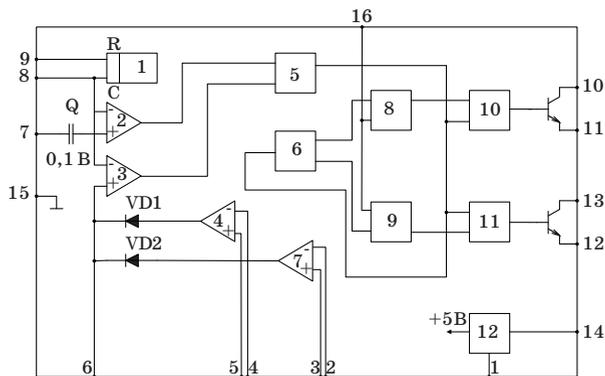


Рис. 50. Функциональная схема универсальной микросхемы К1114ЕУЗ:
обозначения элементов: 1 – генератор пилообразного напряжения;
 2 – компаратор паузы; 3 – компаратор ШИМ; 4, 7 – операционные усилители; 5, 8–11 – логические элементы; 6 – триггер;
 12 – источник опорного напряжения; *G* – источник смещения компаратора; **назначение выводов:** 1 – опорное напряжение;
 2, 5 – инвертирующие входы; 3, 4 – неинвертирующие входы;
 6 – частотная коррекция; 7 – регулировка паузы; 8 – вывод задания частоты (*C*); 9 – вывод задания частоты (*R*); 10 – коллектор *VT*1;
 11 – эмиттер *VT*1; 12 – эмиттер *VT*2; 13 – коллектор *VT*2;
 14 – напряжение питания; 15 – общий; 16 – блокировка фазорасщепителя

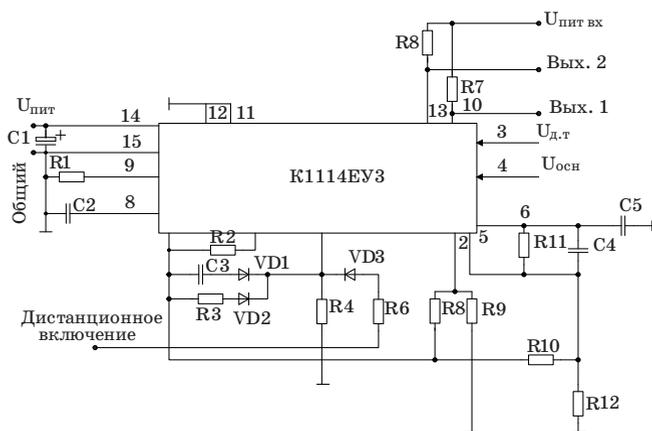


Рис. 51. Схема включения универсальной микросхемы К1114ЕУЗ:
 $R_1 = R_3 = 3\text{--}100\text{ кОм}$; $R_2 = 0\text{--}1\text{ кОм}$; $R_4 = 0\text{--}3\text{ кОм}$; R_5, R_7 – определяются значениями $U_{\text{вх}}, I_{\text{вых}}$; $R_6 = 1\text{--}10\text{ кОм}$; $R_8\text{--}R_{10}, R_{12} = 3\text{--}30\text{ кОм}$;
 $R_{11} = 10\text{ кОм} - 1\text{ МОм}$; $C_1 = C_3 = 0,1\text{--}10\text{ мкФ}$; $C_2 = 510\text{ пФ} - 0,22\text{ мкФ}$

Паспортные данные микросхемы К1114ЕУЗ приведены в табл. 7 и 8.

Таблица 7

Электрические параметры микросхемы

Параметр	Показатель
Напряжение питания	9–36 В
Опорное напряжение при $U_{\text{п}} = 9 \text{ В}$, $U_{\text{КОМ.ВХ}} = 10 \text{ В}$, $I_{\text{ВЫХ}} = 0$	4,7–5,3 В
Остаточное напряжение при $U_{\text{п}} = 9 \text{ В}$, $U_{\text{КОМ.ВХ}} = 10 \text{ В}$, $I_{\text{ВЫХ}} = 0$, $f_{\text{КОМ}} = 10 \text{ кГц}$	Не более 1,5 В
Ток закрытой микросхемы при $U_{\text{п}} = 9 \text{ В}$, $U_{\text{КОМ.ВХ}} = 10 \text{ В}$, $I_{\text{ВЫХ}} = 0$	Не более 50 мкА
Ток потребления при $U_{\text{п}} = 36 \text{ В}$, $U_{\text{КОМ.ВХ}} = 10 \text{ В}$, $I_{\text{ВЫХ}} = 0$	Не более 15 мА
Температурный коэффициент опорного напряжения	Не более 0,01 % / °С
Нестабильность по напряжению ИОН при $U_{\text{п}} = 36 \text{ В}$, $U_{\text{КОМ.ВХ}} = 10 \text{ В}$, $I_{\text{ВЫХ}} = 0$	Не более 0,05
Длительность фронта (среза) импульса выходного тока	Не более 200 нс

Таблица 8

Предельно допустимые режимы эксплуатации микросхемы К1114ЕУЗ

Параметр	Показатель
Напряжение питания в предельном режиме	9–36 В
Входное коммутирующее напряжение в предельном режиме	2–40 В
Входной ток в предельном режиме	Не более 200 мА
Рассеиваемая мощность	Не более 0,8 Вт
Частота коммутации в предельном режиме	4–400 кГц
Температура окружающей среды	–10, ..., +100 °С

Допускается подключение нагрузки в цепь коллектора или эмиттера выходных транзисторов. При включении нагрузки в цепь эмиттера выходных транзисторов остаточное напряжение не превышает 3 В при $I_{\text{ВЫХ}} = 200 \text{ мА}$. Допускается параллельная работа выходных транзисторов на общую нагрузку. Для осуществления синхронной работы выходных транзисторов и увеличения выходного тока до 0,4 А необходимо соединить вывод 16 с общей шиной. Допуска-

ется использовать источник опорного напряжения в качестве мало-мощного стабилизатора фиксированного напряжения с выходным током до 5 мА.

Допускается изменение коэффициентов усиления и частотная коррекция усилителей с помощью резисторов и конденсаторов, включаемых между выходом усилителей (вывод 6) и их входами (выводы 4, 5 и 2, 3) по схеме, отличающейся от основной схемы включения. При этом вытекающий и выходной ток усилителей не должен превышать 1 мА, а втекающий выходной ток усилителей не должен превышать 0,3 мА. Напряжения на выводах 4, 5 и 2, 3 должны находиться в пределах 0–5 В. Суммарная емкость радиокомпонентов и монтажа, подключенных к выходным транзисторам микросхемы, не должна превышать 510 пФ.

Частота генератора пилообразного напряжения определяется по формуле

$$f = \frac{1}{(0,6 \div 0,8)R_1 C_2},$$

где R_1 , C_2 – резистор и конденсатор задания частоты.

Допускается монтаж микросхемы в аппаратуру 2 раза, демонтаж 1 раз. Допустимое значение статического потенциала 500 В.

Расчет и выбор элементов схемы управления:

$$f = 1/(0,666 \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot 0,01 \cdot 10^{-6}) = 50\,000 \text{ Гц};$$

$$C_1 = 10 \text{ мкФ}; \quad R_3 = 100 \text{ кОм};$$

$$R_1 = 12,5 \text{ кОм}; \quad R_4 = 2 \text{ кОм};$$

$$C_2 = 0,01 \text{ мкФ}; \quad R_5 = R_7 = U_{\text{вх}}/I_{\text{затв}} = 12/0,01 = 1,2 \text{ кОм};$$

$$C_3 = 5 \text{ мкФ}; \quad R_6 = 5 \text{ кОм};$$

$$R_2 = 0,5 \text{ кОм}; \quad R_8 = R_9 = R_{10} = R_{12} = 15 \text{ кОм};$$

$$R_{11} = 500 \text{ кОм}.$$

При подключении микросхемы к цепи управления транзистора преобразователя необходимо выход 2 (вывод 13) подключить к базе транзистора, а общую шину питания (вывод 15) подключить к эмиттеру транзистора.

6.4. Статический расчет замкнутой по напряжению системы

Статический расчет замкнутой системы проводится по методике, изложенной в подразд. 1.2.

Для выполнения статического расчета используем структурную схему замкнутой системы, приведенную на рис. 18. Схема управления, подобно схеме рис. 17, содержит компаратор, на вход которого поступают два сигнала – напряжение управления и опорный сигнал. Опорное напряжение имеет пилообразную форму, период этого напряжения $T = 1/f_p$. Как видно из рис. 17, σ , длительность импульса управления, подаваемого на затвор транзистора силовой схемы преобразователя, t_n , определяется моментом равенства напряжений управления и опорного напряжения. Коэффициент скважности $\gamma = t_n/T$.

При $U_y = U_{\text{оп max}}$ коэффициент скважности $\gamma = 1$.

Основные расчетные соотношения:

- напряжение обратной связи по напряжению $U_{\text{осн}} = k_{\text{д.н}} U_{\text{нг}}$;
- напряжение рассогласования $U_\delta = U_\alpha - U_{\text{осн}}$;
- напряжение управления, подаваемое на вход системы управления преобразователя: $U_y = k_{\text{п.у}} U_\delta$;

– ЭДС на выходе преобразователя $E_{\text{пр}} = k_{\text{пр}} U_y$;

– напряжение нагрузки $U_{\text{нг}} = E_{\text{пр}} - I_{\text{нг}} R_{\text{сх}} - \Delta U_{\text{в.пр}}$.

Выше были определены следующие параметры.

Падение напряжения на открытом диоде: $\Delta U_{\text{в.пр}} = 1,0 \text{ В}$.

Эквивалентное сопротивление схемы: $R_{\text{сх}} = R_{\text{тр2}} + R'_{\text{тр1}}$, где $R'_{\text{тр1}}$ – приведенное ко вторичной обмотке активное сопротивление первичной обмотки; $R_{\text{тр2}}$ – активное сопротивление вторичной обмотки:

$$R'_{\text{тр1}} = R_1/k_{\text{тр}}^2 = 0,154 \cdot 10^{-3}/(0,5)^2 = 0,616 \cdot 10^{-3} \text{ Ом.}$$

$$R_{\text{сх}} = R_{\text{тр2}} + R'_{\text{тр1}} = 0,905 \cdot 10^{-3} + 0,616 \cdot 10^{-3} = 1,521 \cdot 10^{-3} \text{ Ом.}$$

Определим величину ЭДС преобразователя:

$$\begin{aligned} E_{\text{пр}N} &= U_{\text{нг}N} + I_{\text{нг}N} R_{\text{сх}} + \Delta U_{\text{в.пр}} = \\ &= 20 + 10 \cdot 1,521 \cdot 10^{-3} + 0,57 = 20,585 \text{ В.} \end{aligned}$$

Относительное значение сигнала управления

$$\bar{U}_y = U_y/U_{\text{оп max}} = \gamma.$$

Примем $U_{\text{оп max}} = 5 \text{ В}$.

Определим $U_{y \text{ max}}$, при котором $\gamma = \gamma_{\text{max}} = 0,5$:

$$U_{y \text{ max}} = U_{\text{оп max}} \gamma_{\text{max}} = 5 \cdot 0,5 = 2,5 \text{ В.}$$

Коэффициент усиления преобразователя

$$k_{\text{пр}} = E_{\text{пр}}/U_{\text{у max}} = 20,585/2,5 = 8,234.$$

Из приведенных выше основных соотношений определим

$$\begin{aligned} U_{\text{нг N}} &= k_{\text{пр}} k_{\text{п.у}} (U_3 - k_{\text{д.н}} U_{\text{нг N}}) - I_{\text{нг N}} R_{\text{сх}} - \Delta U_{\text{в.пр}}; \\ U_{\text{нг N}} (1 + k_{\text{пр}} k_{\text{п.у}} k_{\text{д.н}}) &= k_{\text{пр}} k_{\text{п.у}} U_3 - I_{\text{нг N}} R_{\text{сх}} - \Delta U_{\text{в.пр}}; \\ U_{\text{нг N}} &= k_{\text{пр}} k_{\text{п.у}} U_3 / (1 + k_{\text{пр}} k_{\text{п.у}} k_{\text{д.н}}) - \\ &- (I_{\text{нг N}} R_{\text{сх}} + \Delta U_{\text{в.пр}}) / (1 + k_{\text{пр}} k_{\text{п.у}} k_{\text{д.н}}); \\ I_{\text{нг N}} R_{\text{сх}} + \Delta U_{\text{в.пр}} &= \Delta U_{\text{нг.раз}}, \end{aligned}$$

$\Delta U_{\text{нг.раз}}$ – падение напряжения в разомкнутой схеме преобразователя:

$$\Delta U_{\text{нг.раз}} = 10 \cdot 0,0015 + 0,57 = 0,58 \text{ В};$$

$\Delta U_{\text{нг.з}}$ = $\Delta U_{\text{нг.раз}} / (1 + k_{\text{пр}} k_{\text{п.у}} k_{\text{д.н}})$ – падение напряжения в замкнутой схеме преобразователя;

$k_{\text{пр}} k_{\text{п.у}} k_{\text{д.н}} = K$ – общий коэффициент усиления системы.

$$\Delta U_{\text{нг.раз}} / \Delta U_{\text{нг.з}} = K - 1,$$

а $\Delta U_{\text{нг.з}}$ задано заданием на проектирование:

$$\Delta U_{\text{нг.з}} = (\Delta U_{\text{нг.раз}} / 100) U_{\text{нг N}} = 0,001 \cdot 20 = 0,02 \text{ В}.$$

Определим общий коэффициент усиления системы K :

$$K = (\Delta U_{\text{нг.раз}} / \Delta U_{\text{нг.з}}) - 1 = (0,585 / 0,02) - 1 = 29,25 - 1 = 28,25.$$

Далее следует определить коэффициенты $k_{\text{п.у}}$ и $k_{\text{д.н}}$.

Определим сначала произведение этих коэффициентов:

$$k_{\text{д.н}} k_{\text{п.у}} = K / k_{\text{пр}} = 28,25 / 8,234 = 3,43.$$

Далее определим значение коэффициента $k_{\text{п.у}}$:

$$k_{\text{п.у}} U_{\delta} = U_{\text{у max}} = 2,5 \text{ В};$$

$$k_{\text{п.у}} (U_3 - U_{\text{осн}}) = k_{\text{п.у}} (U_3 - k_{\text{д.н}} U_{\text{нг N}}) = 2,5.$$

Примем напряжение задания $U_3 = 5 \text{ В}$.

$$k_{\text{п.у}} U_3 - k_{\text{п.у}} k_{\text{д.н}} U_{\text{нг N}} = 2,5;$$

$$k_{\text{п.у}} \cdot 5 - 3,43 \cdot 20 = 2,5;$$

$$k_{\text{п.у}} = (2,5 + 68,6179) / 5 = 14,223.$$

Коэффициент передачи датчика напряжения

$$k_{д.н} = 3,43/14,223 = 0,241.$$

Проведем проверку расчета коэффициентов:

$$\begin{aligned} U_{нгN} &= [U_3 k_{пр} k_{п.у}/(1 + K)] - [\Delta U_{нг,раз}/(1 + K)] = \\ &= [5 \cdot 8,234 \cdot 14,223/29,25] - [0,585/29,25] = 20,019 - 0,02 = 20 \text{ В}. \end{aligned}$$

Расчет коэффициентов $k_{пр}$, $k_{п.у}$, $k_{д.н}$ произведен правильно.

6.5. Проверка преобразователя на устойчивость к возмущающим воздействиям

Определим постоянные времени входного и сглаживающего фильтров.

Сглаживающий фильтр выполнен по схеме C-фильтра, постоянная времени которого

$$T_{C2} = C_2 R_{нг} = 1000 \cdot 10^{-6} \cdot 2 = 2,0 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

Сопротивление нагрузки $R_{нг} = U_{нгN}/I_{нгN} = 20/10 = 2 \text{ Ом}$.

Определим постоянные времени входного фильтра:

$$T_{L1} = L_1/R_{вх} = 2,5 \cdot 10^{-6}/0,6 = 4,166 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

$$T_{C1} = C_1 R_{вх} = 3,2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,6 = 1,89 \cdot 10^{-3} \text{ с},$$

$R_{вх} = U_{вх}/I_{вх} = 12/20 = 0,6 \text{ Ом}$ – входное сопротивление преобразователя.

Для оценки динамических характеристик спроектированного преобразователя воспользуемся пакетом Simulink.

Кроме постоянных времени сглаживающего и входного фильтров, необходимо использовать и коэффициенты, рассчитанные ранее при выполнении статического расчета:

$$k_{п.у} = 14,223; k_{пр} = 8,234; k_{д.н} = 0,241.$$

Передаточные функции фильтров:

– сглаживающего фильтра

$$W(p)_2 = 1/(T_{C2}p + 1) = 1/(2 \cdot 10^{-3} \cdot p + 1);$$

– входного фильтра

$$\begin{aligned} W(p)_1 &= 1/(T_{L1}T_{C1}p^2 + T_{L1}p + 1) = \\ &= 1/(7,875 \cdot 10^{-9} \cdot p^2 + 4,166 \cdot 10^{-6} \cdot p + 1). \end{aligned}$$

Поведение системы при двух возмущениях:

- 1) при возмущении по управляющему воздействию (рис. 52);
- 2) при возмущении по цепи нагрузки типа «скачок тока нагрузки» (рис. 53).

Результаты исследования поведения системы при двух возмущениях приведены на рис. 54, а и б.

Анализируя переходные процессы, графики которых приведены на рис. 54, а, б, можно сделать вывод об устойчивости спроектированной системы ООП.

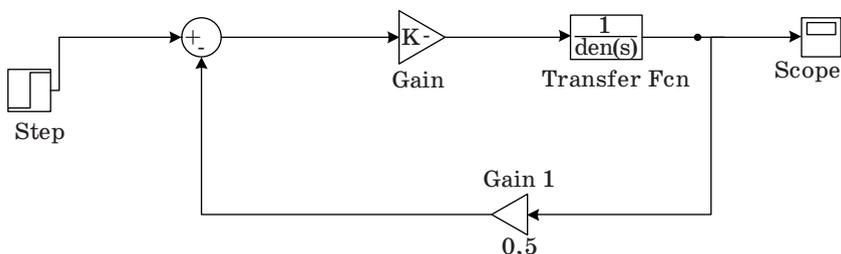


Рис. 52. Модель системы для исследования реакции на возмущение по управлению

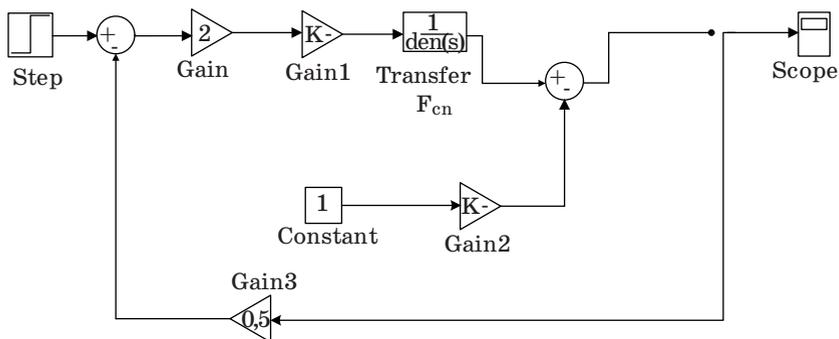


Рис. 53. Модель системы для исследования реакции на скачок нагрузки

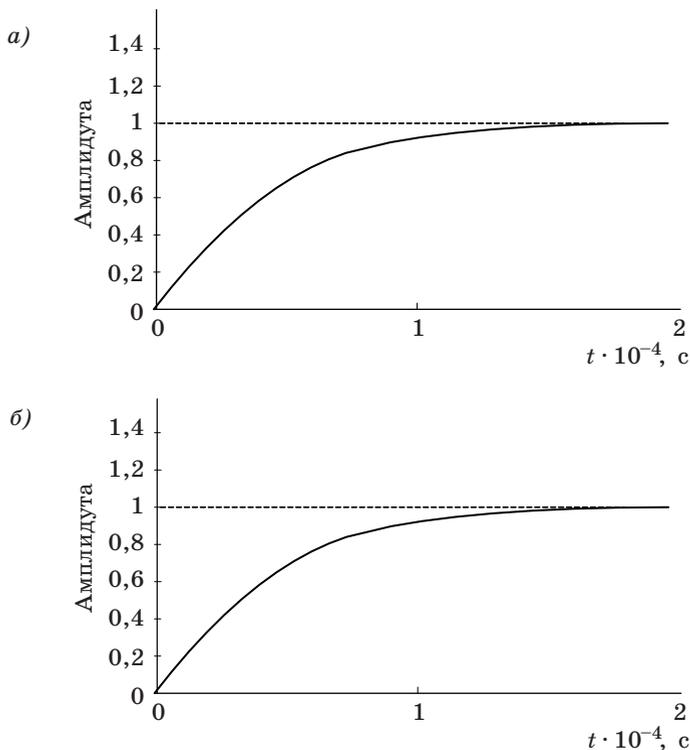


Рис. 54. График переходного процесса при возмущении по управлению (а) и нагрузке (б)

6.6. Методика расчета входного фильтра

При работе многих импульсных преобразователей постоянного напряжения входной ток носит импульсный характер, т. е. включает в себя постоянную составляющую и высшие гармонические тока. Высшие гармоники, протекая по проводам источника питания, создают помехи для работы устройств, подключенных к этому источнику. Для улучшения электромагнитной совместимости проектируемого преобразователя необходимо на вход преобразователя установить входной фильтр. Входной фильтр предназначен для подавления высших гармонических входного тока преобразователя.

Пример входного L_1 - C_1 -фильтра приведен на рис. 55.

Отметим, что форма входного тока практически всех рассмотренных выше преобразователей идентична, т. е. представляет со-

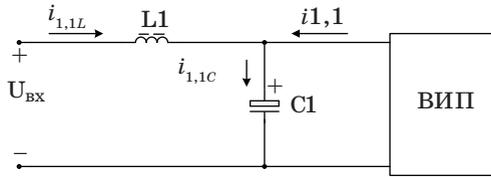


Рис. 55. Схема подключения входного фильтра к преобразователю: ВИП – входной импульсный преобразователь

бой прямоугольный импульс, скважность которого регулируется в пределах $\gamma_{\min} \leq \gamma \leq \gamma_{\max}$. Исключение составляет входной ток однотактного преобразователя постоянного напряжения в постоянное напряжение II рода, выполненного по схеме с параллельным ключевым элементом и последовательным (по отношению к нагрузке) включением дросселя (ОППН II). Форма этого тока, как правило, имеет непрерывный характер (см. рис. 21, д). У остальных рассмотренных выше преобразователей форма входного тока имеет импульсный характер.

Форма входного тока обратноходового преобразователя приведена на рис. 32 ($i_k = i_1$), форма входного тока прямоходового преобразователя приведена на рис. 33 ($i_k = i_1$), форма входного тока ОППН I приведена на рис. 11 (кривая i_k).

Методика расчета входных фильтров преобразователей, входной ток которых представляет собой прямоугольный импульс, практически одинакова.

При расчете параметров входного фильтра можно пренебречь наклоном вершины импульса тока и считать его форму прямоугольной, такой, как представлена на рис. 11 кривой $i_{вх}$.

Разложение в ряд Фурье такого импульса ограничим только постоянной составляющей $I_{1,0}$ и первой (основной) гармоникой $i_{1,1}$:

$$i_1(t) = I_{1,0} + i_{1,1}.$$

Постоянная составляющая входного тока

$$I_{1,0} = I_{1m}\gamma.$$

Напомним, что I_{1m} – амплитуда импульса входного тока.

Подавление первой гармоники переменной составляющей входного тока является наиболее трудной задачей, поскольку ее частота наименьшая из всех гармонических составляющих.

Как видно из схемы входного фильтра, подавление переменной составляющей входного тока до уровня I_{1L} осуществляется

за счет индуктивности дросселя L_1 , установленного в цепи, соединяющей вход преобразователя с источником питания. Емкость входного фильтра C_1 необходима для создания цепи, по которой должна протекать переменная составляющая входного тока, так как цепь для протекания этого тока в источник питания, по сути, заблокирована большим индуктивным сопротивлением дросселя входного фильтра.

Основная задача, которую необходимо решить при расчете входного фильтра, заключается в определении величины индуктивности дросселя и емкости входного фильтра.

Поскольку индуктивность дросселя L_1 должна представлять очень большое индуктивное сопротивление для переменной составляющей входного тока преобразователя, то можно считать внутреннее сопротивление источника питания преобразователя для этой переменной составляющей входного тока равным нулю, т. е. дроссель и конденсатор входного фильтра для переменной составляющей входного тока преобразователя оказываются включенными параллельно входу преобразователя. Причем через обмотку дросселя должен течь ток переменной составляющей $I_{1,1L}$, равный тому значению, до которого следует ограничить величину этого тока. В соответствии с первым законом Кирхгофа ток, протекающий через конденсатор входного фильтра, равен по величине сумме первой гармонической входного тока преобразователя, $I_{1,1m}$, и составляющей тока, протекающей по обмотке дросселя, $I_{1,1L}$, т. е. $I_{1,1C} = I_{1,1m} + I_{1,1L}$.

Обычно требуемый уровень подавления гармонических входного тока установлен заданием на проектирование либо он определяется в процессе разработки и отладки преобразователя. Приемлемый уровень подавления высших гармонических входного тока, как правило, находится в пределах $0,01I_{1,1m} \leq I_{1,1L} \leq 0,1I_{1,1m}$.

Для примера расчета входного фильтра примем уровень подавления первой гармонической входного тока до величины $I_{1,1L} = 0,01I_{1,1m}$.

Проведем расчет для коэффициента скважности, при котором первая гармоническая входного тока наибольшая, т. е. при $\gamma = 0,6$. Отметим, что это значение γ равно максимальному значению коэффициента скважности проектируемого преобразователя из последнего примера (подразд. 6.2).

Выполним расчет входного фильтра для этого последнего примера.

В проектируемом ООП максимальная амплитуда импульса входного тока $I_{1m} = 50,87$ А, среднее значение этого тока при $\gamma_{\max} = 0,6$

$$I_{1,0} = 50,87 \cdot 0,6 = 30,52 \text{ А,}$$

а действующее значение этого тока, равного току первичной обмотки трансформатора при $\gamma_{\max} = 0,6$:

$$I_1 = I_{1m} \sqrt{\gamma_{\max}} = 50,87 \sqrt{0,6} = 39,4 \text{ А.}$$

При $\gamma_{\max} = 0,6$ амплитуда первой гармонической входного тока определяется по формуле

$$I_{1,1m} = (2I_{1m}/\pi) \sin(\pi\gamma) = (2 \cdot 50,87/\pi) \sin(\pi \cdot 0,6) = 32,14 \text{ А.}$$

Ранее было принято условие подавление первой гармонической до уровня $0,01I_{1,1m} = 0,01 \cdot 32,4 = 0,324 \text{ А.}$

Определим амплитуду тока конденсатора входного фильтра

$$I_{1,1C} = I_{1,1m} + I_{1,1L} = 32,14 + 0,324 = 32,464 \text{ А.}$$

Отметим, что рабочее напряжение конденсатора должно быть не менее $2U_{\text{вх max}} = 2 \cdot 15,6 = 31,2 \text{ В.}$

Обратимся к справочным данным по конденсаторам (см. табл. 28–30 и 32). В этих таблицах приведены допустимые действующие значения тока, протекающего через конденсатор. Допустимое амплитудное значение в $\sqrt{2}$ раз больше.

В табл. 30 приведены данные по конденсаторам фирмы EPOS. Конденсаторы типа В41607 фирмы EPOS емкостью 800 мкФ каждый на рабочее напряжение 63 В допускают пропуск переменного тока 9,6 А при частоте 10 000 Гц. Внутреннее активное сопротивление $r_C = 26 \cdot 10^{-3} \text{ Ом.}$ При параллельном включении четырех конденсаторов результирующая емкость $C_p = 4 \cdot 800 = 3200 \text{ мкФ,}$ допустимое (амплитудное) значение переменного тока составит $4 \cdot 9,6 = 38,4 \text{ А,}$ а результирующее внутреннее активное сопротивление $r_{C_p} = 26 \cdot 10^{-3}/4 = 6,5 \cdot 10^{-3} \text{ Ом.}$

Емкостное сопротивление этого конденсатора входного фильтра на частоте $f_p = 50\,000 \text{ Гц}$

$$\begin{aligned} x_C &= 1/(2\pi f_p C_\Phi) = 1/(2 \cdot 3,14 \cdot 50000 \cdot 4 \cdot 800 \cdot 10^{-6}) = \\ &= 9,9 \cdot 10^{-4} \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Сравнивая между собой x_C и r_C , можно видеть, что определяющим в величине полного сопротивления этого конденсатора является внутреннее активное сопротивление конденсатора, r_C .

Падение напряжения на конденсаторе и дросселе входного фильтра $U_{1,1C}$ от переменной составляющей входного тока $I_{1,1C}$ равно произведению тока $I_{1,1C}$ и полного сопротивления конденсатора, т. е.

$$U_{1,1C} = I_{1,1C} \sqrt{x_C^2 + r_C^2} = 32,994 \cdot 6,57 \cdot 10^{-3} = 0,217 \text{ В.}$$

Далее выполним расчет индуктивности дросселя входного фильтра

$$L_1 = x_{L1}/(2\pi f_p),$$

$$\text{где } x_{L1} = U_{1,1C}/I_{1L} = 0,217/0,324 = 0,67 \text{ Ом.}$$

Тогда

$$L_1 = 0,67/(6,28 \cdot 50\,000) = 2,13 \cdot 10^{-6} \text{ Гн} = 2,13 \text{ мкГн.}$$

По справочным данным (см. табл. 35) выбираем четыре дросселя типа SRP1270-100M, обмотка каждого из которых выполнена на действующее значение тока $I_{\text{об.д.з}} = 10 \text{ А}$ и обладает индуктивностью $L = 10 \text{ мкГн}$. Активное сопротивление обмотки $R_{\text{об}} = 16,8 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$. Рабочая частота дросселя – до 150 кГц.

Соединяем обмотки дросселей параллельно. В результате получим:

– индуктивность дросселя $L_p = 10 \cdot 10^{-6}/4 = 2,5 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$;

– сопротивление обмотки $R_{\text{об.р}} = 16,8 \cdot 10^{-3}/4 = 4,2 \text{ Ом}$;

– допустимое действующее значение тока обмотки $I_{\text{об.д.з.р}} = 40 \text{ А}$.

Напомним, что ранее было рассчитано действующее значение входного тока преобразователя, равное 39,4 А.

Поскольку индуктивность обмотки выбранного дросселя L_p больше требуемой величины индуктивности L_1 , а ток обмотки дросселя больше значения тока, протекающего по этой обмотке ($40 \text{ А} > 39,4 \text{ А}$), дроссель выбран правильно и обеспечит требуемый уровень подавления переменной составляющей входного тока.

Проведем проверку входного фильтра на резонанс.

Определим частоту собственных колебаний входного фильтра L_1 - C_1 :

$$\omega_{\text{с.к}} = 1/\sqrt{L_1 C_1} = 1/\sqrt{2,5 \cdot 10^{-6} \cdot 3,2 \cdot 10^{-6}} = 11\,185 \text{ с}^{-1}.$$

$$\text{Частота импульсов входного тока } \omega_{\text{п}} = 6,28 \cdot 50\,000 = 314\,000 \text{ с}^{-1}.$$

$$\omega_{\text{с.к}} < 0,5\omega_{\text{п}}.$$

Таким образом:

- фильтр удовлетворяет требованию на отсутствие резонанса;
- параметры входного фильтра удовлетворяют требованию задания на подавление гармонических составляющих входного тока в полном объеме.

7. ЗАЩИТА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ОТ СВЕРХТОКОВ И ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

Ввиду чувствительности полупроводниковых приборов к перегрузкам, коротким замыканиям и перенапряжениям, для обеспечения надежной работы преобразователей к системам защиты предъявляются следующие основные требования [1]:

- максимальное быстродействие в целях ограничения аварийных токов по длительности и амплитуде значениями, определяемыми перегрузочной способностью полупроводниковых приборов;
- ограничение всех видов внешних и внутренних перенапряжений допустимыми значениями;
- безотказность в работе при всех видах повреждений;
- отключение поврежденного участка без дополнительной нагрузки на оставшиеся в работе полупроводниковые приборы и недопустимого перенапряжения на них;
- возможность применения автоматического повторного включения.

7.1. Защита преобразователя от сверхтока

Основные элементы защиты от сверхтоков и токов короткого замыкания могут быть разделены на две основные группы.

Первая группа включает в себя те устройства, которые обеспечивают защиту преобразователя посредством прерывания или предотвращения протекания аварийного тока.

Вторая группа включает в себя те элементы преобразователя, за счет сопротивления которых ограничивается величина и скорость нарастания аварийного тока.

К элементам первой группы относятся:

- быстродействующие системы электронной защиты, которые отключают весь преобразователь от источника питания;
- встроенные в транзисторы элементы защиты от сверхтоков (интеллектуальные модули);
- автоматические выключатели и плавкие предохранители, отключающие преобразователь от источника питания.

К элементам второй группы относятся:

- дроссели цепи постоянного тока;
- внутреннее сопротивление промежуточного трансформатора;
- внутреннее сопротивление источника питания.

При выборе элементов защиты следует учитывать, что автоматические выключатели и плавкие предохранители реагируют на действующее значение тока. Полупроводниковый прибор реагирует в основном на нагрев, который пропорционален значению тока, промежуточному между действующим и средним значениями.

В зависимости от необходимой степени сложности защиты и от сложности силовой схемы преобразователя возможно включение нескольких перечисленных выше устройств защиты. Действие этих устройств должно быть согласовано с характеристиками полупроводниковых приборов и друг с другом с тем, чтобы обеспечить выполнение перечисленных выше требований к защите. Срабатывание защиты должно происходить прежде, чем произойдет повреждение полупроводникового прибора.

Следует сразу отметить, что время срабатывания автоматических выключателей и плавких предохранителей существенно больше, чем время допустимой перегрузки полупроводникового вентиля по току, поэтому эти устройства защиты самостоятельно не могут обеспечить должную защиту полупроводникового вентиля от сверхтока. Однако в совокупности с электронными системами защиты автоматические выключатели и плавкие предохранители находят самое широкое применение в системах защиты полупроводниковых преобразователей. Примером такого решения являются устройства защиты с использованием короткозамыкателя, применяемого для защиты цепей постоянного тока [1].

Защита от сверхтоков с помощью плавких предохранителей

Для защиты полупроводниковых преобразователей находят применение плавкие предохранители, устанавливаемые в цепях как переменного, так и постоянного тока [11]. При этом предохранитель должен срабатывать в режиме включения и выключения преобразователя, обеспечивать бесперебойную работу в нормальном стационарном режиме и надежно срабатывать, защищая элементы преобразователей в аварийном режиме. К плавким предохранителям предъявляют следующие требования:

- согласование характеристик предохранителя с характеристиками защищаемых элементов;
- неизменность характеристик предохранителя во времени и минимальные потери мощности при протекании номинального тока;
- наличие эффективного токоограничения;
- высокая отключающая способность предохранителя;

– минимальное напряжение дуги во время срабатывания предохранителя, не превышающее напряжения пробоя неповрежденных вентиляй;

– минимальные весовые и габаритные показатели.

Для надежной защиты полупроводниковых вентиляй от выхода из строя при перегрузке по току необходимо, чтобы полный интеграл отключения предохранителя W_{Π} был меньше защитного показателя вентиля $W_{В}$.

Для защиты диодов и тиристорov выпускаются быстродействующие предохранители на рабочие токи 10 А (тип 10FC), 16 А (тип 16FC) и 20 А (тип 20FC) (рабочее напряжение постоянного тока 660 В) и на токи 35 А (тип 35FC), 40 А (тип 40FC), 63 А (тип 63FC) и 80 А (тип 80FC) (рабочее напряжение постоянного тока 450 В).

Приведем справочные данные на несколько типов плавких предохранителей (табл. 9–11).

Таблица 9

Предохранители АВЕ быстродействующие

Наименование	Номинальный ток I_N , А	Интеграл отключения, I^2t , А ² ·с
АВЕ 500	0,5	0,075
АВЕ 001	1,0	1,500
АВЕ 002	2,0	8,0
АВЕ 003	3,0	13,5
АВЕ 004	4,0	24,0
АВЕ 005	5,0	37,5
АВЕ 008	8,0	160,0
АВЕ 010	10	300,0
АВЕ 012	12	576,0
АВЕ 015	15	1125,0
АВЕ 018	18	1620,0
АВЕ 020	20	2400,0
АВЕ 025	25	3750,0
АВЕ 030	30	5400,0

$D = 6,3$ мм, $L = 32$ мм, корпус керамический, рабочее напряжение 250 В.

Таблица 9'

**Время срабатывания предохранителей АВЕ на токи от 50 мА до 35 А
в зависимости от величины протекающего тока**

Значение тока I_p	Время срабатывания	Значение тока I_p	Время срабатывания
$1,5I_N$	60 мин	$4I_N$	0,5 с
$2,1I_N$	20 с	$10I_N$	0,1 с

Таблица 10

Параметры самовосстанавливающихся предохранителей

Наименование	Максимальный ток, не изменяющий характеристик, А	Минимальный ток, приводящий к скачку сопротивления, А	Максимальное время срабатывания, с	Максимальное допустимое напряжение, В	Максимальный допустимый ток, А	Минимальное начальное сопротивление, Ом	Размеры, мм
MF-R090	0,90	1,80	7,2	60	40	0,14	$d = 11,7$
MF-R250	2,50	5,00	10,3	30	40	0,025	12,0×12,0
MF-R300	3,00	6,00	10,8	30	40	0,02	12,0×12,0
MF-R400	4,00	8,00	12,7	30	40	0,01	14,2×14,2
MF-R500	5,00	10,00	14,5	30	40	0,01	17,4×17,4
MF-R600	6,00	12,00	16,0	30	40	0,005	19,3×19,3
MF-R700	7,00	14,00	17,5	30	40	0,005	22,1×22,1
MF-R800	8,00	16,00	18,8	30	40	0,005	24,2×24,2
MF-R900	9,00	18,00	20,0	30	40	0,005	24,2×24,2

Самовосстанавливающиеся предохранители (multifuse) – компоненты, предназначенные для защиты электронных и полупроводниковых устройств от перегрузки по току или от перегрева. Принцип их работы основан на свойстве резко увеличивать свое сопротивление под воздействием проходящего тока или температуры окружающей среды и автоматически восстанавливать свои первоначальные свойства после устранения этих причин. Диапазон рабочих температур от -40 до $+85$ °С.

Параметры термopедохранителей

Наименование	Температура срабатывания, °С	Максимальная температура, не приводящая к срабатыванию, °С	Максимальный допустимый рабочий ток, А	Длина, мм	Ширина (диаметр), мм
TZK-10	102	70	0,5	7,5	1,8
TZK-11	115	95	0,5	7,5	1,8
TZK-12	130	100	0,5	7,5	1,8
TZK-13	133	100	0,5	7,5	1,8
TZK-14	150	120	0,5	7,5	1,8
TZK-16	169	130	0,5	7,5	1,8
TZK-18	187	160	0,5	7,5	1,8
TZV-076	76	50	2,0	12	3,0
TZV-086	86	60	2,0	12	3,0

Термopедохранители предназначены для защиты дорогостоящих компонентов и оборудования, таких как трансформаторы, силовые транзисторы, от повреждения при перегреве выше допустимой рабочей температуры. В нормальном состоянии термopедохранитель имеет нулевое сопротивление, а при нагреве термopедохранителя (от защищаемого компонента) до температуры срабатывания разрушается внутренняя термочувствительная перемычка, замыкающая цепь, в которую включен термopедохранитель. Термopедохранители, как и плавкие предохранители, – это компоненты одноразового действия. После срабатывания необходимо устранить причину срабатывания предохранителя и заменить термopедохранитель.

Вопросы для самоконтроля

1. Сформулируйте основные требования, которые предъявляются к предохранителям.
2. В чем заключаются основные различия самовосстанавливающихся предохранителей от традиционных плавких предохранителей?
3. Укажите области применения термopедохранителей.

Электронная защита от сверхтоков

Принципиальная электрическая схема защиты преобразователя от сверхтоков с помощью короткозамыкателя показана на рис. 56. Рассмотрим принцип работы этого устройства защиты [1]. Входной ток преобразователя $I_{вх}$, протекая по сопротивлению $R_{ш}$, создает падение напряжения $\Delta U_{ш} = I_{вх} R_{ш}$. На диоде VD от тока утечки $I_{ут}$ транзистора VT имеется падение напряжения $\Delta U_{в.пр}$, которое в данной схеме выполняет функцию опорного напряжения. Разность этих двух напряжений поступает на базу-эмиттер транзистора VT . Величина сопротивления $R_{ш}$ выбирается такой, чтобы при величине входного тока $I_{вх} \leq I_{вх.доп}$ падение напряжения $\Delta U_{ш}$ было бы меньше, чем $\Delta U_{в.пр}$. На вход транзистора VT поступает запирающее напряжение, и транзистор VT закрыт. При $I_{вх} \geq I_{вх.доп}$ падение напряжения $\Delta U_{ш}$ становится больше падения напряжения $\Delta U_{в.пр}$. Транзистор VT открывается, на управляющий электрод тиристора VS поступает положительный потенциал источника питания, тиристор открывается. Источник питания оказывается замкнутым на тиристор VS , ток, протекающий через тиристор, резко возрастает, что приводит к срабатыванию плавкого предохранителя $F1$. Преобразователь отключается от источника питания. Заметим, что в момент открытия тиристора VS напряжение на входе преобразователя становится равным нулю и входной ток преобразователя также становится равным нулю. Из принципа работы этого устройства защиты следует, что срабатывание защиты происходит от мгновенного значения входного тока, что обеспечивает высокое быстродействие и надежность.

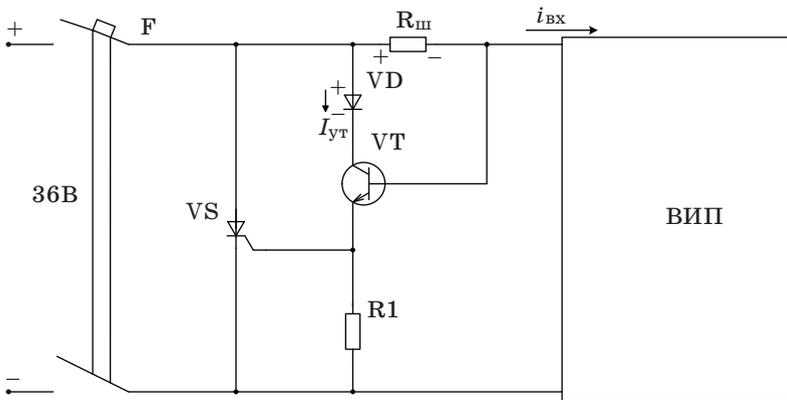


Рис. 56. Схема электронной защиты

В качестве шунта следует применять провода из высокоомных сплавов, например из манганина или константана. Шунты из этих сплавов имеют высокое удельное электрическое сопротивление, что важно для уменьшения массы и размеров шунта, малый температурный коэффициент удельного сопротивления, обеспечивающий стабильность электрического сопротивления при изменении температуры, и хорошую технологичность, позволяющую изготавливать компактные шунты в виде спирали.

В табл. 39 приведены значения сопротивления манганиновой проволоки длиной 1 м при различных значениях ее диаметра.

Пример расчета защиты от сверхтока с помощью короткозамыкателя

Выполним расчет защиты с помощью короткозамыкателя для однофазного обратного преобразователя, параметры которого приведены в подразд. 6.2.

Среднее значение входного тока преобразователя $I_{\text{вх.ср}} = 30,52 \text{ А}$.

Амплитудное значение входного тока преобразователя $I_{\text{вх} m} = 50,87 \text{ А}$.

Допустимое значение тока стока транзистора $I_{\text{ст} m} = 200 \text{ А}$.

Входное напряжение преобразователя $12 \text{ В} \pm 30 \%$.

Зададимся амплитудным значением тока срабатывания защиты $I_{m \text{ ср}}$:

$$I_{m \text{ ср}} = 1,2 I_{\text{вх} m} = 1,2 \cdot 50,87 = 60 \text{ А}.$$

Расчет сопротивления шунта

$$R_{\text{ш}} = R_{13} = \Delta U_{\text{в.пр}} / I_{\text{вх.ср}}.$$

Выбираем диод VD4 (см. табл. 19).

Тип диода – SF12.

Параметры диода:

$$I_{\text{в.ср} N} = 1 \text{ А};$$

$$\Delta U_{\text{в.пр}} = 0,95 \text{ В}; U_{\text{в.обр max}} = 100 \text{ В}.$$

Сопротивления шунта $R_{\text{ш}} = R_{13} = 1/61 = 0,016 \text{ Ом}$.

Шунт изготавливаем из высокоомного манганинового провода (см. табл. 39).

Примем плотность тока провода шунта равной 6 А/мм^2 .

Необходимое сечение провода определим, разделив значение тока, протекающего через шунт, на плотность тока:

$$q = I_{\text{вх.ср}} / j = 30,52 / 6 = 5,1 \text{ мм}^2.$$

По справочным данным табл. 39 выбираем провод диаметром $d = 2,5$ мм.

Сечение провода $q = \pi d^2/4 = 4,9$ мм². Сопротивление 1 метра длины этого провода равно 0,1 Ом.

Нетрудно рассчитать, что для того, чтобы шунт обладал бы сопротивлением, равным 0,016 Ом необходимо $0,016/0,1 = 0,16$ м длины этого провода. Скрутим этот провод в виде спирали диаметром 1 см. Шунт будет содержать 5 витков.

Выбираем транзистор VT2 по справочным данным табл. 25.

Тип транзистора – КТ704, параметры которого:

$$I_{кN} = 2,5 \text{ А}; I_{к.н} = 4,0 \text{ А}; U_{кэN} = 600 \text{ В}; h_{21Э} = 10 - 100.$$

Сопротивление резистора R_{14} , шунтирующего цепь управляющий переход – катод тиристора VS1, выбираем равным 20 Ом.

Выбираем тиристор VS1 по справочным данным, приведенным в табл. 27.

Тип тиристора – ТЧ100-3, паспортные данные которого:

- среднее значение тока в открытом состоянии 100 А;
- ударный ток в открытом состоянии $I_{уд} = 3100$ А;
- допустимое повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии 300 В;
- время включения – не более 5 мкс.

В цепь постоянного тока установим предохранитель типа UAF на рабочий ток $I_N = 35$ А (см. табл. 9)

Время срабатывания $t_{ср}$ при токе, равном $10I_N = 10 \cdot 35$ А, составляет от 0,1 с.

Интеграл плавления предохранителя

$$W_{\Pi} = 350^2 \cdot t_{ср} = 12\,250 \text{ А}^2 \cdot \text{с}.$$

Определим допустимый интеграл перегрузки тиристора ТЧ100-3:

$$W_{Т} = I_{уд}^2 t_{\Pi} = 3100^2 \cdot 0,01 = 96\,100 \text{ А}^2 \cdot \text{с}.$$

Допустимое время перегрузки тиристора ударным током принято равным 0,01 с.

Поскольку $W_{\Pi} < W_{Т}$ ($12\,250 < 96\,100$), то при прохождении сверхтока по цепи постоянного тока раньше сработает предохранитель, а тиристор защиты останется в работоспособном состоянии.

7.2. Защита цепей преобразователя от электромагнитных импульсов (перенапряжений)

Появление этих импульсов связано с коммутацией мощной нагрузки, короткими замыканиями цепей нагрузки, с грозовыми разрядами. Наиболее простыми, дешевыми и надежными элементами для защиты от электромагнитных импульсов являются защитные диоды, металлооксидные варисторы и газовые разрядники [14]. Отметим, что эти элементы имеют различные вольт-амперные характеристики (ВАХ), различное быстродействие, различные возможности по поглощению энергии электромагнитного импульса, определяемые в основном теплоемкостью и предельной температурой элемента.

Защитные диоды

Защитные диоды [12] по принципу действия аналогичны полупроводниковым стабилитронам. Однако они имеют некоторые особенности по сравнению с обычными стабилитронами. Во-первых, большую часть времени они работают в ждущем режиме, т. е. в допробойной области ветви ВАХ. При этом они имеют малые токи утечки и практически не оказывают влияния на работу схемы, в которой они установлены. Обычно этот режим нормируется. Параметры защитных диодов приведены в табл. 12. В предпробойной области нормируется значение напряжения, при котором обратный ток диода достигает определенной заданной величины (например, 1 или 10 мА).

В области обратимого пробоя защитные диоды имеют крутую ВАХ с малым значением дифференциального сопротивления, что позволяет пропускать через них в течение короткого времени (обычно до 10 мс) весьма большие токи (до сотен ампер). При этом обычно оговаривается максимальное значение импульсной мощности, которую может рассеивать защитный диод при определенных параметрах импульса (обычно ограничивается длительность фронта и длительность импульса). Это говорит о том, что диод может поглотить определенную ограниченную величину энергии (произведение мощности на длительность импульса). Если эта величина по каким-либо причинам превышает, то защитный диод выходит из строя, но он устроен таким образом, что при этом его выводы закорачиваются, и это обычно оговаривается фирмой-изготовителем. Это свойство весьма ценно, так как во многих случаях лучше пожертвовать недорогим защитным диодом, чем дорогой аппаратурой, которую он защищает.

Защитные диоды имеют весьма высокое быстродействие (до 1 пс) и пропускают большие токи в импульсе, при этом мощность, рассеиваемая диодом в импульсе, может достигать 1,5 кВт и более. Однако защитные диоды обладают малой теплоемкостью и относительно низкой предельной температурой кристалла, что обуславливает сравнительно небольшую энергию, которую он может поглотить без разрушения.

Защитные диоды выпускаются двух видов – однонаправленные и двунаправленные. Однонаправленные используются в обратном направлении в режиме обратного пробоя, а в прямом направлении ведут себя как обычные диоды с малым дифференциальным сопротивлением. Двунаправленные защитные диоды эквивалентны встречному включению двух однонаправленных защитных диодов и в допробойной области имеют большое сопротивление в обоих направлениях. Представляется полезным установка однонаправленного защитного диода на входе преобразователя при питании его от источника постоянного тока (рис. 57).

В этом случае он защищает преобразователь от двух неблагоприятных воздействий – от перенапряжений и от переполюсовки входной сети. Если защитный диод установлен после дросселя входного фильтра, то дроссель будет несколько ограничивать амплитуду тока, протекающего через диод при его срабатывании. При длительном перенапряжении или переполюсовке сетевой предохранитель, установленный на входе преобразователя, далеко не всегда спасает защитный диод от выхода из строя. Все зависит от быстродействия предохранителя. Однако даже при выходе из строя защитного диода необходимо помнить, что в этом случае недорогой защитный диод спасает более дорогой преобразователь.

Для защиты цепи нагрузки преобразователя защитный диод устанавливают на выходе преобразователя (рис. 58). В случае отказа цепи обратной связи преобразователя по напряжению, связанного с обрывом этой цепи или с отказом какого-либо элемента (напри-

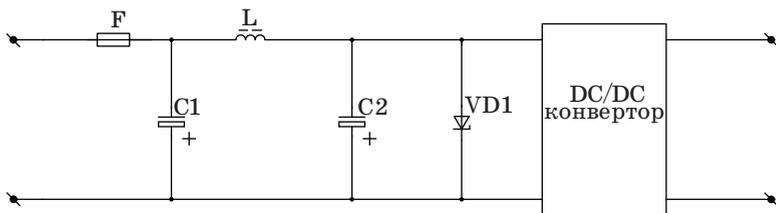


Рис. 57. Защита преобразователя от перенапряжения на входе и от переполюсовки источника питания

мер, оптрона), на питаемую преобразователем аппаратуру, содержащую часто очень дорогие компоненты (например, микропроцессоры), может быть подано напряжение, значительно превышающее допустимое, что может привести к выходу из строя всех активных компонентов и конденсаторов. При установке защитного диода в этом случае ток через него резко возрастает, что приводит либо к срабатыванию устройств защиты по току преобразователя, либо, в крайнем случае, к срабатыванию сетевого предохранителя.

Защитные диоды находят также применение для защиты транзисторов силовой схемы преобразователя от выбросов напряжения, обусловленных реакцией индуктивности рассеяния трансформаторов выходных каскадов. При этом защитный диод подключается либо через обычный быстродействующий диод параллельно первичной обмотке трансформатора (рис. 59, а), либо параллельно силовому транзистору выходного каскада (рис. 59, б). В первом случае

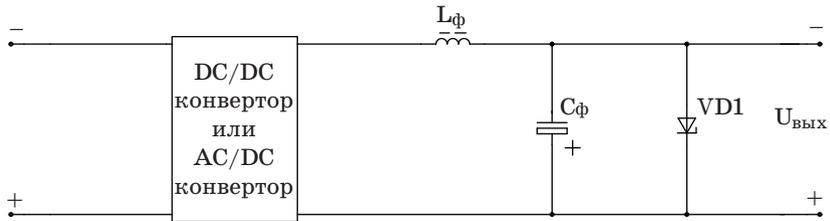


Рис. 58. Защита цепи нагрузки преобразователя от перенапряжений при нарушении режима работы преобразователя

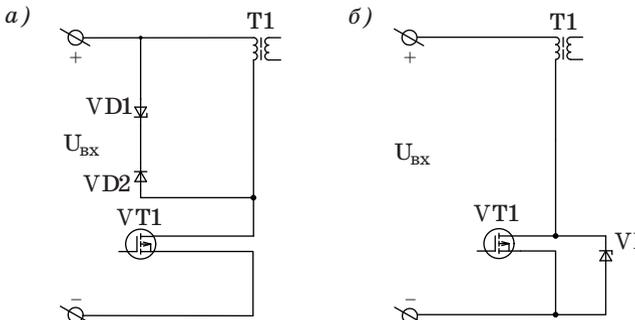


Рис. 59. Защита силовых транзисторов от импульсов перенапряжения, возникающих при работе преобразователя, при включении защитного диода параллельно первичной обмотке трансформатора (а) и транзистора (б)

напряжение пробоя защитного диода должно быть выше напряжения обратного хода первичной обмотки трансформатора, определяемого по плоской части вершины импульса напряжения. Во втором случае напряжение пробоя защитного диода выбирается выше суммы максимального напряжения питания и напряжения обратного хода первичной обмотки трансформатора, также определяемого по плоской части вершины импульса напряжения. При этом следует иметь в виду, что параллельно транзистору подключается емкость защитного диода, которая при отпирании транзистора разряжается через него и создает выброс тока в начале прямого хода работы преобразователя. При подключении защитного диода к первичной обмотке трансформатора диод выбирается на меньшее напряжение, чем во втором случае, а выброс тока при включении транзистора обуславливается зарядом емкости разделительного диода.

Таблица 12

Параметры защитных диодов

Наименование	Напряжение закрывающее (обратное) $U_{\text{рп}}, \text{В}$	Максимальный ток утечки $I_{\text{рп}}, \text{мкА}$	Напряжение открывающее $U_{\text{вр}}, \text{В}$	Максимальное напряжение $U_{\text{ит}}, \text{В}$	Максимальный импульсный ток $I_{\text{ит}}, \text{А}$
Допустимая импульсная мощность рассеивания защитного диода 600 Вт					
Диоды с односторонней проводимостью					
SM6T10A	8,55	10	10	14,5	41
SM6T15A	12,8	5	15	21,1	28
SM6T 68A	58,1	5	68	92	6,5
SM6T 200CA	171	5	200	274	2,2
Диоды с двусторонней проводимостью					
SM6T10CA	8,55	10	10	14,5	41
SM6T15CA	12,8	5	15	21,1	28
SM6T 68CA	58,1	5	68	92	6,5
SM6T 200CA	171	5	200	274	2,2

Таблица 12 (окончание)

Наименование	Напряжение закрывающее (обратное) $U_{гр}, В$	Максимальный ток утечки $I_{гр}, мкА$	Напряжение открывающее $U_{от}, В$	Максимальное напряжение $U_{н.п}, В$	Максимальный импульсный ток $I_{н.п}, А$
Допустимая импульсная мощность рассеивания защитного диода 1500 Вт					
Диоды с односторонней проводимостью					
1,5KE12A	10,2	5	12	16,7	94
1,5KE30A	25,6	5	30	41,4	38
1,5KE91A	77,8	5	91	125,0	12,6
1,5KE220A	185	5	220	328,0	4,8
Диоды с двусторонней проводимостью					
1,5KE12CA	10,2	5	12	16,7	94
1,5KE30CA	25,6	5	30	41,4	38
1,5KE91CA	77,8	5	91	125,0	12,6
1,5KE400CA	342,0	5	400	548,0	2,8

Металлооксидные варисторы

Варистор – это переменный и нелинейный полупроводниковый резистор, сопротивление R которого изменяется в зависимости от приложенного к нему напряжения. При изготовлении варистора порошкообразный полупроводник, например SiC, запрессовывают вместе со связующим веществом (глиной, жидким стеклом, органическими лаками) в форму и запекают при температуре 1700 °С. Уменьшение R с ростом напряжения связано с падением сопротивления между зёрнами SiC. Это происходит вследствие нелинейного роста тока через $p-n$ -переходы, которые образуются на этих контактах из острых участков зёрен в результате автоэлектронной эмиссии. Варистор следует включать параллельно защищаемому устройству или элементу. При возникновении импульса напряжения варистор, в силу нелинейности своей ВАХ, резко уменьшает свое сопротивление

ние до долей ома и шунтирует устройство, защищая его и рассеивая поглощенную энергию в виде тепла. В этом случае через варистор кратковременно может протекать ток, достигающий нескольких тысяч ампер. Так как варистор практически не имеет инерции, то после гашения импульса напряжения он вновь приобретает очень большое сопротивление, и прохождение тока через него прекращается. Таким образом, включение варистора параллельно защищаемому устройству не оказывает никакого влияния на работу этого устройства в нормальных условиях, но мгновенно срезает импульсы перенапряжения при их появлении.

Металлооксидные варисторы имеют быстроедействие несколько хуже защитных диодов (до 25 нс), но пропускают значительно большие импульсные токи и могут поглотить значительно большую энергию – до нескольких десятков джоулей (в зависимости от размеров варистора) (табл. 13, 14).

Таблица 13

Параметры металлооксидных варисторов

Наименование	$U_{\text{rms}}, \text{В}$	$U_{\text{ds}}, \text{В}$	$U_{\text{п}}, \text{В}$	$U_{\text{с}}, \text{В}$	$I_{\text{с}}, \text{А}$	$W_{\text{max}}, \text{Дж}$	$P_{\text{max}}, \text{Вт}$	$I_{\text{max}}, \text{А}$	$C, \text{пФ},$ при $f_{\text{имп}} = 1 \text{ кГц}$
МЧВН 4032 14 В±10% 2000	14	16	24	43	10,0	13,0	0,3	2000	19 500
МЧВН 4032 17 В±10% 2000	17	20	27	53	10,0	14,5	0,3	2000	18 500
МЧВН 4032 20 В±10% 2000	20	26	33	65	10,0	18,5	0,3	2000	16 000
МЧВН 4032 25 В±10% 2000	25	28	39	77	10,0	24,0	0,3	2000	8000
МЧВН 4032 30 В±10% 2000	30	34	47	93	10,0	28,0	0,3	2000	5500
МЧВН 2220 35 В±10% 1000	35	45	56	110	10,0	9,0	0,1	1000	5000
МЧВН 2220 40 В±10% 1000	40	56	68	135	10,0	12,0	0,1	1000	4500
МЧВН 2220 6 В±20% 250	6	8	11	21	2,5	0,5	0,02	250	14 000

Терминология и обозначения варисторов, принятые в табл. 13

Параметр	Терминология	Описание параметра
U_{rms}	Напряжение переменного тока	Максимальное непрерывное напряжение переменного тока, подаваемое на варистор
U_{ds}	Напряжение постоянного тока	Максимальное непрерывное напряжение постоянного тока, подаваемое на варистор
$U_{\text{п}}$	Напряжение при токе 1 мА	Значение напряжения на варисторе при токе 1 мА (начало нелинейной характеристики варистора)
$U_{\text{с}}$	Напряжение при классификационном токе	Пиковое значение напряжения при прохождении через варистор импульса классификационного тока с параметрами 8/20 мс (длительность фронта – 8 мс, длительность импульса в целом – 20 мс)
$I_{\text{с}}$	Классификационный ток	Импульсное значение тока, составляющее $0,1I_{\text{max}}$ для 100 импульсов с периодом следования 2 импульса в минуту
W_{max}	Значение поглощаемой энергии	Энергия, поглощаемая при одиночном импульсе с параметрами 10/1000 мс максимального тока без повреждения варистора
P_{max}	Рассеиваемая мощность	Максимальное среднее значение рассеиваемой мощности без повреждения варистора
I_{max}	Максимальный ток	Максимальный импульсный ток для импульса с параметрами 8/20 мс без повреждения варистора
C	Емкость варистора	Емкость варистора при частоте 1 кГц

Газовые разрядники

Газовые разрядники в активном состоянии имеют внутреннее сопротивление менее 10 Ом. При исчезновении импульса перенапряжения внутреннее сопротивление прибора достигает значения 10^6 Ом менее чем за 1 мкс. Для ограничения тока, протекающего через прибор при наличии импульса перенапряжения, необходимо последовательно с разрядником включать резистор. Так, например, для разрядников типа CG2 470 или CG2 600, включенных для защиты ВПЧ,

питающегося от сети переменного тока, необходимо включать резистор с сопротивлением 18 Ом, мощностью 0,5 Вт.

Газовые разрядники являются наиболее мощными из двух- или трехэлектродных защитных приборов. Их особенностью является значительно большая задержка срабатывания, обусловленная относительно медленным развитием разряда в среде смеси инертных газов, заполняющих разрядник (до 4 мкс), что является недостатком. Однако при возникновении дугового разряда в искровом промежутке напряжение горения дуги сравнительно низкое – десятки вольт, что снижает мощность, рассеиваемую разрядником, и позволяет погасить часть энергии импульса на эквивалентном сопротивлении питающей сети и после срабатывания разрядника наилучшим образом защитить аппаратуру, особенно при воздействии электромагнитных импульсов значительной продолжительности, вызванных, например, грозowymi разрядами. Достоинствами газовых разрядников являются относительно небольшой разброс напряжения пробоя, очень большое сопротивление в закрытом состоянии и сравнительно небольшое сопротивление в состоянии пробоя, а также небольшая собственная емкость (единицы пикофарад) в отличие от варисторов и защитных диодов, у которых эти емкости достигают значений до десятков и сотен пикофарад. Это позволяет применять газовые разрядники в сигнальных цепях, в том числе и высокочастотных, где наличие большой емкости недопустимо. Удобно также наличие трех электродных разрядников, что позволяет защищать симметричные линии.

Схема с использованием защитного разрядника представлена на рис. 60.

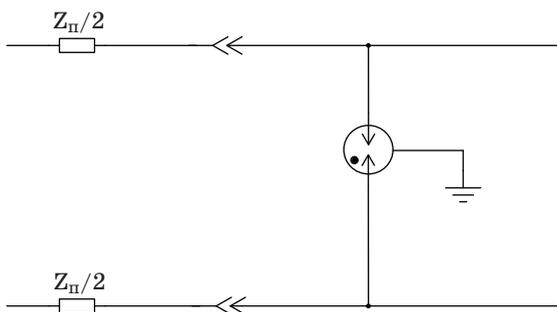


Рис. 60. Схема защиты цепи от электромагнитных импульсов с помощью защитного разрядника: Z_n – полное эквивалентное сопротивление питающей сети

Кривая напряжения на входе преобразователя при воздействии электромагнитного импульса, амплитуда которого составляет 4 кВ, длительность 20 мкс, а длительность фронта импульса 8 мкс, приведена на рис. 61.

На этом рисунке $U_{ст}$ – статическое напряжение пробоя разрядника, а $U_{дин}$ – динамическое напряжение пробоя разрядника. Из рисунка видно, что в течение времени около 2 мкс будет

действовать импульс напряжения с амплитудой, почти вдвое превышающей номинальное напряжение питания преобразователя, что может оказаться опасным для преобразователя. Для снижения импульса входного напряжения в этом случае целесообразно воспользоваться одним из трех вариантов:

- установить защитный L - C -фильтр (рис. 62, а);
- поставить защитные варисторы (рис. 62, б);
- установить защитные диоды (рис. 62, в).

Последний вариант наиболее удобен для питающих сетей постоянного тока. Напряжение срабатывания варистора или защитного диода должно быть несколько выше статического напряжения пробоя газового разрядника. В этом случае амплитуда импульса напряжения на входе преобразователя будет соответствовать напряжению, показанному на рис. 61 в виде пунктирной линии. Между газовым разрядником и варистором или между газовым разрядником и защитным диодом целесообразно включить дроссель, который будет играть роль токоограничивающего сопротивления, а также будет способствовать более быстрому срабатыванию газового разрядника.

Технические параметры газовых разрядников типа CG, CG2, РМТЗ(310).

Количество срабатываний без выхода из строя:

2500 срабатываний при токе 10 А и параметрах импульса перенапряжения 10/1000 мкс;

500 срабатываний при токе 500 А и параметрах импульса перенапряжения 10/100 мкс.

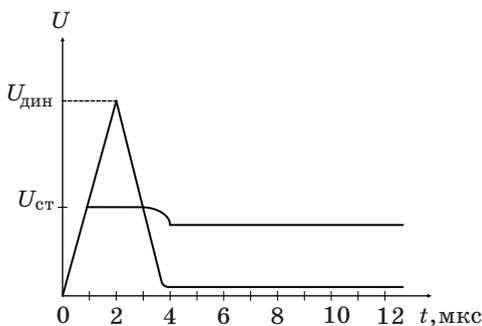


Рис. 61. Кривая напряжения на нагрузке при воздействии электромагнитного импульса

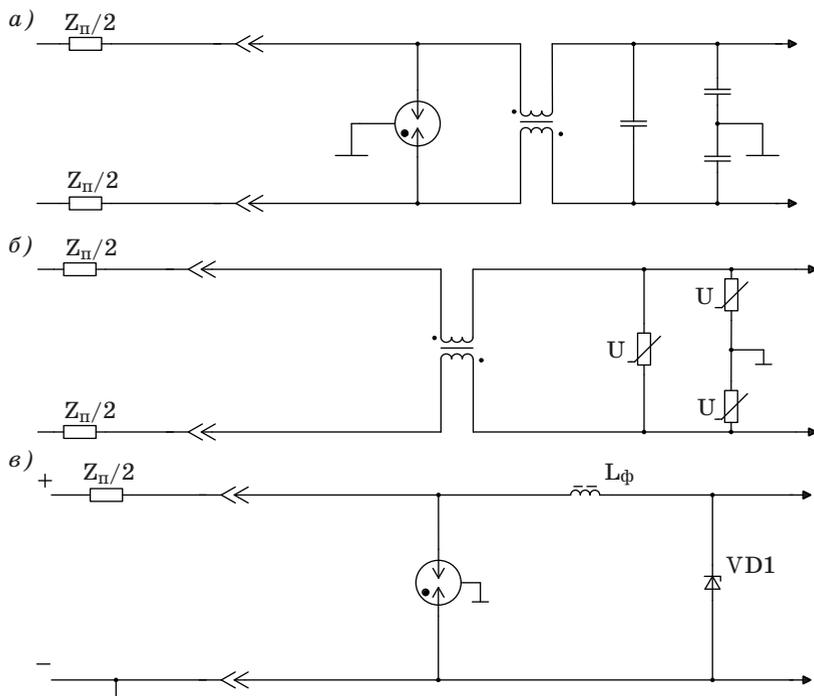


Рис. 62. Схема комбинированной защиты от электромагнитного импульса с использованием: *а* – разрядника и *L-C*-фильтра; *б* – разрядника и варисторов; *в* – разрядника и защитных диодов

Максимально предельные параметры при установке газового разрядника в цепи переменного тока:

- для разрядников типа CG, CG2 максимальный импульсный ток составляет 10 кА (максимальное число срабатываний 10);
- для разрядников типа РМТЗ(310) максимальный импульсный ток составляет 20 кА (максимальное число срабатываний 10).

Максимально предельные параметры при установке газового разрядника в цепи постоянного тока:

- для разрядников типа CG, CG2 230–470 максимальный импульсный ток составляет 20 А (максимальное число срабатываний 10);

– для разрядников типа CG2 600 и РМТЗ(310) максимальный импульсный ток составляет 10 А (максимальное число срабатываний 10).

Емкость газовых разрядников составляет 1 пФ при частоте 1 МГц.

Вопросы для самоконтроля

1. Укажите физические причины появления импульсов перенапряжения на элементах преобразователя.
2. Перечислите основные устройства, применяемые для защиты полупроводниковых элементов от перенапряжений, и укажите их достоинства и недостатки.
3. Дайте сравнительную оценку защитных диодов, варисторов и газовых разрядников по времени срабатывания.

8. СПРАВОЧНЫЕ ДАННЫЕ ПО ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ ДЛЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

8.1. Источники питания драйверов

В цепях управления транзисторов IGBT и MOSFET, как это было показано выше, необходимо устанавливать специальные микросхемы, драйверы, для потенциальной развязки системы управления и силовой схемы преобразователя и для формирования сигнала управления с требуемыми параметрами.

Питание микросхем драйверов обычно осуществляется от низковольтного изолированного источника питания постоянного тока [10]. В мостовой схеме преобразователя для драйвера верхнего ключа изолированный источник питания необходим, поскольку напряжение на его эмиттере постоянно изменяется, а для драйвера нижнего ключа изолированное питание требуется для того, чтобы свести к минимуму влияние наводок по шине «земля».

Напряжение изоляции источника питания драйвера должно быть как минимум в 2 раза выше номинального рабочего напряжения IGBT-модуля (т. е. 2400 В для IGBT-модулей на 1200 В). Следует учитывать, что в системах с несколькими изолированными источниками питания паразитные емкости между ними должны быть минимальными для исключения суммирования шумов синфазного сигнала. Рекомендуемая конфигурация источников питания для гибридных микросхем драйверов IGBT-модулей показана на рис. 63.

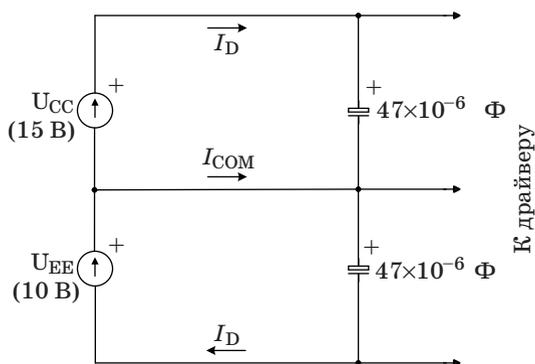


Рис. 63. Рекомендуемая конфигурация источников питания для гибридных микросхем драйверов

Два источника питания необходимы для обеспечения положительного и отрицательного смещения IGBT. Рекомендуется использовать положительное питание + 15 В (U_{CC}) для формирования смещения включения и -10 В (U_{EE}) для формирования отрицательного смещения выключения. Погрешность для таких источников питания должна составлять $\pm 10\%$, тем не менее, другие значения возможны, если они указаны в документации драйвера. Электролитические или танталовые конденсаторы развязки должны быть подсоединены непосредственно к выводам питания микросхемы драйвера. Эти конденсаторы снабжают драйвер требуемыми импульсами тока для управления затвором IGBT. Величина емкости зависит от габаритов IGBT-модуля. Как правило, емкость 47 мкФ достаточна для большинства реальных схем преобразователей.

Ток потребления драйвера IGBT включает две составляющие. Первая составляющая – ток покоя, необходимый для формирования внутренних режимов драйвера. Его величина постоянна для фиксированных значений U_{CC} и U_{EE} . Вторая составляющая – это ток, необходимый для управления затвором IGBT. Этот ток прямо пропорционален рабочей частоте и общей емкости затвора IGBT-модуля.

При использовании малогабаритных IGBT-модулей и при низких рабочих частотах ток покоя будет доминирующей составляющей. Необходимый ток покоя драйверов M57957L и M57958L при $U_{CC} = 15$ В и $U_{EE} = -10$ В определяется по формулам

$$I_D = Q_G f_{PWM} + 13 \text{ мА};$$

для драйверов M57959AL и M57962AL ток покоя

$$I_D = Q_G f_{PWM} + 18 \text{ мА},$$

где I_D – требуемый ток питания; Q_G – заряд затвора; f_{PWM} – рабочая частота.

Однополярный режим питания

Ток потребления I_{D+} от положительного источника питания U_{CC} почти равен току потребления I_{D-} от отрицательного источника питания U_{EE} . Мощность, потребляемая драйвером при открывании транзистора, больше, чем при закрывании, поэтому ток, протекающий по общему проводу I_{COM} , незначителен. Во многих случаях желательно использовать один изолированный источник питания драйвера. Простой способ достижения этого – создание средней точки посредством резистора и стабилитрона. Для определения

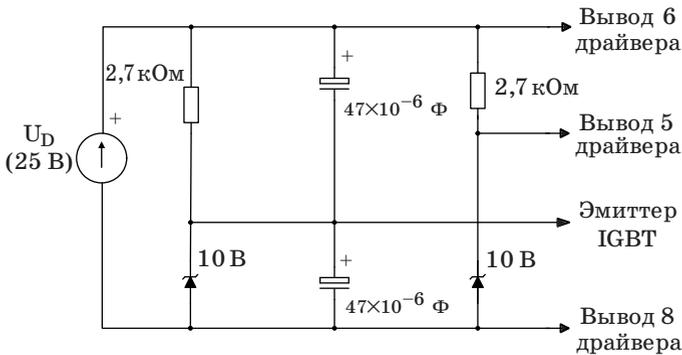


Рис. 64. Схема питания микросхем драйверов M57957L и M57958L

величины резистора необходимо знать ток I_{COM} . Для микросхем M57957L и M57958L достаточен ток в диапазоне 2,5 мА, для микросхем M57959AL и M57962AL – 3,5 мА.

На рис. 64 представлена схема питания с использованием стабилитрона для формирования тока 5 мА. Так организовано питание драйвера от одного изолированного источника +25 В. При использовании такой схемы питания для драйверов M57957L и M57958L на выводе 5 возникает напряжение смещения после задержки, вызванной резистором 2,7 кОм и конденсатором 47 мкФ. Такая задержка может вызвать всплеск напряжения на выходе драйвера.

Напряжение однополярного источника питания и стабилитрона может быть изменено, таким образом, можно использовать стандартный источник питания. Например, при использовании стандартного DC/DC преобразователя 24 В можно применить стабилитрон на напряжение 9 В, питание драйвера в такой схеме составит +15/–9 В, что допустимо практически для всех гибридных микросхем драйверов. При подобных корректировках следует помнить о двух ограничениях:

- напряжения должны быть в допустимых пределах, указанных в документации драйвера;
- напряжение включения должно быть в пределах +15 В ±10% для обеспечения эксплуатационных характеристик IGBT-модулей.

Полная мощность рассеивания драйвера

Микросхема драйвера имеет максимально допустимую мощность рассеивания, которая зависит от температуры окружающей среды.

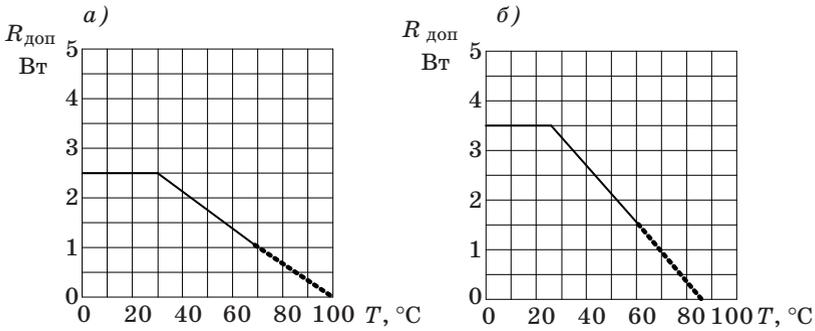


Рис. 65. Температурные характеристики драйвера М57957L (а) и М57962AL (б)

При напряжениях питания $U_{CC} = +15$ В и $U_{EE} = -10$ В мощность рассеяния может быть определена в соответствии с выражением

$$P_d = I_d(U_{CC} + U_{EE}).$$

Потребляемую мощность, рассчитанную в соответствии с приведенным выражением, можно сравнить с характеристиками ухудшения параметров, показанными на рис. 65, а и б для определения максимально допустимой температуры окружающей среды. Рассчитанная мощность включает и мощность, рассеиваемую на внешнем резисторе затвора IGBT-модуля R_G , поэтому эта мощность может быть вычтена из полученного ранее значения. Однако величину этой мощности трудно оценить, поскольку она зависит от величины паразитной индуктивности, типа IGBT-модуля и скорости работы драйвера. В большинстве случаев величиной этих потерь можно пренебречь. Иными словами, точное следование приведенной формуле создает определенный запас по мощности. При работе на высоких частотах с мощными IGBT-модулями ограничения по температуре окружающей среды могут быть достаточно принципиальными.

8.2. Драйверы М57957L и М57958L

Внутренняя схема и пример применения микросхем М57957L и М57958L показаны на рис. 66, а и б.

Для минимизации паразитных индуктивностей цепи подключения микросхемы к модулю должны быть минимальной длины. Непосредственно на выводы питания микросхемы необходимо уста-

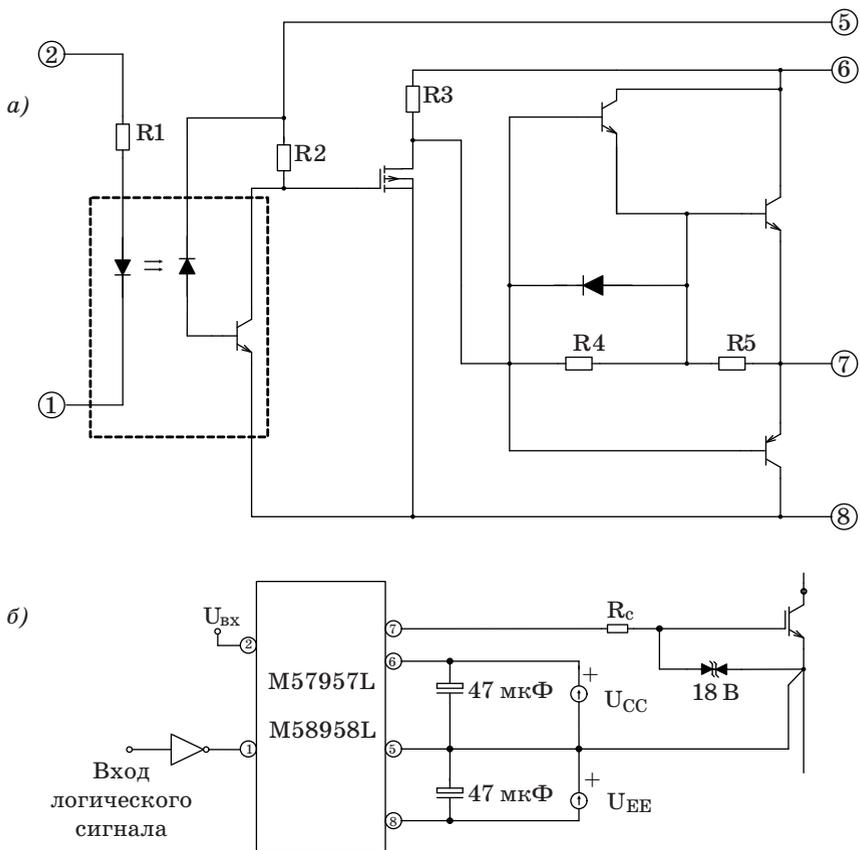


Рис. 66. Внутренняя схема (а) и типовая схема включения (б) микросхем М57957L и М58958L

новить развязывающие конденсаторы емкостью 47 мкФ. Рекомендуется использовать стабилитрон на напряжение 18 В, установленный как можно ближе к выводу затвора IGBT-модуля. Он предназначен для защиты затвора в моменты переключений и короткого замыкания.

Драйвер имеет встроенный входной резистор величиной 185 Ом для ограничения тока оптрона при входном напряжении +5 В. Если используется другое входное напряжение, необходимо установить внешний дополнительный резистор для поддержания тока оптрона в диапазоне 16 мА. Номинальное сопротивление резистора

можно рассчитать при условии, что падение прямого напряжения составляет 2 В.

Пример.

Если используется входное напряжение 15 В, то величина внешнего резистора определяется следующим образом:

$$R_{\text{внеш}} = (15 - 2)/(16 \cdot 10^{-3}) - 185 = 630 \text{ Ом.}$$

8.3. Драйверы фирмы International Rectifier

На рис. 67–69 приведены схемы подключения драйверов к транзисторам силовых схем преобразователей, а в табл. 15–18 – их параметры.

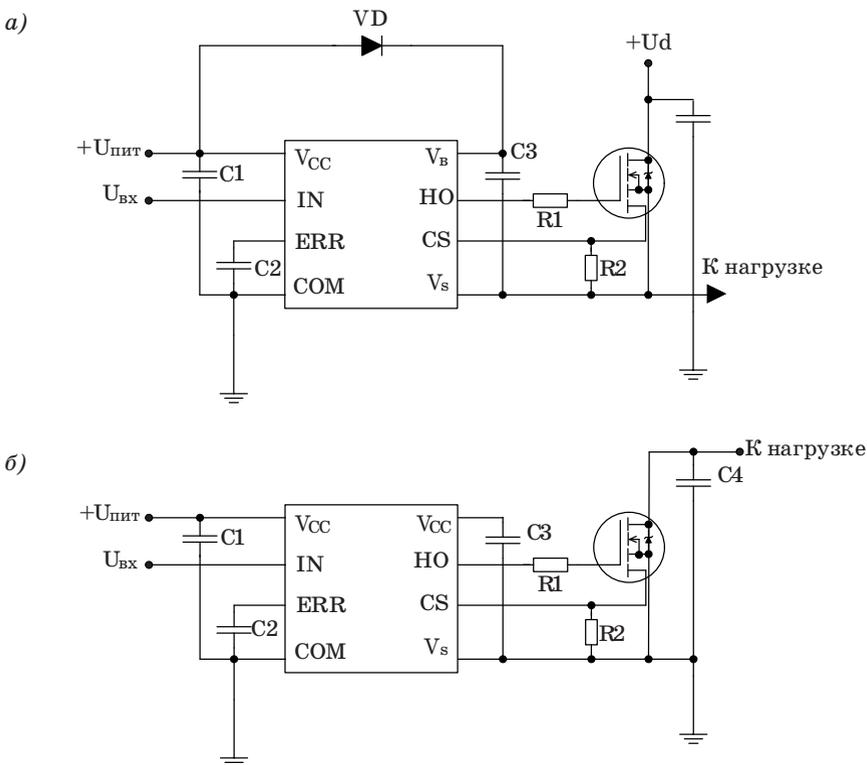


Рис. 67. Схема подключения драйвера верхнего (а) и нижнего (б) ключа к транзистору силовой схемы

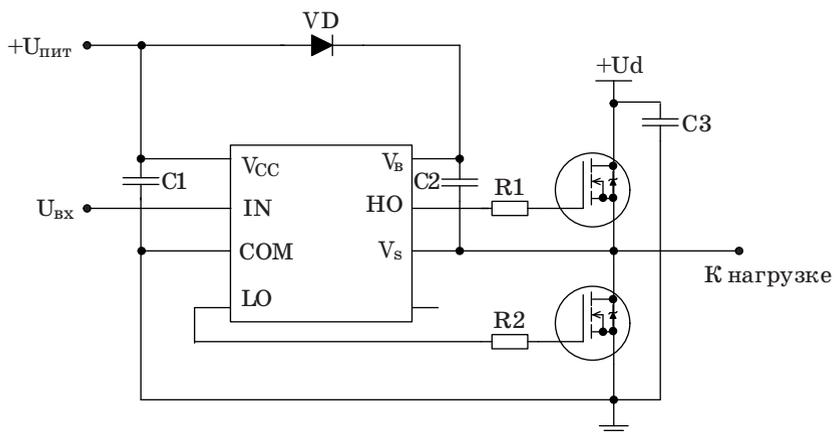


Рис. 68. Схема подключения драйвера полумоста к транзисторам плеча силовой схемы

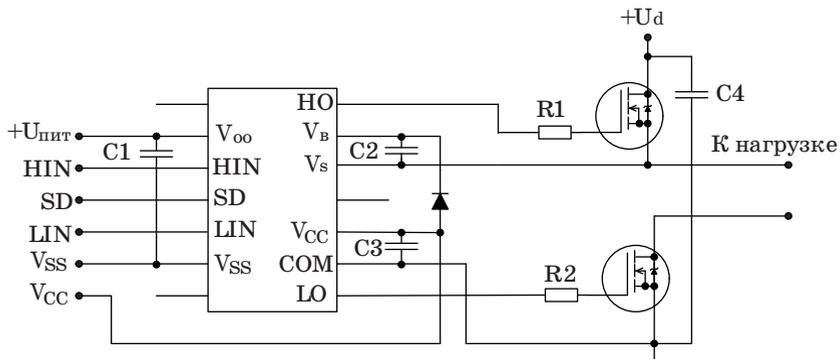


Рис. 69. Схема подключения драйвера верхнего и нижнего ключа к транзисторам силовой схемы

Таблица 15

Драйверы верхнего ключа

Наименование	Максимальное рабочее напряжение, В	Максимальный выходной ток, мА	Максимальный втекающий ток, мА	Напряжение питания, В	Минимальное выходное напряжение, В	Максимальное выходное напряжение, В	Тип корпуса
IR2125S	500	1000	2000	10–25	12	18	SOIC-16
IR21271	600	200	420	10–25	9–12	20	SOIC-8
IR21271S	600	200	420	10–25	9–12	20	SOIC-8
IR2128S	600	200	420	10–25	10	20	SOIC-8
IR2117S	600	200	420	10–25	10	20	SOIC-8
IR2122S	600	110	110	10–25	10	20	SOIC-8
IR2127S	600	200	420	10–25	10	20	SOIC-8
IR2118S	600	200	420	10–25	10	20	SOIC-8
IR2125	500	1000	2000	10–25	12	18	DIP-8

Таблица 16

Драйверы нижнего ключа

Наименование	Максимальный выходной ток, мА	Максимальный втекающий ток, мА	Напряжение питания, В	Минимальное выходное напряжение, В	Максимальное выходное напряжение, В	Напряжение смещения, В	Тип корпуса
IR1210	1500	1500	6–20	6	20	0	SOIC-8
IR4426S	1500	1500	6–20	6	20	–	SOIC-8
IR4427S	1500	1500	6–20	6	20	–	SOIC-8
IR4428S	1500	1500	6–20	6	20	–	SOIC-8
IR2121	1000	2000	10–25	12	18	5	DIP-8
IR4426	1500	1500	6–20	6	20	–	DIP-8
IR4427	1500	1500	6–20	6	20	–	DIP-8
IR4428	1500	1500	6–20	6	20	–	DIP-8

Таблица 17

Драйверы полумоста

Наименование	Рабочее напряжение, В	Максимальный выходной ток, мА	Максимальный втекающий ток, мА	Напряжение питания, В	Минимальное выходное напряжение, В	Максимальное выходное напряжение, В	Задержка выходного сигнала, нс	Тип корпуса
IR21094S	600	120	250	10–25	10	20	60	SOIC-14
IR21094	600	120	250	10–25	10	20	60	DIP-14
IR21592S	600	500	500	12–25	10	20	–	SOIC-16 узкий
IR2157S	600	500	500	10–25	10	20	–	SOIC-16 узкий
IR21592	600	500	500	12–25	10	20	–	DIP-16
IR2157	600	500	500	10–25	10	20	–	DIP-16

Таблица 18

Драйверы верхнего и нижнего ключа

Наименование	Рабочее напряжение, В	Максимальный выходной ток, А	Максимальный втекающий ток, А	Напряжение питания, В	Минимальное выходное напряжение, В	Максимальное выходное напряжение, В	Задержка выходного сигнала, нс	Тип корпуса
IR2106S	600	120	250	10–25	10	20	50	SOIC-8
IR2184S	600	1700	1700	10–25	10	20	–	SOIC-8
IR2183S	600	1700	1700	10–25	10	20	–	SOIC-8
IR21091S	600	120	250	10–25	10	20	60	SOIC-8
IR2301S	600	120	250	10–25	10	20	50	SOIC-8
IR2181S	600	1700	1700	10–25	10	20	–	SOIC-8
IR2102S	600	100	210	10–25	10	20	50	SOIC-8
IR2108S	600	120	250	10–25	10	20	60	SOIC-8
IR2101S	600	100	210	10–25	10	20	50	SOIC-8

8.4. Справочные данные по диодам

Таблица 19

Наименование	$U_{обр}, В$	$I_{в.ср N}, А$	$\Delta U_{в.пр}, В$	$I_{у.т m}, А$	$I_{имп. пр.}, А$	$t_{восст. нс}$
Сильноточные диоды						
HER154/Taw	300	1,5	1,3	0,005	–	–
HER304/Taw	800	3,0	1,3	0,01	–	–
HER604/Taw	300	6,0	1,3	0,01	–	–
IN5404/Taw	400	3,0	1,2	0,02	–	–
6A40/Taw	400	6,0	1,0	0,01	–	–
6A60/Taw	600	6,0	1,0	0,01	–	–
6A80/Taw	800	6,0	1,0	0,01	–	–
6A100/Taw	1000	6,0	1,0	0,01	–	–
Диоды Шотки						
19TQ015/IR	15	19	0,36	10,5	–	–
MBR735/Taw	35	7,5	0,57	0,1	–	–
MBR745/Taw	45	7,5	0,57	0,1	–	–
MBR760/Taw	60	7,5	0,57	0,1	–	–
MBR1045/IR	45	10	0,57	0,1	–	–
MBR1645/IR	45	16	0,57	0,2	–	–
8TQ080/IR	80	8	0,72	0,55	–	–
8TQ100/IR	100	8	0,72	0,55	–	–
12TQ045/IR	45	12	0,56	1,75	–	–
20TQ045/IR	45	20	0,57	2,70	–	–
1N5818	30	1,0	0,45	1,0	25	–
1N5822	40	3,0	0,525	2,0	80	–
SR360	60	3,0	0,75	3,0	150	–
SR560	60	5,0	0,70	5,0	150	–
SR860	60	8,0	0,75	5,0	150	–
Быстродействующие выпрямительные диоды						
SF12	100	1,0	0,95	0,005	30	35
SF22	100	2,0	0,95	0,005	75	35
SF34	100	3,0	0,95	0,005	125	35
SF54	200	5,0	0,95	0,005	150	35
SF164	200	16,0	0,975	0,01	125	35
SF302	100	30,0	0,975	0,01	300	35
SF304	200	30,0	0,975	0,01	300	35
SF18	600	1,0	1,25	0,005	30	35

8.5. Справочные данные по стабилизаторам кремниевым средней мощности

Таблица 20

Стабилизаторы средней мощности

Наименование	Ток стабилизации, мА	Напряжение стабилизации, В		Дифференциальное сопротивление, Ом, не более	Максимально допустимая мощность, Вт		Температурный коэффициент напряжения стабилизации, %/°С
		не менее	не более		$\Theta_{\text{окр. ср.}} \text{ от } -60 \text{ до } 75 \text{ } ^\circ\text{C}$	$\Theta_{\text{на корп.}} = 130 \text{ } ^\circ\text{C}$	
Д815А	1000	5,0	6,2	1,0	8	2	0,45
Д815Б	1000	6,1	7,5	1,2			0,05
Д815В	1000	7,4	9,1	1,5			0,07
Д815Г	500	9,0	11,0	2,7			0,08
Д815Д	500	10,8	13,3	3,3			0,09
Д815Е	500	13,3	16,4	3,9			0,10
Д815Ж	500	16,2	19,8	4,7			0,11
Д815И	1000	4,2	5,2	0,8			0,45
Д816А	150	19,6	24,2	10,0	5	2	0,12
Д816Б	150	24,2	29,5	12,0			0,12
Д816В	150	29,5	36,0	15,0			0,12
Д816Г	150	35,0	43,0	18,0			0,12
Д816Д	150	42,5	51,5	22,0			0,12
Д817А	50	50,5	61,5	47,0	5	2	0,14
Д817Б	50	61,0	75,0	56,0			0,14
Д817В	50	74,0	90,0	68,0			0,14
Д817Г	50	90,0	110,0	82,0			0,14
КС620А	50	108,0	132,0	150,0	5	2	0,16
КС630А	50	117,0	143,0	180,0			0,16
КС650А	25	135,0	165,0	270,0			0,16
КС680А	25	162,0	198,0	330,0			0,16
2С920А	50	108,0	132,0	100,0	5	2	0,16
2С930А	50	117,0	143,0	120,0			0,16
2С950А	25	136,0	164,0	170,0			0,16
2С980А	25	162,0	198,0	220,0			0,16

8.6. Справочные данные по транзисторам

Таблица 21

Мощные транзисторы полевые, корпус TO220

Наименование	Технология	$U_{c-и\ max}, В$	$I_{cN}, А$	$\Delta U_{c-и}, В$	$P_{max}, Вт$
IRF1104/IR	N, NEX	40	100	2-4	170
IRF1405/IR	N, NEX	55	169	2-4	330
IRF710/Its	N, MOS	400	2	2-4	38
BUZ80A/Ph	N, MOS	800	3	2,1-4	75
IRF620/STM	N, MOS	200	6	2-4	70
IRF740/IR	N, NEX	400	10	2-4	125
IRF6215/IR	P, NEX	-150	13	(-2)-(-4)	110
IRF9530N/IR	P, NEX	-100	14	(-2)-(-4)	110
IRF9540N/IR	P, NEX	-100	23	(-2)-(-4)	200
IRF5305N/IR	N, NEX	-55	31	(-2)-(-4)	200
IRF5210N/IR	N, NEX	-100	40	(-2)-(-4)	87
IRF3710/IR	N, NEX	100	57	2-4	88
IRF3707/IR	N, NEX	30	62	2-4	180
IRF3706/IR	N, NEX	20	77	0,6-2	170
IRF1010N/IR	N, NEX	55	85	2-4	330
STP80NF10/STM	N, MOS	100	80	2-4	210
STP12NB30/STM	N, MOS	300	12	3-5	125
STP80NF10/STM	N, MOS	500	12	3-5	110
STP80NF10/STM	N, MOS	600	6	2-4	125
STP80NF10/STM	N, MOS	800	5,4	3-5	125
STP80NF10/STM	N, MOS	1000	5	3-5	135

Таблица 22

Мощные транзисторы полевые, корпус Module-S

Наименование	$I_{c \max}$, А	$U_{c-и \text{ пар}}$, В	P_{\max} , Вт	$R_{c-и \text{ нас}}$, МОм	$I_{c-и \text{ макс}}$, мА	$R_{п.к}$, °С/мВт	$\Theta_{\max \text{ пар}}$, °С
EFM119	15	100	1000	200	100	300	125
EFM109S	12	500	1000	400	100	300	125
EFM089S	24	100	1000	110	100	300	125
EFM079M113	32	100	960	140	100	300	150
EFM049	8	400	1000	800	100	300	125
BSM181F	34	800	700	320	100	180	150
BSM151F	56	500	700	110	100	180	150
BSM121AR	130	200	700	20	100	180	150
BSM111AR	200	100	700	8,5	100	180	150
EFM029S	7,0	500	1000	1,1	100	300	125

Таблица 23

Мощные транзисторы полевые отечественные

Наименование	Тип корпуса	$U_{c-и \text{ макс}}$, В	$I_{c \max}$, А	$1\Delta U_{c-и}$, В	P_{\max} , Вт	$t_{ст}$, нС	$t_{вкл}$, нС	$t_{расс}$, мкС
КП946А	ТО220	500	15	0,7	40	55	80	0,7
КП948А	ТО220	800	5	0,3	20	100	80	1,3
КП948В	ТО220	700	5	0,3	20	100	80	1,3
КП953А	ТО218	800	15	0,45	50	150	150	2,0
КП953Г	ТО218	600	15	0,45	50	150	150	2,0
КП954А	ТО220	150	20	0,3	40	50	50	0,3
КП954Б	ТО220	100	20	0,3	40	50	50	0,3
КП954В	ТО220	60	20	0,25	40	50	50	0,5
КП955А	ТО218	500	25	0,6	50	100	100	1,5
К95П8А	ТО218	150	30	0,2	70	60	80	0,5
2П7160Е	КЕ-97В	60	35	0,12	150	—	—	—

Таблица 24

Транзисторы IGBT, корпусе TO220
Производитель International Rectifier

Наименование	$U_{кэ\ max}$, В	$I_{к}$, А	$\Delta U_{кэ,нас}$, В	$P_{к\ max}$, Вт	$t_{вкл}$, нс
IRG4BC10K	600	9	2,39	38	11
IRG4BC10SD	600	14	1,58	38	76
IRG4BC20F	600	16	1,66	60	24
IRG4BC20SD	600	19	1,40	60	62
IRG4BC20UD	600	13	1,85	60	39
IRG4BC30FD	600	31	1,59	100	42
IRG4BC30FD	600	28	2,21	100	60
IRG4BC30S	600	34	1,40	100	22
IRG4BC30U	600	23	1,95	100	17
IRG4BC40F	600	49	1,50	160	26
IRG4BC30S	600	40	1,72	160	34

Таблица 25

Мощные транзисторы биполярные отечественные

Наименование	Тип корпуса	$U_{кэ,огр}$, В	$U_{к,60\ prob}$, В	$I_{к\ max}$, А	$I_{к,и\ max}$, А	$P_{к\ max}$, Вт	h_{213} , ед.	$\Delta U_{кэ,нас}$, В	$t_{расс}$, мкс	$t_{сп}$, мкс
КТ704	КТ-10	600	1000	2,5	4,0	15	10-100	$\leq 5,0$	-	-
КТ810А	КТ-28	500	850	5	7,0	70	10-50	$\leq 1,0$	$\leq 4,0$	$\leq 0,3$
КТ812А	КТ-9	350	700	10	12,0	50	5-30	$\leq 2,5$	$\leq 3,5$	$\leq 1,3$
КТ818А	КТ-28	400	700	4	8,0	50	10-60	$\leq 0,5$	$\leq 1,8$	$\leq 0,3$
КТ826Б	КТ-9	600	1000	1	1,0	15	10-120	$\leq 2,5$	$\leq 2,5$	$\leq 0,7$
КТ838А	КТ-9	700	1500	5	7,5	56	6-35	$\leq 1,0$	≤ 10	$\leq 1,5$
КТ844А	КТ-9	250	250	10	20	50	10-50	$\leq 2,5$	$\leq 2,0$	$\leq 0,3$
КТ846А	КТ-9	700	1500	5	7,5	40	15-100	$\leq 1,5$	$\leq 4,0$	$\leq 0,3$
КТ847А	КТ-9	360	650	15	25,0	125	≥ 8	$\leq 1,5$	$\leq 3,0$	$\leq 0,8$
КТ858А	КТ-28	200	400	7	10,0	60	≥ 10	$\leq 1,0$	$\leq 2,5$	$\leq 0,7$
КТ935Б	КТ-97	75	150	20	30,0	90	15-50	$\leq 1,0$	$\leq 1,5$	$\leq 0,2$
КТ997А	КТ-28	45	45	10	20,0	50	40	$\leq 1,0$	$\leq 0,5$	$\leq 0,1$
2КТ945А	КТ-9	150	150	15	25,0	50	12-60	$\leq 2,5$	$\leq 1,1$	$\leq 0,24$
2КТ998	КТ-10	55	100	15	15,0	50	≥ 30	$\leq 1,5$	$\leq 0,2$	$\leq 0,05$
2Т827А	КТ-9	100	100	20	40	125	≥ 750	$\leq 2,0$	$\leq 4,5$	$\leq 1,2$
2Т834А	КТ-9	400	500	15	20	100	≥ 150	$\leq 2,0$	$\leq 6,0$	$\leq 0,5$

Мощные импортные транзисторы биполярные

Наименование	$U_{кз.отр}, В$	$I_{к макс}, А$	$P_{к макс}, Вт$	$h_{21э}, ед.$	$\Delta U_{кз.нас}, В$	$t_{расс}, мкс$	$t_{ст}, мкс$	$R_{плк}, ^\circ C/мВт$	$\Theta_{max P}, ^\circ C$
1D200A020	300	200	800	100	2,5	2,0	3,0	–	–
1D1200Z100	1000	200	1400	100	2,8	2,5	2,0	89	150
1D1300A000	400	300	800	150	2,0	2,5	1,2	156	150
1D1300Z100	1000	300	2000	100	2,8	2,5	2,0	63	150
1D130F050	600	30	200	100	2,0	3,0	4,0	620	150
1D1400A120	1200	400	3120	100	2,5	3,0	3,0	40	150
2SD915	650	30	300	100	2,0	3,0	4,0	410	150
B2TD019	600	10	150	20	2,5	2,5	1,5	300	125
B2TD039	400	20	150	40	2,5	0,5	1,8	300	125
B2TD059	800	20	150	50	2,5	1,8	1,8	300	125
B2TD109	400	40	150	50	2,5	1,2	0,9	300	125
B2TD139S	1000	50	150	100	2,5	3,0	3,0	300	125
B2TD149	250	60	150	750	2,5	1,0	0,5	300	125
SK75DB060D	600	75	500	75	2,5	2,5	3,0	350	150
SK75DB100D	1000	75	500	75	2,5	2,5	3,0	250	150
SK50DM060D	600	50	310	75	2,0	1,5	3,0	400	150
SK50DB100D	1000	50	400	75	2,5	2,5	3,0	310	150
SK30DB045D	450	45	189	40	3,0	–	0,7	660	150
SK15DB080D	800	23	189	15	3,0	–	1,5	660	150
SK30DB100D	1000	30	300	75	2,5	2,5	3,0	400	150
SK150DB060D	1000	150	1000	75	2,5	3,0	3,0	125	150

8.7. Справочные данные по отечественным тиристорам

Таблица 27

Наименование	$U_{обр макс}, В$	$I_{в.ср}, А$	$I_{имп макс}, кА$	$I_{в.ср}, А$	$\Delta U_{в.пр}, В$	$R_{в.дин} \cdot 10^{-3}, Ом$	$t_{выкл}, мкс$	Тип охлаждаителя
ТО125-10	100–1000	10	0,40	8	1,6		100	0325
ТО125-12,5	100–1000	12,5	0,45	8,5	1,4	11,0	100	0325
ТО2-10	100-1000	10	0,40	8	1,75	13,0	50–150	0241-80

Таблица 27 (окончание)

Наименование	$U_{\text{обр макс}}, \text{В}$	$I_{\text{в. ср}}, \text{А}$	$I_{\text{имп макс}}, \text{кА}$	$I_{\text{в. ср}}^0, \text{А}$	$\Delta U_{\text{в. пр}}, \text{В}$	$R_{\text{в. дин}} \cdot 10^{-3}, \text{Ом}$	$t_{\text{выкл}}, \text{мкс}$	Тип охлаждаителя
ТО2-40	100–1000	40	0,75	19	1,75	4,7	50–150	0241-80
ТО132-25	100–1200	25	0,60	13	1,85	–	50–150	0231
ТО132-40	100–1200	40	0,75	15	1,75	–	50–150	0231
ТО142-50	100–1200	50	0,80	17	1,85	–	50–150	0241
ТО142-63	100–1200	63	1,2	19	1,75	–	50–150	0241
ТО142-80	100–1200	80	1,35	20	1,75	–	50–150	0241
ТЧ-100	100–1200	100	3,1	72	2,2	–	12–63	0171

Примечание. $I_{\text{в. ср}}^0$ – максимально допустимый средний ток оптоотиратора с охладителем при естественном охлаждении и температуре окружающей среды 40 °С.

8.8. Справочные данные по конденсаторам

Таблица 28

Конденсаторы электролитические с малым импедансом фирмы Jamicon

Емкость, мкФ	Максимальное допустимое действующее значение тока пульсаций, А, при $f_{\text{п}} = 100 \text{ кГц}$	Внутреннее последовательное активное сопротивление $\text{ESR} \cdot 10^{-3}, \text{Ом}$, при $f_{\text{п}} = 100 \text{ кГц}$	Габаритные размеры $D \times L$, мм
Напряжение 16 В			
220	0,43	180	8×14
330	0,57	144	10×6
470	0,71	118	10×18
680	0,92	93	10×21
1000	1,22	76	13×21
2200	1,96	43	13×31
3300	2,52	36	13×41
4700	2,70	31	16×42

Таблица 28 (окончание)

Емкость, мкФ	Максимальное допустимое действующее значение тока пульсаций, А, при $f_{п} = 100$ кГц	Внутреннее последовательное активное сопротивление $ESR \cdot 10^{-3}$, Ом, при $f_{п} = 100$ кГц	Габаритные размеры $D \times L$, мм
Напряжение 25 В			
100	0,33	330	8×11
220	0,59	170	10×16
330	0,76	136	10×18
470	0,97	112	10×21
680	1,27	88	13×21
1000	1,69	72	13×26
2200	2,79	41	13×41
3300	3,11	34	16×42
Напряжение 35 В			
100	0,39	311	8×14
220	0,66	161	10×18
330	0,95	129	10×26
470	1,12	105	13×21
680	1,48	83	13×26
1000	1,94	68	13×31
2200	2,89	39	16×42
Напряжение 50 В			
47	0,28	453	8×11
68	0,37	352	8×14
100	0,49	292	10×16
220	0,82	151	10×21
330	1,09	121	13×21
470	1,43	99	13×26
680	1,86	78	13×31
1000	2,56	64	13×41
Напряжение 100 В			
47	0,45	368	10×26
68	0,53	286	13×21
100	0,71	238	13×26

Конденсаторы электролитические, тип LFB

C_N , мкФ	Максимальное допустимое действующее значение тока пульсаций, А, при $f_{\Pi} = 100$ кГц	$ESR \cdot 10^{-3}$, Ом, при $f_{\Pi} = 100$ кГц	Габаритные размеры $D \times L$, мм
Напряжение 16 В			
10000	3,1	38	8×14
22000	4,5	30	35×50
Напряжение 25 В			
4700	6,8	30	25×36
10000	8,0	26	30×36
22000	10,6	23	35×50
33000	13,2	18	35×66
47000	14,5	17	40×66
Напряжение 40 В			
2200	3,9	90	25×36
4700	5,2	60	30×36
6800	6,8	45	30×50
10000	8,2	38	35×50
15000	10,5	29	35×66
22000	11,7	26	40×66
Напряжение 63 В			
1000	1,6	135	25×36
2200	2,2	75	30×36
4700	4,0	48	35×50
6800	4,9	45	35×66
10000	5,5	32	35×66
Напряжение 100 В			
470	1,2	285	25×36
1000	1,8	120	30×36
2200	2,8	68	35×50
4700	3,7	53	35×66
6800	4,5	47	40×66
10000	7,8	41	50×95
Напряжение 500 В			
47	0,2	1500	30×30
100	0,3	850	35×50
220	0,6	350	40×6

**Конденсаторы фирмы EPCOS для импульсных преобразователей
постоянного тока**

U_N , В	C_N , мкФ	$ESR \cdot 10^{-3}$, Ом, при $f_{\Pi} = 10$ кГц	$I_{\text{прм max}}$, А, при $f_{\Pi} = 100$ кГц	Габаритные размеры $D \times L$, мм
Серия В41607				
25	5000	28	7,8	22×40
25	6800	20	10,3	25×40
40	3000	29	7,5	22×40
40	3800	20	10,3	22×40
55	1800	29	7,5	22×40
55	2700	20	10,2	25×40
63	1500	28	7,3	22×40
63	2100	20	10,0	25×40
25	2500	26	9,9	22×40
25	3300	18	13,5	25×40
40	1500	26	9,8	22×40
40	2000	18	13,4	25×40
55	1100	26	9,7	22×40
55	1500	18	13,4	25×40
63	800	26	9,6	22×40
63	1100	18	13,3	25×40
Серия В 43504				
200	470	280	4,2	22×35
	560	230	5,0	25×35
	680	160	6,9	35×30
	1000	130	7,3	30×35
	820	110	8,4	30×40
	1500	90	10	35×40
	1800	80	12	25×35
	2200	60	14	35×50
	270	480	3,2	22×35
	330	390	3,7	22×40
	390	330	4,2	25×35
	470	280	4,9	22×50
	560	230	5,5	25×45
	680	190	6,3	30×40
	820	160	7,2	30×45
	1000	130	8,4	35×45
1200	110	9,6	35×45	

Таблица 30 (продолжение)

U_N , В	C_N , мкФ	$ESR \cdot 10^{-3}$, Ом, при $f_{\Pi} = 10$ кГц	$I_{\text{прм макс}}$, А, при $f_{\Pi} = 100$ кГц	Габаритные размеры $D \times L$, мм
450	68	1990	1,5	22×30
	82	1650	1,8	22×35
	120	1130	2,3	25×35
	150	910	2,7	25×40
	180	760	3,1	25×45
	220	620	3,6	25×50
	270	510	4,1	30×45
Серия В43580				
25	15000	42	18	35,7×55,7
	22000	29	25	35,7×80,7
	33000	20	30	35,7×80,7
	47000	16	30	35,7×105,7
	68000	12	30	51,6×80,7
	100000	9,4	30	51,6×105,7
	150000	8,0	40	64,3×105,7
	220000	7,0	40	76,9×105,7
	330000	6,4	50	76,9×143,2
40	10000	42	18	35,7×55,7
	15000	29	25	35,7×80,7
	22000	22	30	35,7×80,7
	33000	16	30	35,7×105,7
	47000	12	30	51,6×80,7
	68000	10	30	51,6×105,7
	100000	8,2	40	64,3×105,7
	150000	7,2	50	76,9×105,7
	220000	6,4	50	76,9×143,2
63	4700	60	15	35,7×55,7
	6800	44	20	35,7×80,7
	10000	30	28	35,7×105,7
	15000	22	30	51,6×80,7
	22000	16	30	51,6×105,7
	33000	12	40	64,3×105,7
	47000	10	40	64,3×105,7
	68000	8,0	50	76,9×105,7
	100000	6,2	50	76,9×143,2

Таблица 30 (окончание)

$U_N, \text{В}$	$C_N, \text{мкФ}$	$\text{ESR} \cdot 10^{-3}, \text{Ом},$ при $f_{\text{ц}} = 10 \text{ кГц}$	$I_{\text{прм макс}}, \text{А},$ при $f_{\text{ц}} = 100 \text{ кГц}$	Габаритные размеры $D \times L, \text{мм}$
100	1500	104	11	35,7×55,7
	2200	70	16	35,7×80,7
	3300	48	19	35,7×80,7
	4700	35	26	35,7×105,7
	6800	24	30	51,6×80,7
	10000	17	30	51,6×105,7
	15000	13	40	64,3×105,7
	22000	10	50	76,9×105,7
33000	8	50	76,9×143,2	
Серия В43456				
350	1500	110	16	51,6×80,7
	2200	73	21	51,6×105,7
	3900	41	32	64,3×105,7
	5600	29	43	76,9×105,7
	8200	3900	50	76,9×143,2
	12000	5600	70	91,0×144,5
	15000	11	50	76,9×220,7
	18000	9	70	91,0×221,0
400	1000	160	8,2	51,6×80,7
	1500	110	13	51,6×80,7
	2200	73	15	51,6×105,7
	3300	49	20	64,3×105,7
	4700	34	29	76,9×105,7
	6800	24	33	76,9×143,2
	10000	16	28	91,0×144,5
	12000	14	46	76,9×220,7
	15000	11	54	91,0×221,0
450	1000	220	13	51,6×80,7
	1500	150	18	51,6×105,7
	2200	100	24	64,3×105,7
	3300	65	32	76,9×105,7
	5600	38	49	76,9×143,2
	6800	32	50	91,0×144,5
	8200	28	57	76,9×220,7
	12000	18	70	91,0×221,0

Примечания:

1. Электролитический конденсатор должен использоваться при допустимых токах пульсации, значение которых указывается в справочных данных.

2. Требования по напряжению: сумма постоянного напряжения и напряжения пульсации не должна превышать номинальное рабочее напряжение конденсатора. Указанные максимально допустимые токи пульсации, если не оговаривается особо, определяются при температуре 85 °С и на частоте 120 Гц. При другой температуре окружающей среды и на другой частоте в качестве максимально допустимого тока пульсации применяется ток пульсации, умноженный на поправочный коэффициент. Значения поправочного коэффициента в зависимости от температуры окружающей среды и частоты пульсации приведены в табл. 31

Таблица 31

Значения поправочного коэффициента в зависимости от температуры окружающей среды и частоты пульсации

Температура, °С	Коэффициент	Частота, Гц	Коэффициент
40	1,9	60	0,7
60	1,5	120	1,0
70	1,3	300	1,1
85	1,0	1000	1,3
105	0,6	10 000	1,4
		100 000	1,4

Таблица 32

Конденсаторы фирмы HITANO, серия EXR

Емкость, мкФ	Габаритные размеры D×L, мм	ESR, Ом, при 20 °С и $f_{п} = 100$ кГц	$I_{пр\ max}$, МА, при 105 °С и $f_{п} = 100$ кГц
Напряжение 6,3 В			
330	8×12	0,25	295
1000	8×14	0,10	555
3300	10×21	0,052	1220
6800	16×26	0,03	1950
10000	16×31	0,022	2150
Напряжение 10 В			
220	8×11	0,25	295
330	8×12	0,25	295
470	8×12	0,15	555

Таблица 32 (продолжение)

Емкость, мкФ	Габаритные размеры $D \times L$, мм	ESR, Ом, при 20 °С и $f_{п} = 100$ кГц	$I_{пр\ max}$, мА, при 105 °С и $f_{п} = 100$ кГц
Напряжение 10 В			
680	8×14	0,10	805
1000	10×12,5	0,08	760
1500	10×21	0,07	1000
2200	10×21	0,052	1220
3300	13×21	0,039	1660
4700	13×26	0,03	1950
6800	16×26	0,22	2150
10000	16×31	0,018	2400
Напряжение 16 В			
220	8×12	0,25	295
330	8×14	0,15	555
470	10×12,5	0,12	587
680	10×16	0,08	850
1000	10×21	0,068	1050
1500	13×21	0,045	1575
2200	13×21	0,039	1660
3300	16×26	0,03	1950
4700	16×31	0,022	2150
6800	16×36	0,018	2400
10000	18×36	0,015	2800
Напряжение 25 В			
100	6,3×11	0,25	295
220	8×12	0,15	555
330	8×14	0,15	555
470	10×16	0,09	760
680	10×21	0,062	1102
1000	13×21	0,052	1220
1500	13×26	0,035	1830
2200	16×26	0,030	1950
3300	16×31	0,022	2150
4700	16×36	0,018	2400
6800	18×41	0,015	3550

Таблица 32 (окончание)

Емкость, мкФ	Габаритные размеры $D \times L$, мм	ESR, Ом, при 20 °С и $f_{п} = 100$ кГц	$I_{прм\ max}$, мА, при 105 °С и $f_{п} = 100$ кГц
Напряжение 50 В			
100	10×12	0,35	469
220	10×21	0,21	796
330	10×21	0,19	1055
470	13×21	0,10	1365
680	13×26	0,077	1790
1000	16×26	0,053	2408
1500	16×31	0,045	2920
2200	18×36	0,037	3320
3300	18×41	0,03	3100
Напряжение 63 В			
100	10×16	0,31	558
220	13×21	0,20	977
330	13×21	0,12	1298
470	13×26	0,081	1688
680	16×26	0,065	2252
1000	16×31	0,049	2988
1500	18×36	0,04	3100
2200	18×41	0,024	3600
Напряжение 100 В			
100	13×21	0,18	714
220	16×26	0,10	1282
330	16×31	0,09	1563
470	18×32	0,076	1907
680	18×36	0,062	2387
1000	18×41	0,076	3100

8.9. Справочные данные по дросселям

Таблица 33

Дроссели высокочастотные
 Диапазон рабочей частоты до 150 кГц

Наименование	L , мкГн	$I_{обN}$, А	$R_{об} \cdot 10^{-3}$, Ом
Размер LCI-20			
PE-53802S	178	0,16	2,8
PE-53803S	118	0,20	1,8
PE-53804S	79	0,25	1,5
PE-53805S	55	0,30	1,0
PE-53807S	26	0,45	0,62
Размер LCI-30			
PE-53809S	256	0,25	2,2
PE-53811S	118	0,38	1,2
PE-53812S	78	0,43	0,8
PE-53813S	55	0,56	0,5
PE-53815S	26	0,84	0,2
PE-53816S	17	1,02	0,1
Размер LCI-37			
PE-53809S	252	0,44	0,9
PE-53818S	173	0,54	0,6
PE-53819S	115	0,67	0,4
PE-53820S	78	0,82	0,3
PE-53821S	54	1,00	0,2
PE-53822S	38	1,20	0,1
PE-53823S	26	1,48	0,1
PE-53824S	18	1,81	0,06
Размер LCI-44			
PE-53826S	377	0,68	1,0
PE-53827S	248	0,83	0,6
PE-53828S	168	1,02	0,4
PE-53829S	112	1,26	0,3
PE-53830S	77	1,54	0,2
PE-53831S	53	1,87	0,13
PE-53932S	37	2,24	0,1
PE-53933S	24	2,74	0,07
PE-53934S	17	3,0	0,05

Таблица 33 (окончание)

Наименование	L , мкГн	$I_{обN}$, А	$R_{об} \cdot 10^{-3}$, Ом
Размер HCI-68			
PE-53935S	250	1,50	0,23
PE-54036S	168	1,81	0,18
PE-54037S	114	2,22	0,10
PE-54038S	77	2,70	0,09
PE-54039S	53	3,0	0,08
Размер LCI-50			
PE-54041S	25	3,0	0,04
Размер HCI-68			
PE-54044S	77	3,0	0,08

Таблица 34

Размеры дросселей типа LCI и HCI

Наименование	Размеры, мм		Высота h , мм
	А	В	
LCI-20	8,64	8,64	6,86
LCI-30	11,05	11,18	9,14
LCI-37	14,35	14,48	9,14
LCI-44	15,34	15,75	9,91
LCI-50	17,02	17,78	9,91
HCI-68	23,87	23,87	10,16

Таблица 35

Дроссели высокочастотные серии SRP 1270

Габаритные размеры $A \times B \times h = 14 \times 14 \times 7$ мм

Наименование	L , мкГн	$I_{об. доп. д. з.}$, А	$I_{нас}$, А	$R_{об} \cdot 10^{-3}$, Ом
SRP1270-R68M	0,68	35	60	1,6
SRP1270-1R0M	1,0	32	50	2,1
SRP1270-1R1M	1,5	27	48	2,6
SRP1270-2R2M	2,2	22	40	4,2
SRP1270-3R3M	3,3	18	35	6,6
SRP1270-4R7M	4,7	15	30	11,2
SRP1270-6R8M	6,8	12	21	14,0
SRP1270-8R2M	8,2	11	17	15,5
SRP1270-100M	10,0	10	16	16,8

Таблица 36

Дроссели Д13 высокочастотные двухобмоточные

Наименование	L , мГн	I об. доп. д. з. А	U доп. д. з. прм. сост. напр. В	$R_{об}$, Ом
Д13-1, Д13-16	0,315	0,5	58	0,9
Д13-2, Д13-26	0,08	1,0	33	0,25
Д13-3, Д13-36	0,005	4,0	12	0,03
Д13-4, Д13-46	0,20	1,0	47	0,40
Д13-5, Д13-56	0,0125	4,0	18	0,06
Д13-6, Д13-66	1,25	0,5	100	1,50
Д13-7, Д13-76	0,315	1,0	48	0,70
Д13-8, Д13-86	0,020	4,0	15	0,05
Д13-9, Д13-96	2,0	0,5	132	1,60
Д13-10, Д13-106	0,5	1,0	34	0,60
Д13-11, Д13-116	0,0315	4,0	16	0,05
Д13-12, Д13-126	3,15	0,5	200	1,50
Д13-13, Д13-136	0,80	1,0	120	0,80
Д13-18, Д13-186	0,125	4,0	34	0,13
Д13-19, Д13-196	5,0	1,0	135	1,80
Д13-20, Д13-206	0,315	4,0	74	0,15
Д13-21, Д13-216	0,02	16,0	10	0,02
Д13-22, Д13-226	0,08	8,0	25	0,05

Примечание. Приведены номинальные параметры дросселя при последовательном соединении обмоток при номинальной частоте $f_p = 100$ кГц. При параллельном соединении обмоток дросселя сопротивление и индуктивность уменьшаются в 4 раза, а ток увеличивается в 2 раза.

Таблица 37

Дроссели типа Д

Наименование	L , Гн	I об., А	U доп. д. з. прм. сост. напр. В, на частоте 5 кГц	$R_{об}$, Ом
Д301	0,0004	1,6	2,52	0,1
Д302	0,0008	1,1	3,36	0,18
Д307	0,0004	2,2	3,1	0,19
Д308	0,0004	1,6	4,2	0,33
Д313	0,0004	3,2	3,82	0,13
Д314	0,0008	2,2	5,72	0,24
Д320	0,0004	4,5	6,02	0,082
Д321	0,0008	3,2	8,36	0,162
Д328	0,0004	6,3	7,92	0,056

Таблица 37 (окончание)

Наименование	L , Гн	$I_{об}$, А	$U_{доп.д.з.прм.сост.напр}$, В, на частоте 5 кГц	$R_{об}$, Ом
Д336	0,0004	9	11,52	0,032
Д337	0.0008	6,3	15,84	0,075
Д338	0,006	2,2	48,8	0,83
Д339	0,0125	1,6	66,2	1,2
Д344	0,0004	12,5	20	0,045
Д345	0,0008	9	21,6	0,097
Д346	0,006	3,2	66	0,69
Д352	0,0004	18	21,6	0,014
Д353	0,0008	12,5	30,2	0,03
Д354	0,006	4,5	94	0,31
Д360	0,0004	25	28,8	0,0076
Д362	0,006	6,3	100	0,284
Д363	0,0125	4,5	100	0,45
Д364	0,112	1,6	100	2,52
Д369	0,00125	18	86,4	0,026

Примечание. Дроссели типа Д, рассчитанные на рабочий диапазон частот переменной составляющей от 5 до 50 кГц, с индуктивностью от 0,0001 до 0,2 Гн и постоянной составляющей тока подмагничивания от 0,07 до 50 А, предназначены для работы в источниках питания напряжением до 250 В. При параллельном соединении обмоток дросселя сопротивление и индуктивность уменьшаются в 4 раза, а ток увеличивается в 2 раза.

8.10. Характеристики медных проводов для обмоток трансформаторов и высокоомных манганиновых проводов для электрических шунтов

Таблица 38

Медные обмоточные провода

Провод без изоляции			Диаметр провода с изоляцией, мм				
Диаметр по меди (без изоляции), мм	Сечение расчетное, мм ²	Сопротивление 1000 м провода, Ом	ПЭЛР-1 ($t_p = 105^\circ\text{C}$)	ПЭВ-1	ПЭЛ	ПЭЛР-2, ПЭВ-2, ПЭТВ, ПЭТВ-1	ПЭЛУ
0,10	0,00785	2237	0,12	0,125	0,12	0,13	0,135
0,12	0,01131	1551	0,14	0,145	0,14	0,15	0,155

Таблица 38 (продолжение)

Провод без изоляции			Диаметр провода с изоляцией, мм				
Диаметр по меди (без изоляции), мм	Сечение расчетное, мм ²	Сопротивление 1000 м провода, Ом	ПЭЛР-1 ($t_p = 105^\circ\text{C}$)	ПЭВ-1	ПЭЛ	ПЭЛР-2, ПЭВ-2, ПЭТВ, ПЭТВ-1	ПЭЛУ
0,13	0,01327	1321	0,15	0,155	0,15	0,16	0,165
0,14	0,01539	1139	0,16	0,165	0,16	0,17	0,175
0,15	0,01767	993	0,18	0,18	0,17	0,19	0,185
0,16	0,02011	872	0,19	0,19	0,18	0,20	0,195
0,17	0,02270	773	0,20	0,20	0,19	0,21	0,205
0,18	0,02545	689	0,21	0,21	0,20	0,22	0,215
0,19	0,02835	619	0,22	0,22	0,21	0,23	0,225
0,20	0,031432	558	0,23	0,23	0,225	0,24	0,24
0,21	0,03464	506	0,24	0,24	0,235	0,25	0,25
0,23	0,04155	422	0,26	0,27	0,255	0,28	0,27
0,25	0,04909	357	0,28	0,29	0,275	0,30	0,29
0,27	0,05726	306	0,31	0,31	0,31	0,32	0,33
0,29	0,066605	265	0,33	0,33	0,33	0,34	0,35
0,31	0,07548	232	0,35	0,35	0,35	0,36	0,37
0,33	0,08553	205	0,37	0,37	0,37	0,38	0,39
0,35	0,096221	182	0,39	0,39	0,39	0,41	0,41
0,38	0,1134	155	0,42	0,42	0,42	0,44	0,44
0,41	0,1320	133	0,45	0,45	0,45	0,47	0,47
0,44	0,1521	115	0,48	0,48	0,49	0,50	0,51
0,47	0,1735	101	0,51	0,51	0,52	0,53	0,54
0,49	0,1886	93	0,53	0,53	0,54	0,55	0,56
0,51	0,2143	85,9	0,56	0,56	0,56	0,58	0,58
0,53	0,2206	79,5	0,58	0,58	0,58	0,60	0,60
0,55	0,23276	73,7	0,60	0,60	0,60	0,62	0,62
0,59	0,2734	64,1	0,64	0,64	0,64	0,66	0,66
0,64	0,3217	54,5	0,69	0,69	0,69	0,72	0,71
0,69	0,3739	46,9	0,74	0,74	0,74	0,77	0,76
0,74	0,4301	40,7	0,80	0,80	0,80	0,83	0,83
0,77	0,4657	37,6	0,83	0,83	0,83	0,86	0,86
0,86	0,5809	30,1	0,92	0,92	0,92	0,95	0,95
0,93	0,6793	25,8	0,99	0,99	0,99	1,02	1,02

Таблица 38 (окончание)

Провод без изоляции			Диаметр провода с изоляцией, мм				
Диаметр по меди (без изоляции), мм	Сечение расчетное, мм ²	Сопротивление 1000 м провода, Ом	ПЭЛР-1 ($t_p = 105^\circ\text{C}$)	ПЭВ-1	ПЭЛ	ПЭЛР-2, ПЭВ-2, ПЭТВ, ПЭТВ-1	ПЭЛУ
1,08	0,9161	19,1	1,16	1,16	1,16	1,19	1,19
1,12	09852	17,8	1,20	1,20	1,20	1,23	1,23
1,16	1,057	16,6	1,24	1,24	1,24	1,27	1,27

Таблица 39

Высокоомный марганцовый провод для электрических шунтов

Номинальный диаметр проволоки, мм	Сопротивление 1 м проволоки, Ом
0,2	13,4–20,5
0,3	5,94–8,45
0,4	3,35–4,71
0,5	2,14–2,95
0,6	1,49–2,0
0,7	1,09–1,48
0,8	0,83–1,12
0,9	0,66–0,86
1,0	0,53–0,72
1,1	0,44–0,59
1,2	0,37–0,49
1,3	0,31–0,42
1,4	0,27–0,36
1,5	0,24–0,31
1,6	0,21–0,27
1,7	0,18–0,24
1,8	0,16–0,22
1,9	0,15–0,19
2,0	0,13–0,17
2,2	0,11–0,14
2,5	0,08–0,11
2,8	0,07–0,08
3,0	0,06–0,07
3,6	0,04–0,05
4,0	0,03–0,04
4,5	0,026–0,03
5,0	0,02–0,027

Библиографический список

1. *Мартынов А. А.* Проектирование вторичных источников питания. – СПб.: СПГУАП, 2000. – 107 с.
2. *Бас А. А., Миловзоров В. П., Мусолин А. К.* Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом. – М.: Радио и связь, 1987. – 160 с.
3. *Белопольский И. И.* Источники питания радиоустройств. – М., 1971. – 371 с.
4. Интегральные микросхемы: Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. – М.: ДОДЕКА, 1997. – 224 с.
5. Электротехнический справочник: В 3 т. Т. 3: В 2 кн. Кн. 2: Использование электрической энергии / Под общей ред. профессоров МЭИ: И. Н. Орлов и др. 7-е изд., испр. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 616 с.
6. *Севернс Р., Блум Г.* Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания: Пер. с англ. / Под ред. Л. Е. Смольникова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294 с.
7. *Гончаров А. Ю.* Построение импульсных DC-DC преобразователей // Электронные компоненты. 2003. № 5.
8. *Зденек Фактор* и др. Магнитомягкие материалы в технике связи: Пер. с чешского. – М.-Л.: Энергия, 1964. – 312 с.
9. Конденсаторы алюминиевые-электролитические, танталовые оксидно-полупроводниковые, ниобиевые оксидно-полупроводниковые, танталовые объемно-пористые: Справочник-каталог. – М.: ЭЛЕКОНД. – 65 с.
10. *Костиков В. Г., Никитин И. Е.* Источники электропитания высокого напряжения РЭА. – М.: Радио и связь, 1986. – 200 с.
11. Справочник по преобразовательной технике / Под ред. И. М. Чиженко. – Киев: Техника, 1978. – 447 с.
12. Официальный сайт www.platan.ru.
13. Официальный сайт www.elfa.spb.ru.
14. *Ковалев Н. С.* Защита цепей питания от электромагнитных импульсов // Электрическое питание. 2003. № 4.

СОДЕРЖАНИЕ

Принятые в учебном пособии сокращения	3
Введение	5
Вопросы для самоконтроля.....	7
1. Преобразователи постоянного напряжения	8
1.1. Основные типы импульсных преобразователей по- стоянного напряжения	8
Вопросы для самоконтроля.....	15
1.2. Двухтактные преобразователи постоянного напря- жения в постоянное напряжение с трансформатор- ной связью нагрузки и питающей сети	15
1.3. Однотактный преобразователь постоянного напря- жения I рода.....	17
1.4. Статический расчет замкнутой системы ОППН I.....	26
1.5. Пример расчета ОППН I, работающего в режиме стабилизации выходного напряжения.....	30
1.6. Оценка динамических показателей разомкнутой системы ОППН I при скачкообразном изменении нагрузки	39
Вопросы для самоконтроля.....	40
1.7. Модификации ОППН I с промежуточным отводом у обмотки дросселя	40
Вопросы для самоконтроля.....	44
1.8. Характеристики регулятора ОППН II	44
1.9. Пример расчета ОППН II, работающего в режиме стабилизации выходного напряжения.....	50
Вопросы для самоконтроля.....	55
1.10. Модификации ОППН II с промежуточным отводом у обмотки дросселя	56
2. Импульсные преобразователи постоянного напряжения в постоянное напряжение с трансформаторной связью между нагрузкой и питающей сетью	58
2.1. Двухтактные преобразователи постоянного напря- жения в постоянное напряжение	58
2.2. Методика расчета двухтактного преобразователя, выполненного по полумостовой схеме	60
Вопросы для самоконтроля.....	66
2.3. Методика расчета двухтактного полномостового преобразователя.....	66
Вопросы для самоконтроля.....	78

3. Прямоходовые и обратногоходовые одноктактные преобразователи	79
3.1. Одноктактный обратногоходовой преобразователь	79
3.2. Одноктактный прямоходовой преобразователь.....	81
3.3. Реальные процессы в простейшем ООП	84
3.4. Выбор силового транзистора ООП по напряжению и току.....	87
3.5. Одноктактный преобразователь, выполненный по схеме косого полумоста.....	90
Вопросы для самоконтроля.....	91
4. Методика расчета трансформаторов для импульсных преобразователей постоянного напряжения в постоянное напряжение, выполненных по схеме ОПП	92
4.1. Определение расчетного значения величины магнитной индукции сердечника трансформатора	92
4.2. Вывод расчетных соотношений для определения произведения площадей сердечника магнитопровода и окна	93
4.3. Учет электрических потерь, вызванных поверхностным эффектом	100
4.4. Расчет действующего значения токов цепей импульсных преобразователей	103
4.5. Конструкция сердечника магнитопровода трансформатора одноктактных преобразователей	105
4.6. Типовая серия ферритовых сердечников формы Е....	107
4.7. Расчет потерь в ферритовом сердечнике магнитопровода трансформатора	108
5. Методика расчета ОПП	111
5.1. Расчет трансформатора	111
5.2. Расчет параметров сглаживающего фильтра	114
5.3. Выбор транзистора	119
5.4. Выбор диодов $VD1$ и $VD2$	121
5.5. Расчет потерь мощности и коэффициента полезного действия ОПП.....	122
5.6. Расчет площади радиатора транзистора.....	126
5.7. Статический расчет замкнутой по напряжению системы	127
Вопросы для самоконтроля.....	129
6. Одноктактный обратногоходовой преобразователь	130
6.1. Методика расчета трансформатора обратного хода ...	130

6.2. Пример расчета однотактного обратногоходового преобразователя	138
Вопросы для самоконтроля.....	150
6.3. Схема управления	150
6.4. Статический расчет замкнутой по напряжению системы	154
6.5. Проверка преобразователя на устойчивость к возмущающим воздействиям	156
6.6. Методика расчета входного фильтра	158
7. Защита преобразователя от сверхтоков и перенапряжений	163
7.1. Защита преобразователя от сверхтока	163
Вопросы для самоконтроля.....	167
7.2. Защита цепей преобразователя от электромагнитных импульсов (перенапряжений)	171
Вопросы для самоконтроля.....	181
8. справочные данные по элементной базе для импульсных преобразователей	182
8.1. Источники питания драйверов	182
8.2. Драйверы М57957L и М57958L	185
8.3. Драйверы фирмы International Rectifier	187
8.4. справочные данные по диодам	191
8.5. справочные данные по стабилизаторам кремниевым средней мощности	192
8.6. справочные данные по транзисторам	193
8.7. справочные данные по отечественным тиристорам ..	196
8.8. справочные данные по конденсаторам	197
8.9. справочные данные по дросселям	206
8.10. Характеристики медных проводов для обмоток трансформаторов и высокоомных манганиновых проводов для электрических шунтов.....	209
Библиографический список	212

Учебное издание

Мартынов Александр Александрович

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ
В ПОСТОЯННОЕ НАПРЯЖЕНИЕ**

Учебное пособие

Редактор *А. Г. Ларионова*
Компьютерная верстка *Н. Н. Караваевой*

Сдано в набор 21.10.11. Подписано к печати 22.12.11.
Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Усл. печ. л. 13,5.
Уч.-изд. л. 13,0. Тираж 200 экз. Заказ № 636.

Редакционно-издательский центр ГУАП
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67