

Главный редактор

А. В. Лукин, д. т. н., профессор, академик АЭН РФ, генеральный директор ЗАО “ММП-Ирбис”

Заместитель главного редактора

В. В. Крючков, к. т. н., доцент кафедры Микроэлектронных электросистем МАИ

Редакционный совет

В. Ф. Дмитриков, Заслуженный деятель науки РФ, д. т. н., профессор, директор факультета фундаментальной подготовки СПб ГУТ

В. Г. Еременко, д. т. н., профессор кафедры Электротехнические комплексы автономных объектов МЭИ

Ю. К. Розанов, д. т. н., академик АЭН РФ, профессор кафедры Электрических и электронных аппаратов МЭИ

И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент, заведующий кафедрой Микроэлектронных электросистем МАИ

Журнал зарегистрирован Министерством Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций 30 августа 2002 г., свидетельство о регистрации ПИ № 77-13452.

Издатель и учредитель — Закрытое Акционерное Общество “ММП-Ирбис”.

Полное или частичное воспроизведение или размножение каким бы то ни было способом материалов, опубликованных в журнале, допускается только с письменного разрешения редакции

При перепечатке ссылка на журнал “**Практическая силовая электроника**” обязательна.

За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет.

Отпечатано в ООО “Типография АРЕС”, г. Москва, Остаповский проезд, д. 5, строение 6

Подписано в печать 02.03.2010. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

111024, Москва, Андроновское шоссе, 26,
ЗАО “ММП-Ирбис”

Тел/факс: (495) 987-10-16

E-mail: 9871016@mmp-irbis.ru, sin@mai.ru

Информация о журнале:

www.mmp-irbis.ru

Содержание

Д. С. Дейнеко, М. Ю. Кастров

Способы размагничивания трансформатора прямоходового преобразователя постоянного напряжения с помощью активного ограничителя 2

Д. С. Дейнеко

Прямоходовой преобразователь с исключением пульсаций входного тока 9

С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков

Сравнение способов оптимальной минимизации коэффициента гармоник и исключения гармоник с регулированием напряжения для инверторов с многоуровневым выходным напряжением 19

Ю. В. Таланин

Охлаждатели. Системы нагрева и охлаждения статических преобразователей 27

Е. В. Машуков, Д. А. Шевцов, Д. Р. Манбеков

Исключение эффекта интегрирования тока в переходных и аварийных режимах для транзисторных преобразователей постоянного напряжения 33

О. А. Коржавин, К. И. Галактионов, А. А. Коблов

Определение входного сопротивления подсистемы входной фильтр—ведомый ИСН для оценки устойчивости распределенной системы электропитания .. 37

А. В. Качалов, Л. И. Цытович, М. М. Дудкин

Интегрирующие устройства синхронизации для систем импульснофазового управления вентильными преобразователями 42

Д. С. Дейнеко, М. Ю. Кастров

СПОСОБЫ РАЗМАГНИЧИВАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА ПРЯМОХОДОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ АКТИВНОГО ОГРАНИЧИТЕЛЯ

D. S. Deineko,
M. U. Kastrov

Размагничивание трансформатора с помощью активного ограничителя дает целый ряд преимуществ по сравнению с традиционными одноктактными способами, включая сниженное перенапряжение на основном МДП-транзисторе, возможность переключения при нуле напряжения, пониженный уровень электромагнитных помех и возможность работать с коэффициентом заполнения, превышающим 0,5. Одноктактный прямоходовый преобразователь несомненно является наиболее популярной структурой, использующей активное ограничение. Но эти преимущества могут быть использованы и в обратных преобразователях. В большом количестве публикаций проведено сравнение преимуществ характеристик преобразователей с активным ограничением, по сравнению со значительно более широко используемыми RCD-ограничителем, третьей обмоткой и резонансным способом размагничивания. Однако существуют некоторые соображения о том, как наиболее грамотно применять активный ограничитель для обеспечения оптимальной работы схемы.

Ключевые слова: прямоходовый преобразователь, трансформатор, размагничивание, активное ограничение, моделирование

Во всех работах, посвященных способу активного ограничения, активный ограничитель показан либо размещенным в верхней части первичной стороны схемы параллельно первичной обмотке трансформатора, либо в нижней части первичной стороны схемы – параллельно основному МДП-транзистору [1–5]. Еще более интересно то, что все авторы, считающие наилучшим то, или иное расположение схемы ограничителя, по-видимому, делятся на две примерно одинаковые по численности группы. Однако, при этом ни те, ни другие не дают практически никаких объяснений – почему.

Между расположением активного ограничителя для размагничивания трансформатора сверху или снизу первичной стороны преобразователя существуют незначительные, но заслуживающие внимания отличия. Каждый из вариантов имеет результатом отличные друг от друга передаточные функции, которые, в свою очередь, обеспечивают различные уровни напряжений, приложенных к схеме ограничителя во время размагничивания. Для каждого случая это существенно влияет на величину и допустимое значение напряжения ограничительного конденсатора, а также на схему драйвера затвора.

Forward DC-DC Converter Transformer Demagnetization Methods Based on Active Clamp

The active clamp transformer reset technique offers many advantages over traditional single-ended reset techniques, including lower voltage stress on the main MOSFET, the ability to switch at zero voltage, reduced EMI and duty cycle operation above 50 percent. The single-ended forward converter is by far one of the most popular power converter topologies where active clamp is implemented very effectively, but the same principles can be applied to flyback converters. In numerous publications comparison have been made between main characteristics of the more widely used RCD clamp, third (reset) winding and resonant reset techniques. The advantages of forward converters with active clamp are shown in every possible respect. There are, however, application specific design considerations of how to best apply the active clamp to provide optimal performance of forward or flyback DC-DC converters.

Key words: forward converter, flyback converter, transformer reset, active clamp, converter design, simulation

Схема ограничителя внизу

Схема базового прямоходового преобразователя с ограничителем в нижней части первичной стороны (АОН) и стандартным двухполупериодным выпрямителем и выходным LC-фильтром показана на рис. 1.

Когда открыт МДП-транзистор VT1 все напряжение приложено к индуктивности намагничивания трансформатора. Такой режим называют режимом передачи энергии.

Напротив, когда открыт дополнительный транзистор VT2, к индуктивности намагничивания трансформатора приложена разность напряжения на

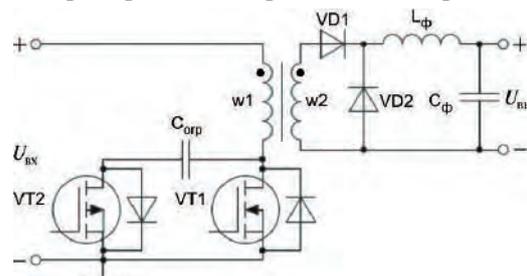


Рис. 1. Схема прямоходового преобразователя с активным ограничителем внизу (АОН)

ограничителе и входного напряжения. Такой режим называют периодом размагничивания трансформатора. Специфичным для АОН является то, что дополнительный МДП-транзистор (VT2) должен быть p -канальным, из-за направления проводимости его внутреннего диода. Также необходимо отметить, что VT2 проводит только ток намагничивания трансформатора, имеющий крайне малое среднее значение, по сравнению с приведенной к первичной стороне величине тока нагрузки. По этой причине первоочередной задачей является выбор МДП-транзистора с низким значением заряда затвора, а низкое сопротивление сток-исток в открытом состоянии $R_{ds(on)}$ не важно.

Кроме того, необходимо введение дополнительного времени задержки между запирающим VT1 и отпиранием VT2. В этот промежуток времени ток первичной обмотки продолжает протекать через либо через внутренний диод p -канального дополнительного транзистора VT2, либо через основной МДП-транзистор VT1. Это промежуток времени называют резонансным промежутком, в котором создаются условия для переключения при нуле напряжения (ПНН). Это важная специфическая характеристика схемы активного ограничения, но для сравнения двух способов ограничения она не имеет большого значения, кроме краткого упоминания о том, что она существует всегда при использовании активного ограничителя в верхней или нижней части первичной стороны преобразователя.

Пренебрегая влиянием индуктивности рассеяния, передаточная функция ограничителя, расположенного в нижней части первичной стороны преобразователя (АОНЧ) может быть получена, используя принцип баланса вольт-секунд на индуктивности намагничивания трансформатора:

$$DU_{вх} = (1-D)(U_{огр(Н)} - U_{вх}), \quad (1)$$

где $U_{вх}$ – входное напряжение преобразователя;

D – коэффициент заполнения;

$U_{огр(Н)}$ – напряжение на ограничителе.

Решая (1) относительно напряжения на ограничителе, получаем

$$U_{огр(Н)} = \frac{U_{вх}}{1-D}. \quad (2)$$

Интересно отметить, что передаточная функция, определяемая (2), представляет собой передаточную функцию повышающего преобразователя постоянного напряжения без гальванической развязки. Поэтому часто ограничитель в нижней части первичной стороны преобразователя называют ограничителем повышающего типа.

Выражением (2) определяется передаточная функция связывающая входное напряжение и напряжение на активном ограничителе. Однако, из рис. 1 видно, что когда VT2 открыт, напряжение ог-

раничителя приложено непосредственно к переходу сток-исток VT1, а не к первичной индуктивности намагничивания. Следовательно, (2) может быть расширено за счет введения в него выражения для определения перенапряжения на переходе сток-исток основного МДП-транзистора VT1:

$$U_{си(Н)} = U_{огр(Н)} = \frac{U_{вх}}{1-D}, \quad (3)$$

Во время размагничивания трансформатора изменяется полярность напряжения на первичной обмотке трансформатора, и напряжение, приложенное к первичной обмотке, теперь определяется выражением

$$U_{разм(Н)} = U_{огр(Н)} - U_{вх}. \quad (4)$$

Подставив (2) в (4) и упростив его, получаем передаточную функцию, связывающую входное и размагничивающее напряжения

$$U_{разм(Н)} = \frac{DU_{вх}}{1-D}. \quad (5)$$

Кроме того, коэффициент заполнения одноканального прямоходового преобразователя определяется как отношение выходного напряжения к входному, умноженное на коэффициент трансформации

$$D = \frac{nU_{вых}}{U_{вх}} \quad (6)$$

где $U_{вых}$ – выходное напряжение преобразователя;

$n = w_1/w_2$ – отношение витков (w_1 , w_2 – число витков первичной и вторичной обмоток соответственно).

Подставив (6) в (3) и (5) и решая относительно $U_{огр(НЧ)}$ и $U_{разм(НЧ)}$, получаем

$$U_{си(НЧ)} = U_{огр(НЧ)} = \frac{U_{вх}^2}{U_{вх} - nU_{вых}}; \quad (7)$$

$$U_{разм(НЧ)} = \frac{nU_{вх}U_{вых}}{U_{вх} - nU_{вых}}. \quad (8)$$

Выражения (7) и (8) можно использовать для графического представления изменения напряжения ограничителя в зависимости от изменения входного напряжения при фиксированных выходном напряжении и отношении витков. При выходном напряжении $U_{вых} = 4$ В (3,3 В и некоторые дополнительные падения напряжения) график для выражения (7) при различных значениях коэффициента трансформации показан на рис. 2.

Из рис. 2 видно существенное увеличение перенапряжения на МДП-транзисторе при минимальном входном напряжении (максимальном коэффициенте заполнения D). По этой причине ШИМ-контроллер, например UCC2981, должен обеспечивать возможность достаточно точного ограничения максимальной величины коэффициента заполнения. В противном

случае на МДП-транзисторе могут возникнуть опасные уровни перенапряжения, либо необходимо будет выбирать МДП-транзистор со значительно более высоким допустимым напряжением. С точки зрения разработки активного ограничителя при разработке силовой части полезным может построение графика, показанного на рис. 2. По нему может быть выбрано отношение витков, обеспечивающее относительно постоянную величину $U_{сн(НЧ)}$ при максимальном и минимальном входном напряжении. Из рис. 2 можно увидеть, что для типового прямоходового преобразователя, работающего во всем диапазоне напряжений питания телекоммуникационного оборудования ($36\text{ В} < U_{вх} < 75\text{ В}$) отношение витков $n = 6$ обеспечивает напряжение сток-исток основного транзистора при $U_{вх} = 36\text{ В}$ и $U_{вх} = 75\text{ В}$. Напряжение, приложенное к силовому транзистору, приложено также и к ограничительному конденсатору $C_{огр}$. Таким образом, ограничительный конденсатор необходимо выбирать таким образом, чтобы он выдерживал напряжение на ограничителе плюс любое дополнительное напряже-

ние при отклонении параметров. После выбора необходимого отношения витков, в данном случае $n = 6$, имеется возможность построить зависимость напряжения размагничивания трансформатора $U_{разм(НЧ)}$ от входного напряжения (рис. 3).

Драйвер затвора для ограничителя в нижней части

Поскольку уже установлено, что дополнительный МДП-транзистор схемы активного ограничения, расположенной в нижней части первичной стороны преобразователя, должен быть p -канальным, для его полного отпираия требуется подать на затвор отрицательное напряжение. Однако большинство ШИМ-контроллеров и драйверов затвора не обеспечивают выходных напряжений, ниже заданного уровня “земли”. При использовании схемы управления затвором, подключенной к АОН как показано на рис. 4, p -канальным МДП-транзистором можно управлять непосредственно либо от драйвера дополнительного транзистора, либо от выхода ШИМ. Независимо от того, откуда приходит на затвор VT1 сигнал с драйвера или непосредственно от, ШИМ напряжение выхода V_{OUT} должно быть синхронизировано по фазе с напряжением на выходе V_{AUX} , как показано на временных диаграммах на рис. 4 (времена задержки не показаны). Применение усовершенствованного ШИМ-контроллера, например $UCC2893$, существенно упрощает управление обоими транзисторами. Помимо встроенного источника тока $\pm 2\text{ А}$, времени задержки, программируемого пользователем и точного ограничителя максимального коэффициента заполнения, контролер обеспечивает точное фазирование и управление, специально предназначенные для применения в АОН.

Как только напряжение на выходе ШИМ (V_{AUX}) становится положительным, отпирается диод VD1, и конденсатор C1 заряжается до напряжения U_{VAUX} . Затем конденсатор разряжается через R1. Если постоянная времени цепи R1–C1 значительно превышает период ШИМ, то напряжение на C1 остается примерно постоянным, и результирующее напряжение затвор-исток VT2 равно U_{VAUX} с максимальным положительным значением 0 В.

$$\tau = R_1 \cdot C_1 \cong \frac{100}{f_{ШИМ}} \quad (9)$$

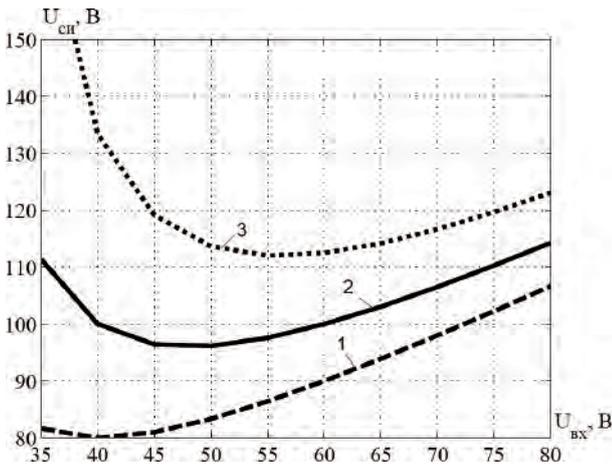


Рис. 2. Зависимость напряжения сток-исток VT1 от входного напряжения преобразователя (1 – $n = 5$; 2 – $n = 6$; 3 – $n = 7$)

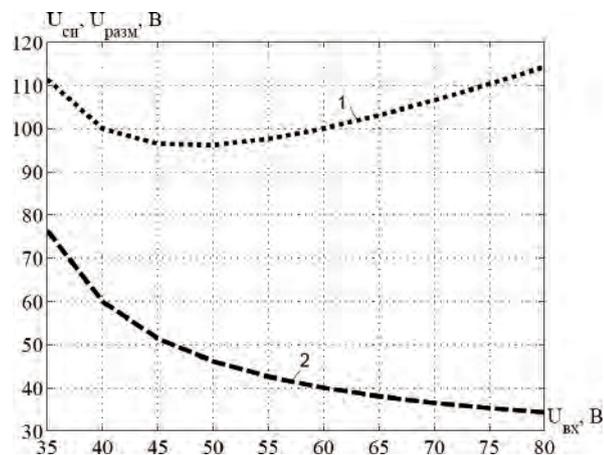


Рис. 3. Зависимость напряжения размагничивания трансформатора от входного напряжения (1 – $U_{сн(НЧ)}$; 2 – $U_{разм(НЧ)}$)

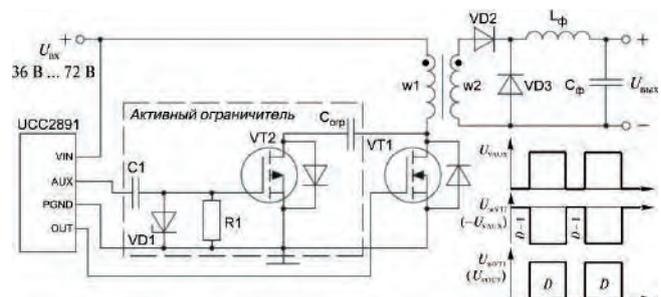


Рис. 4. Активный ограничитель (АОН) и схема управления затвором

Таким образом, напряжение U_{VAUX} эффективно смещается ниже уровня земли и позволяет управлять p -канальным МДП-транзистором.

Схема ограничителя вверху

Схема базового однотактного прямоходового преобразователя, аналогичного показанному на рис. 1, с активным ограничителем в верхней части первичной стороны (АОВ) показана на рис. 5.

Аналогично АОН, когда открыт VT1, все входное напряжение приложено к индуктивности намагничивания трансформатора. Такой режим называют режимом передачи энергии.

Когда открыт вспомогательный МДП-транзистор VT2, напряжение ограничителя $U_{огр(ВЧ)}$ приложено непосредственно к индуктивности намагничивания трансформатора – этот режим называют периодом размагничивания трансформатора. Он существенно отличается, от аналогичного периода при использовании АОН, при котором напряжение ограничителя $U_{огр(НЧ)}$ прикладывалось непосредственно параллельно переходу сток-исток основного МДП-транзистора.

Транзистор АОВ должен быть n -канальным вследствие направления проводимости его внутреннего диода. Аналогично АОН основными потерями в VT2 являются потери заряда затвора, поэтому следует выбирать МДП-транзистор с низким зарядом затвора.

Пренебрегая влиянием индуктивности рассеяния, передаточная функция для АОВ опять может быть записана с помощью принципа баланса вольт-секунд на индуктивности намагничивания трансформатора

$$DU_{вх} = (1 - D)U_{огр(В)} . \quad (10)$$

Решая относительно напряжения на ограничителе $U_{огр(ВЧ)}$, получаем

$$U_{огр(В)} = \frac{DU_{вх}}{1 - D} , \quad (11)$$

Интересно отметить, что передаточная функция, определяемая (11), является также передаточной функцией обратного преобразователя без гальванической развязки. Поэтому АОВ часто называют ограничителем обратного типа.

Выражение (11) дает возможность записать передаточную функцию, связывающую входное напряже-

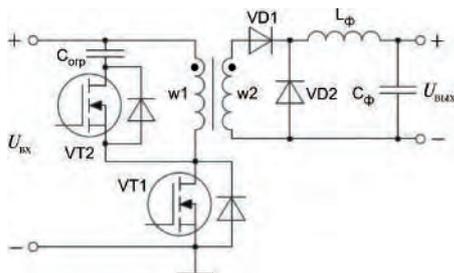


Рис. 5. Схема прямоходового преобразователя с активным ограничителем вверху

ние и напряжение ограничителя. Однако из рис. 5 видно, что когда проводит VT2, напряжение ограничителя приложено непосредственно к первичной индуктивности намагничивания трансформатора. Следовательно, выражение (11) можно расширить и переписать так, чтобы включить в него выражение, определяющее напряжение размагничивания:

$$U_{разм(В)} = U_{огр(В)} = \frac{DU_{вх}}{1 - D} . \quad (12)$$

Во время периода размагничивания полярность напряжения на первичной обмотке трансформатора меняется на противоположную. Таким образом, величина напряжения, приложенного к переходу сток-исток основного МДП-транзистора VT1 определяется как

$$U_{си(В)} = U_{вх} + U_{огр(В)} . \quad (13)$$

Если выражение (11) подставить в (13) и упростить, получим выражение передаточной функции, связывающей входное напряжение с напряжением сток-исток основного МДП-транзистора:

$$U_{сиVT1(В)} = \frac{U_{вх}}{1 - D} . \quad (14)$$

Подставив (6) в (12) и (14) и упростив, получаем выражения для определения напряжения размагничивания и напряжения сток-исток основного транзистора

$$U_{разм(В)} = U_{огр(В)} = \frac{nU_{вх}U_{вх}}{U_{вх} - nU_{вх}} ; \quad (15)$$

$$U_{си(В)} = \frac{U_{вх}^2}{U_{вх} - nU_{вх}} . \quad (16)$$

Выражение (15) можно использовать для графического представления изменения напряжения ограничителя в зависимости от изменения входного напряжения при фиксированных выходном напряжении и отношении витков. Используя предыдущее значение выходного напряжения $U_{вх} = 4$ В (3,3 В и некоторые дополнительные падения напряжения), график для выражения (15) при различных значениях отношения витков показан на рис. 6.

Поскольку напряжение на переходе сток-исток МДП-транзистора, определяемое выражением (16) аналогично выражению (7) для АОН, графические результаты для выражения (16) будут аналогичны представленным на рис. 2.

Драйвер затвора для ограничителя в нижней части

В отличие от схемы с активным ограничителем внизу (рис. 4), в схеме с активным ограничителем вверху используется дополнительный МДП-транзистор с n -каналом. Предполагая, что ШИМ-контроллер не содержит внутренний каскад драйвера для управления верхним транзистором, в такой схеме

можно использовать трансформатор с единичным коэффициентом трансформации (рис. 7). Для схем с АОВ напряжение затвор-исток VT1 (U_{VOUT}) не должно синхронизироваться по фазе с напряжением U_{VAUX} , как показано на временных диаграммах на рис. 7 (временные задержки не показаны).

ШИМ-контроллер UCC2893 для преобразователя с активным ограничением по электрическим и функциональным параметрам эквивалентен контроллеру UCC2891, показанному на рис. 4, за исключением того, что последний предназначен для активного ограничения внизу схемы. ШИМ-контроллер UCC2893 обеспечивает точную синхронизацию и управление специально для использования в преобразователях с активным ограничением сверху. Таким образом, напряжение U_{VOUT} на выходе VOUT контроллера не совпадает по фазе с напряжением U_{VAUX} на выходе VAUX, как показано на временных диаграммах на рис. 7.

Выбор ограничительного конденсатора

Независимо от использования активного ограничения сверху или внизу первичной стороны схемы преобразователя, вольт-секунды, приложенные к первичной обмотке трансформатора, должны быть сбалансированы, обеспечивая для каждого случая размагничивание трансформатора. А по-

скольку перенапряжение на переходе сток-исток основного МДП-транзистора и напряжение размагничивания трансформатора одинаковы для обеих схем, необходимо рассмотреть напряжение, прикладываемое к ограничительному конденсатору $C_{огр}$. Подробно изменение напряжения на ограничительном конденсаторе можно рассмотреть, сравнивая разность передаточных функций для каждого случая:

$$\Delta U_{огр} = U_{огр(НЧ)} - U_{огр(ВЧ)}, \tag{17}$$

Подставив (2) и (11) в (17), получим

$$\Delta U_{огр} = \frac{U_{вх}}{1-D} - \frac{DU_{вх}}{1-D} = U_{вх}. \tag{18}$$

Из выражения (18) видно, что $U_{огр(НЧ)}$ больше $U_{огр(ВЧ)}$ на величину $U_{вх}$. Полагая диапазон изменения входного напряжения $U_{вх} = (36 \dots 72)$ В, можно графически провести сравнение $U_{огр(НЧ)}$, $U_{огр(ВЧ)}$ и $U_{вх}$ (рис. 8).

Таким образом, первым вопросом при выборе ограничительного конденсатора должно быть максимально допустимое напряжение во всем диапазоне изменения входного напряжения. Из рис. 8 видно, что с увеличением $U_{вх}$ $\Delta U_{огр}$ линейно увеличивается. Для больших значений входного напряжения наименьшее перенапряжение дает АОВ. Однако, конденсатор необходимо выбирать для повышения напряжения ограничителя при минимальных входных напряжениях и максимальном коэффициенте заполнения, что в данном случае составит примерно 80 В.

Величина емкости ограничительного конденсатора выбирается, в первую очередь, исходя из допустимых пульсаций напряжения. Кроме того, предполагается, что величина емкости этого конденсатора достаточно большая, чтобы аппроксимировать напряжение ограничения источником постоянного напряжения. Однако, согласно (2) и (11) $U_{огр}$ изменяется при изменении входного напряжения. Когда происходит изменение напряжения питания или коэффициента заполнения, потребуется некоторый конечный временной интервал для установления напряжения ограничителя и, следо-

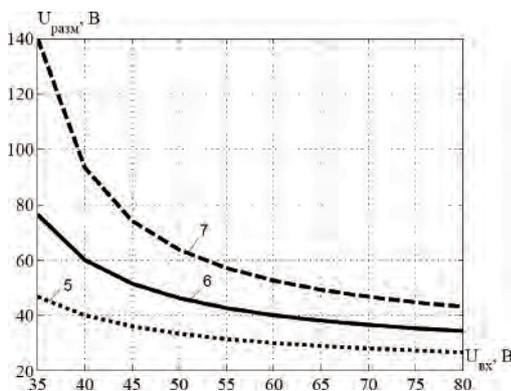


Рис. 6. Зависимость напряжения сток-исток VT1 от входного напряжения преобразователя (1 – n = 5; 2 – n = 6; 3 – n = 7)

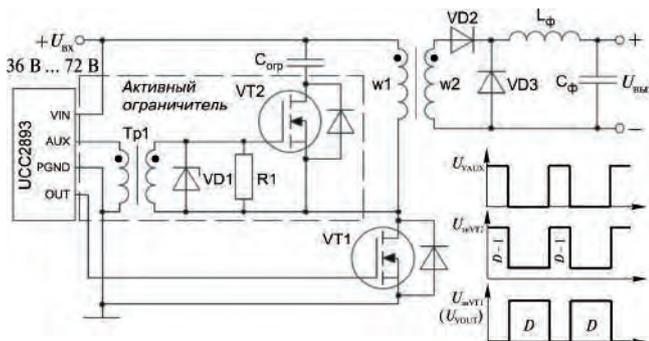


Рис. 7. Активный ограничитель (АОВ) и схема управления затвором

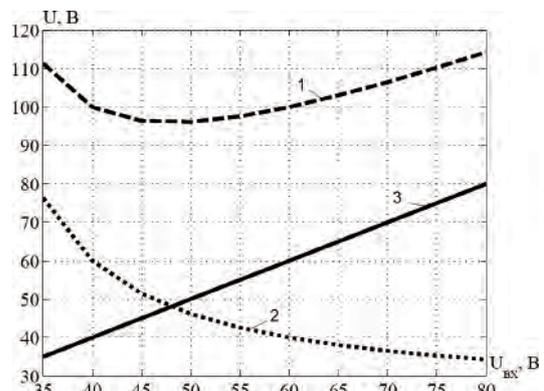


Рис. 8. Сравнение напряжений на АОН и АОВ (1 – $U_{огр(НЧ)}$; 2 – $U_{огр(ВЧ)}$; 3 – $\Delta U_{огр} = U_{огр(НЧ)} - U_{огр(ВЧ)}$)

вательно, напряжения размагничивания. Большие величины емкости приводят к меньшим пульсациям напряжения, однако вносят ограничения на длительность переходного процесса. В свою очередь, меньшие величины емкости обеспечивают меньшую длительность переходного процесса за счет увеличения пульсаций напряжения. В идеале, ограничительный конденсатор должен быть выбран таким, чтобы допускать некоторые пульсации напряжения, но их величина не должна вызывать дополнительных перенапряжений на переходе сток-исток основного МДП-транзистора VT1. Если уделять пристальное внимание напряжению $U_{\text{сиVT1}}$, допустимы 20%-ные пульсации напряжения.

Упрощенный метод приближенного выбора емкости конденсатора $C_{\text{огр}}$ состоит в том, чтобы постоянная времени резонанса была значительно больше максимального времени запертого состояния транзистора. Несмотря на то, что на переходный процесс будут влиять такие дополнительные факторы, как постоянная времени силового каскада и полоса пропускания схемы управления, предложенный подход не ухудшит переходный процесс, по крайней мере, с точки зрения схемы активного ограничителя.

Условие выбора емкости ограничительного конденсатора

$$2\pi \cdot \sqrt{L_{\text{нм}} C_{\text{огр}}} > 10 \cdot t_{\text{закр}}, \quad (19)$$

где $L_{\text{нм}}$ — индуктивность намагничивания первичной обмотки трансформатора;

$t_{\text{закр}}$ — время закрытого состояния основного транзистора VT1.

Разделив обе части (19) на полный период ШИМ и решая относительно $C_{\text{огр}}$, получаем

$$C_{\text{огр}} > \frac{10(1 - D_{\text{мин}})}{L_{\text{нм}} \cdot (2\pi f_{\text{ШИМ}})^2}, \quad (20)$$

где $D_{\text{мин}}$ — минимальная величина коэффициента заполнения;

$f_{\text{ШИМ}}$ — частота ШИМ.

Для подтверждения теоретических положений с помощью программы *PSpice* проведено моделирование обеих схем. Схема модели АОН и результаты моделирования приведены на рис. 9, схема модели АОВ и результаты моделирования — на рис. 10.

Выводы

Активные ограничители в верхней (АОВ) и нижней (АОН) части первичной стороны преобразователя имеют много общего, но также имеют небольшие, но очень важные отличия. Непосредственное сравнение активных ограничителей приведено в таблице 1.

Перенапряжение на переходе сток-исток основного транзистора ($U_{\text{сиVT1}}$) и напряжение размагничивания трансформатора ($U_{\text{разм}}$) одинаковы для обеих схем. Отличия между передаточными функциями напряже-

ния ограничителя могут показаться незначительными, но каждый из них играет существенную роль при выборе ограничительного конденсатора и коэффициента трансформации.

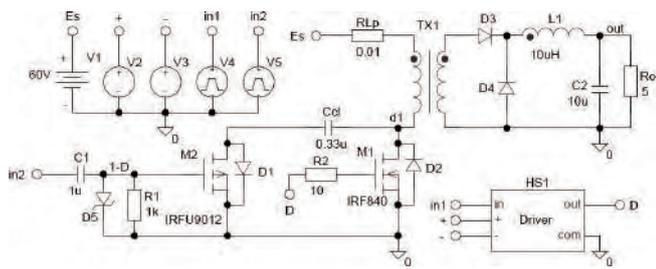
Для одноктных преобразователей, когда требуется абсолютно минимальное перенапряжение на схеме ограничителя, предпочтительно использование активного ограничителя в верхней части первичной стороны преобразователя (АОВ). Несмотря на то, что АОВ обеспечивает меньшее предельное напряжение ограничителя, при минимальном входном напряжении (максимальном коэффициенте заполнения) напряжение на нем возрастает быстрее. Таким образом, в этом случае необходимо уделять пристальное внимание точному ограничению максимально допустимого коэффициента заполнения, чтобы не превысить допустимое напряжение сток-исток основного транзистора. Поскольку в АОВ используется МДП-транзистор с *n*-каналом, для него существует более широкий выбор компонентов, чем для АОН, где используется *p*-канальный МДП-транзистор. Однако, для драйвера АОВ необходим трансформатор, что может сыграть определенную роль при необходимости обеспечения минимальной стоимости устройства.

По сравнению с АОВ, АОН обеспечивает несколько более высокое, но лучше управляемое напряжение ограничителя при правильном выборе коэффициента трансформации согласно рис. 2. Схема драйвера затвора дополнительного МДП-транзистора АОН также проще, поскольку нет необходимости в трансформаторе. Если диапазон входных напряжений равен 2 : 1 или более, предпочтительно использование АОН, поскольку допускается больший коэффициент заполнения при меньшем изменении напряжения ограничителя.

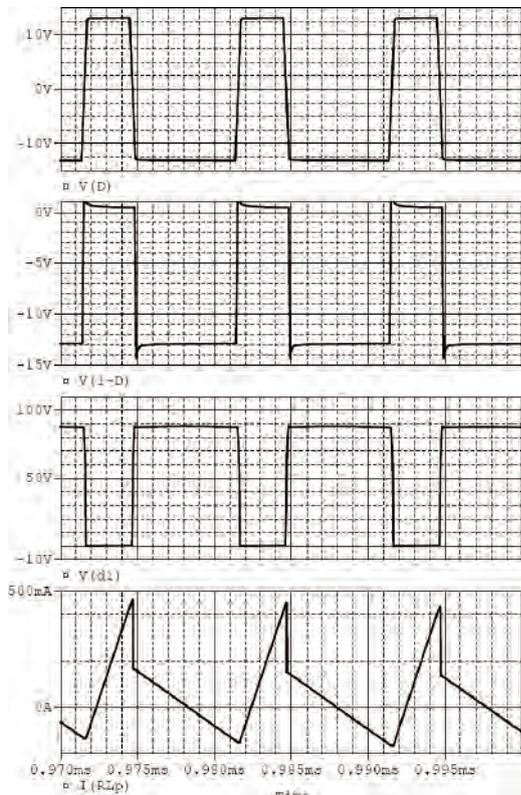
Независимо от того какой активный ограничитель используется АОН или АОВ достигнутое преимущество, по сравнению с хорошо известной схемой *RCD*-ограничителя и резонансными спосо-

Таблица 1. Сравнение активных ограничителей

Параметр	АОВ	АОН
Напряжение сток-исток основного транзистора, $U_{\text{си}}$	$\frac{U_{\text{вх}}}{1-D}$	$\frac{U_{\text{вх}}}{1-D}$
Напряжение размагничивания $U_{\text{разм}}$	$\frac{DU_{\text{вх}}}{1-D}$	$\frac{DU_{\text{вх}}}{1-D}$
Напряжение $U_{\text{огр}}$	$\frac{DU_{\text{вх}}}{1-D}$	$\frac{U_{\text{вх}}}{1-D}$
Конденсатор $C_{\text{огр}}$ (приложенное напряжение)	Ниже на величину $U_{\text{вх}}$; $U_{\text{огрmax}} \rightarrow D_{\text{max}}$	Выше на величину $U_{\text{вх}}$; критично к отношению витков
Конденсатор $C_{\text{огр}}$ (величина $C_{\text{огр}}$)	Одинакова в обоих случаях	
Дополнительный МДП-транзистор	<i>p</i> -канальный;	<i>p</i> -канальный;
Драйвер затвора	Необходим трансформатор; VT2 работает не в фазе с VT1; ШИМ-контроллер UCC2893	<i>RCD</i> -ограничитель; VT2 в работе в фазе с VT1; ШИМ-контроллер UCC2891



а



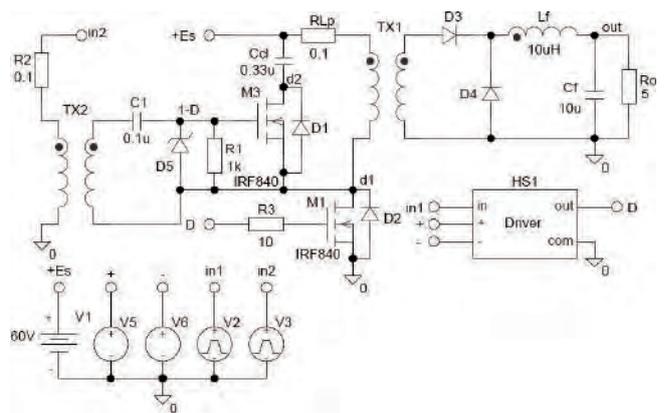
б

Рис. 9. Схема модели преобразователя с АОН (а), результаты моделирования (б)

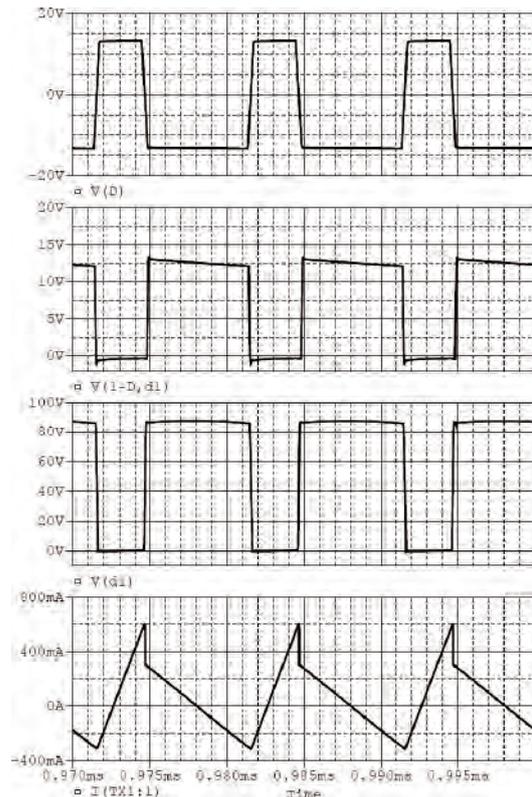
бами колоссально. Преимущества и гибкость усовершенствованных ШИМ-контроллеров, например семейства *UCC2891*, существенно снижают сложности, обычно возникающие при использовании активного ограничителя для размагничивания трансформатора, .

Литература

1. *Поликарпов А. Г., Сергиенко Е. Ф.* Однотактные преобразователи напряжения в устройствах электропитания РЭА. М.: Радио и связь, 1989.160 с.
2. *Bill Andreycaк.* Active Clamp and Reset Technique Enhances Forward Converter Performance. – Power Supply Design Seminar SEM-1000, Topic 3, Texas Instruments Literature No SLUP108.



а



б

Рис. 10. Схема модели преобразователя с АОВ (а), результаты моделирования (б)

3. *Dhaval Dalal.* Considerations for Active Clamp and Reset Technique. – Power Supply Design Seminar SEM-1100, Topic 3, Texas Instruments Literature No SLUP112.

Дейнеко Дмитрий Сергеевич, заместитель Генерального директора по маркетингу ЗАО “ММП-Ирбис”, тел.: 8(495) 987-10-16.

Дейнеко Дмитрий Сергеевич, заместитель Генерального директора ЗАО “ММП-Ирбис” по маркетингу, тел.: 8(495) 987-10-16.

Д. С. Дейнеко

ПРЯМОХОДОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ИСКЛЮЧЕНИЕМ ПУЛЬСАЦИЙ ВХОДНОГО ТОКА

D. S. Deineko

Forward Converter With Current Ripple Cancellation

Рассмотрен способ улучшения рабочих характеристик прямоходового преобразователя за счет исключения пульсаций входного тока путем модернизации цепи активного ограничения перенапряжения на силовом ключе преобразователя и образования встроенного входного фильтра. Приведены результаты моделирования и экспериментальных исследований прямоходового преобразователя с исключением пульсаций входного тока (ПХП-ИПТ), подтверждающие теоретические положения.

Ключевые слова: прямоходовой преобразователь, пульсации тока, входной фильтр

Under consideration is a method of improving performances of forward converter by means of input current ripple cancellation by modifying active clamp circuit and formation of embedded input filter. The results of simulation and testing of forward converter with input current ripple cancellation (FC-ICRC) proving theoretical analysis are presented.

Key words: forward converter, input current ripple, active clamp, ripple cancellation, input filter

Прямоходовой преобразователь со снижением пульсаций входного тока (ПХП-СПВТ) [1] обеспечивает более низкий уровень пульсаций входного тока, по сравнению с прямоходовым преобразователем с активным ограничением (ПХП-АО) [2] (рис. 1). Таким образом, может быть решена проблема снижения уровня излучаемых электромагнитных помех. Однако, входной ток содержит импульсную состав-

ляющую, что ограничивает получаемый выигрыш. Из рис. 1б видно, что пульсации входного тока ПХП-СПВТ, определяемые соотношением

$$\Delta i_{\text{вх}} = \frac{L_{\text{p3}}}{L_{\text{p1}} + L_{\text{p3}}} \cdot \frac{i_{\text{ввых}}}{n},$$

могут быть еще более уменьшены при условии, что $L_1 \gg L_3$.

В отличие от рассмотренных ранее преобразователей пульсации входного тока могут быть еще более уменьшены без применения дополнительного внешнего дросселя, если применить методику, рассмотренную далее. При этом используются две комбинации конденсатора ограничителя и индуктивности рассеяния, позволяющие исключить пульсации входного тока при выполнении определенных условий. В результате входной ток перестает быть пульсирующим (рис. 1в). В статье рассмотрен такой преобразователь.

Образование структуры прямоходового преобразователя с исключением пульсаций

Схемы ПХП-СПВТ и его зеркального отображения – ПХП-ЗСПТВ – показаны на рис. 2а и б соответственно. ПХП-ЗСПТВ образован зеркальным отображением компонентов ПХП-СПВТ сверху вниз. Из рис. 2 видно, что входные токи обоих преобразователей можно разложить на две составляющие: $i_{L1} - i_{VD3}$ и $i_{L3} - i_{S2}$ соответственно. Предполагается, что индуктивности рассеяния трансформатора $L_{p1} - L_{p4}$ одинаковы, так что i_{Lp1} и i_{Lp3} имеют одинаковые амплитуды. Но, при этом, пульсирующие токи протекают в разных направлениях (рис. 2в). Сумма токов $i_{\text{вх}} = i_{Lp1} + i_{w3}$ имеет непрерывную форму, вследствие исключения пульсаций входного тока (рис. 2в). Это

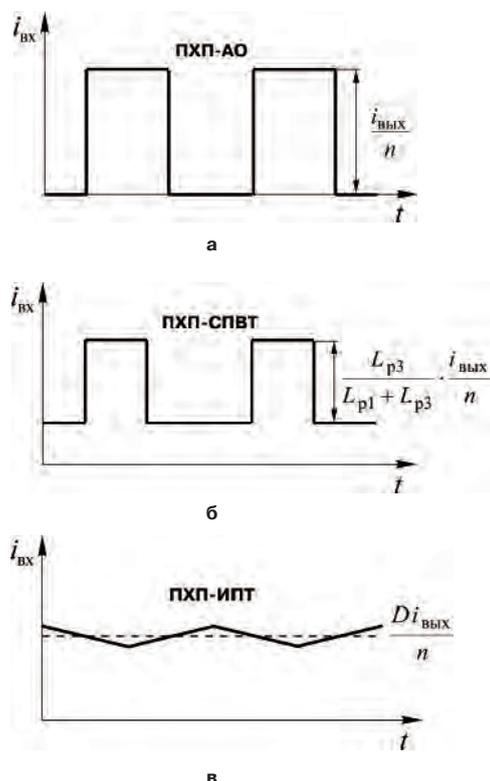


Рис. 1. Пульсирующие токи ПХП-АО (а) и ПХП-СПВТ (б); желаемая форма входного тока ПХП-ИПТ (в)

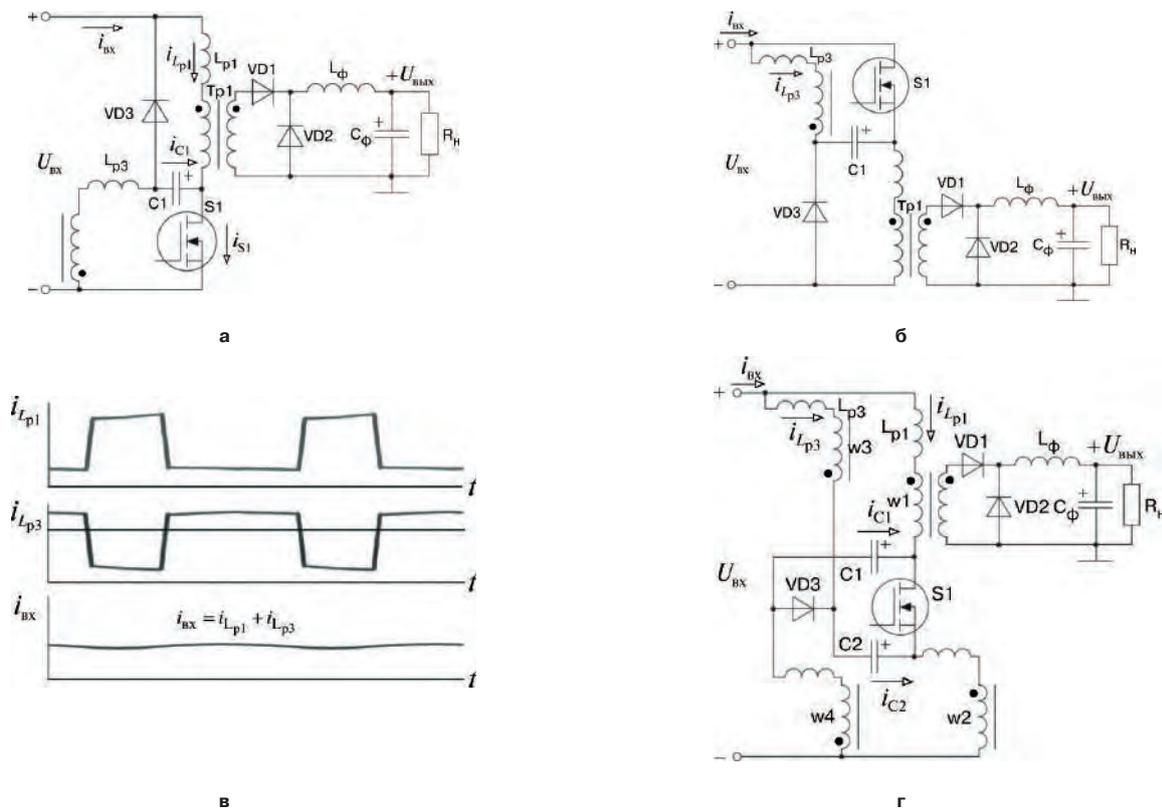


Рис. 2. Схемы ПХП-СПВТ (а) и ПХП-ЗСПВТ (б); процесс исключения пульсаций тока (в); образованный ПХП-ИПТ (г)

позволяет образовать схему прямоходового преобразователя с исключением пульсаций входного тока (ПХП-ИПТ), показанную на рис. 2г [3]. Процесс исключения пульсаций возникает за счет последовательно-параллельного включения ПХП-СПВТ и ПХП-ЗСПВТ, образующих структуру прямоходового преобразователя с исключением пульсаций входного тока (ПХП-ИПТ). ПХП-ИПТ может быть разложен на составные части путем закорачивания обмотки $w2-w3$ (либо $w1-w4$). При этом конденсатор $C2$ (либо $C1$) можно рассматривать, как конденсатор входного фильтра.

Таким образом, высокочастотный ток i_{Lp1} , обеспечиваемый входным током $i_{вх3}$, в ПХП-ИПТ становится непрерывным.

Условия исключения пульсаций тока

Для обеспечения исключения пульсаций тока необходим трансформатор с четырьмя первичными обмотками, а не с двумя, как в случае ПХП-СПВТ. За счет одинаковых первичных индуктивностей рассеяния трансформатора токи $i_{Lp1}, i_{Lp2}, i_{Lp3}$ и i_{Lp4} имеют одинаковые амплитуды, но противоположные по знаку пульсации, что приводит к обеспечению входного тока без пульсаций. Однако, на практике индуктивности рассеяния имеют отклонения. В результате, характеристики исключения пульсаций ухудшаются, и преобразователь начинает работать как ПХП-СПВТ со значительно меньшими пульсациями тока.

Таким образом, необходимо провести анализ механизма исключения пульсаций тока по отношению распределения индуктивности рассеяния. Эквивалентная схема распределения пульсаций тока нагрузки во время отпирания силового ключа $S1$ показана на рис. 3.

Распределение пульсаций тока нагрузки между $U_{вх}$, U_{C1} и U_{C2} определяется различными индуктивностями рассеяния компонентов. Пульсации тока нагрузки от $U_{вх}$ прикладываются к сумме индуктивностей рассеяния L_{p1} и L_{p2} . Напряжение на конденсаторе $C1$, равное напряжению питания, приложено к сумме индуктивностей рассеяния L_{p2} и L_{p4} , а напряжение на конденсаторе $C2$, также равное входному напряжению, приложено к сумме индуктивностей рассеяния

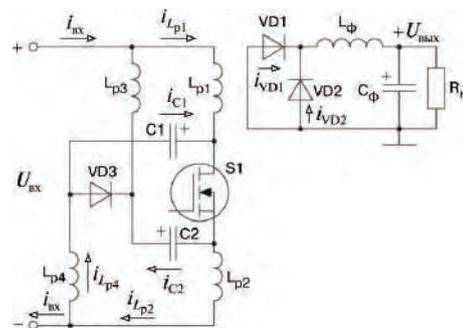


Рис. 3. Эквивалентная схема распределения пульсаций тока нагрузки во время отпирания силового ключа $S1$

L_{p2} и L_{p4} . Поскольку напряжения U_{C1} и U_{C2} ограничены на уровне напряжения $U_{вх}$, каждую составляющую тока можно определить по следующим формулам:

$$\Delta i_{L_{p1}} = \frac{U_{вх}(T_4 - T_3)}{L_{p1} + L_{p2}}; \quad (1)$$

$$\Delta i_{L_{p2}} = \frac{U_{вх}(T_4 - T_3)}{L_{p2} + L_{p4}}; \quad (2)$$

$$\Delta i_{L_{p3}} = \frac{U_{вх}(T_4 - T_3)}{L_{p1} + L_{p3}}; \quad (3)$$

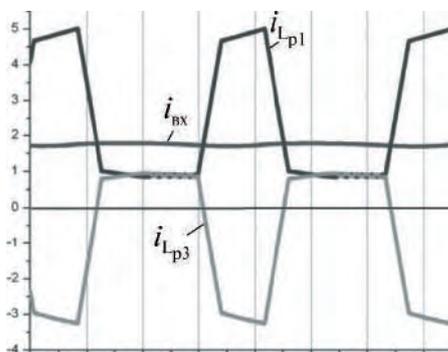
Для обеспечения полного исключения пульсаций тока должны удовлетворяться следующие равенства:

$$\Delta i_{L_{p1}} = \Delta i_{L_{p2}}, \text{ если } L_{p1} = L_{p4}; \quad (4)$$

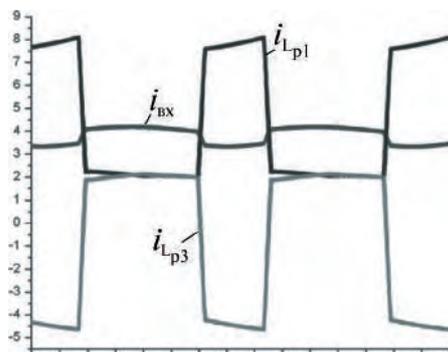
$$\Delta i_{L_{p1}} = \Delta i_{L_{p3}}, \text{ если } L_{p2} = L_{p3}. \quad (5)$$

В противном случае эффект исключения пульсаций будет сведен в снижению пульсаций.

Влияние изменения индуктивности рассеяния на эффективность исключения пульсаций тока было проверено с помощью программы моделирования. Исследованы два случая.



а



б

Рис. 4. Проверка способа исключения пульсаций тока при $L_{p1} = L_{p4} = 10$ мкГн и $L_{p2} = L_{p3} = 1$ мкГн (а) и 10%-ном отклонении величин индуктивностей ($L_{p1} = L_{p4} = 11$ мкГн и $L_{p2} = L_{p3} = 1,1$ мкГн) (б)

Согласно требованиям к полному исключению пульсаций (4) и (5) индуктивности рассеяния выбраны следующими: $L_{p1} = L_{p4} = 10$ мкГн, а $L_{p2} = L_{p3} = 1$ мкГн. При этом входной ток не содержит пульсаций (рис. 4а).

Напротив, при 10%-ном отклонении величин индуктивностей L_{p1} и L_{p4} , либо L_{p2} и L_{p3} , в выходном токе появлялись небольшие пульсации (рис. 4б).

Таким образом, для обеспечения непрерывной формы входного тока необходимо выполнение равенств $L_{p1} = L_{p4}$ и $L_{p2} = L_{p3}$, при этом настоятельно рекомендуется выполнять каждую пару в виде бифилярных обмоток.

Анализ установившегося режима работы

Когда силовой транзистор открыт, за счет двух ограничительных конденсаторов ПХП-ИПТ можно представить как три параллельно включенных прямых преобразователя. Когда силовой ключ S1 замкнут (рис. 5а), к обмоткам трансформатора $w1-w3$, $w3-w4$ и $w1-w3$ приложены напряжения трех источников $U_{вх}$, U_{C1} и U_{C2} , а энергия от индуктивностей рассеяния передается в нагрузку. После размыкания силового ключа S1 оба ограничительных конденсатора C1 и C2 заряжаются от входного источника (рис. 5б).

Формы токов преобразователя показаны на рис. 6. Выражения для определения токов преобразователя можно получить на основе свойства баланса заряда конденсатора.

Полагая, что $i_{нм} \ll i_{вых}$, ($i_{нм}$ ток намагничивания, $i_{вых}$ ток нагрузки), получаем следующее равенство

$$i_{вх} + i_{C1} + i_{C2} = \frac{i_{вых}}{n}. \quad (6)$$

Конденсаторы C1 и C2 отдадут энергию в нагрузку во время замкнутого состояния силового ключа и заряжаются во время его разомкнутого состояния (рис. 5б).

Зарядный ток каждого из конденсаторов определяется выражением:

$$i_b = i_{C1} = i_{C2} = -\frac{i_{вх}}{2}. \quad (7)$$

Во время замкнутого состояния ключа приведенный ток нагрузки обеспечивается токами $i_{вх}$, i_{C1} и i_{C2} :

$$i_c + 2i_a = \frac{i_{вых}}{n}. \quad (8)$$

Ток i_c можно рассчитать на основе баланса заряда конденсатора следующим образом:

$$i_a DT_{пер} = \frac{|i_b|(1-D)T_{пер}}{2}; \quad (9)$$

$$i_c = \frac{Di_{вых}}{n} = i_{ср}; \quad (10)$$

Таким образом

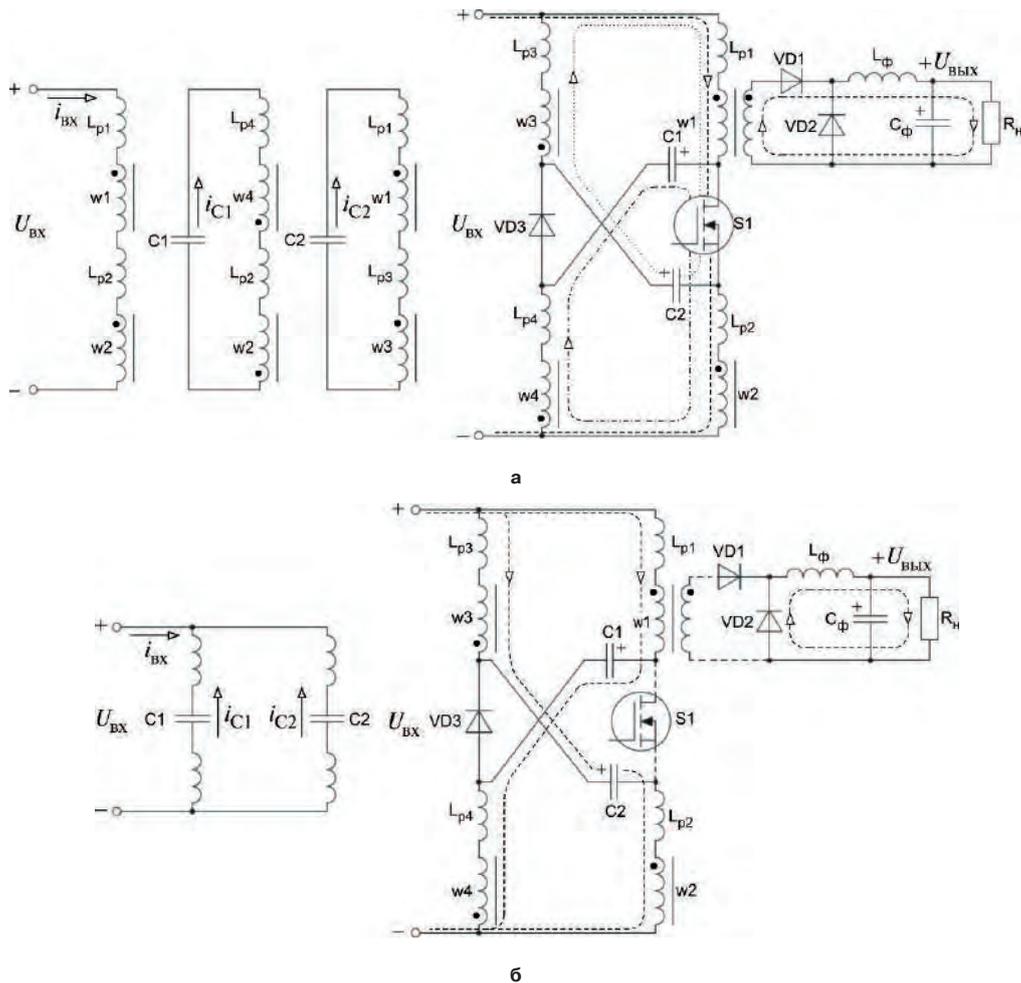


Рис. 5. Режимы работы ПХП-ИПТ: а – силовой ключ замкнут; б – силовой ключ разомкнут

$$i_a = \frac{(1-D)i_{\text{ВЫХ}}}{2n}; \tag{11}$$

$$i_b = \frac{Di_{\text{ВЫХ}}}{2n}. \tag{12}$$

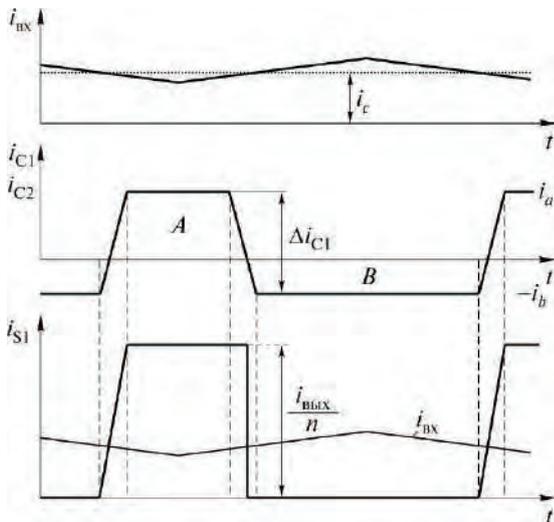


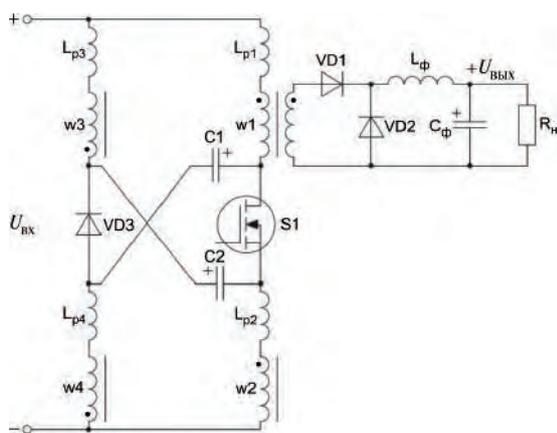
Рис. 6. Формы токов ПХП-ИПТ

Принцип действия прямоходового преобразователя с исключением пульсаций тока

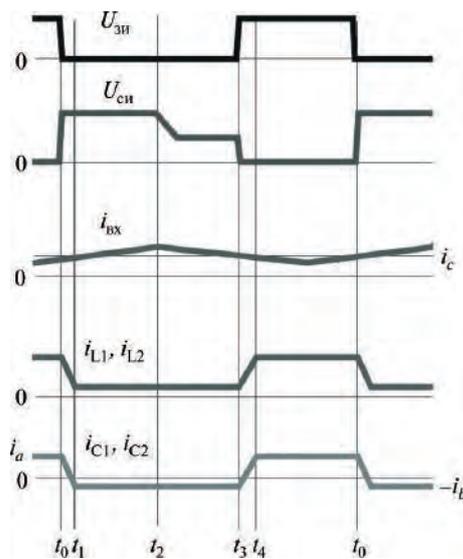
Схема прямоходового преобразователя с исключением пульсаций тока (ПХП-ИПТ) и основные временные диаграммы, поясняющие работу схемы, показаны на рис. 7. Первичная сторона силовой части преобразователя состоит из ключа S1, двух ограничительных конденсаторов C1 и C2, ограничительного диода VD3 и трансформатора. Трансформатор включает четыре одинаковые первичные обмотки и одну вторичную, а отношение витков обмоток трансформатора $n = 1$. Индуктивностями $L_{p1}-L_{p4}$ представлены индуктивности рассеяния обмоток w1-w4 соответственно.

Для упрощения анализа схемы полагаем, что индуктивность дросселя выходного фильтра достаточно велика, чтобы ее можно было представить источником тока, равного по величине выходному току ($i_{\text{ВЫХ}}$). Емкости ограничительных конденсаторов полагаем достаточно большими, так что напряжение на них можно считать постоянным. Кроме этого полагаем, что

- ток намагничивания $i_{\text{НМ}} \ll i_{\text{ВЫХ}}$;
- индуктивности рассеяния $L_{p1} = L_{p2} = L_{p3} = L_{p4} = L_k$;
- емкости ограничительных конденсаторов



а



б

Рис. 7. Схема ПХП-ИПТ (а) и основные временные диаграммы (б)

$$C_1 = C_2 = C_c;$$

- частоту перегиба

$$f_0 = 1 / (2\pi\sqrt{2L_k C_c}) \ll f_{пер},$$

где $f_{пер}$ – частота переключений.

В установившемся режиме работы преобразователя на одном периоде переключений можно выделить пять характерных интервалов времени (рис. 8).

Интервал (t_0-t_1). Работа схемы начинается с момента времени t_0 , когда силовой ключ разомкнут (рис. 8а). До этого момента времени передавалась энергия от входного источника $U_{вх}$ и запасенная в конденсаторах C_1 и C_2 . Токи i_{C1} и i_{C2} обеспечивают одну часть тока нагрузки, протекая через пары обмоток трансформатора w_3-w_4 и w_3-w_1 . другая часть тока нагрузки обеспечивается током $i_{вх}$, протекающим через пару обмоток w_1-w_3 . Таким образом, согласно (10) и (11) сумма этих токов равна току нагрузки, приведенному к первичной стороне преобразователя.

В момент времени t_0 справедливы следующие соотношения:

$$i_{вх} = \frac{Di_{ввх}}{n}; \tag{13}$$

$$i_{S1} = i_{вх} + i_{C1} + i_{C2} = \frac{i_{ввх}}{n}; \tag{14}$$

$$i_{C1} = i_{C2} = i_a = \frac{(1-D)i_{ввх}}{2n}. \tag{15}$$

После размыкания силового ключа S_1 в момент времени t_0 обмотки трансформатора w_1-w_4 оказываются замкнутыми, вследствие отпириания диодов VD_1 и VD_2 . Как следствие на интервале $t_0 < t < t_1$ на три пары индуктивностей рассеяния $L_{p1}-L_{p3}$, $L_{p1}-L_{p2}$ и $L_{p2}-L_{p4}$ подается отрицательное напряжение, и, таким образом, токи $i_{вх}$, i_{C1} и i_{C2} линейно уменьшаются до момента прерывания приведенного тока нагрузки согласно выражению

$$i_{C1} = i_{C2} = \frac{(1-D)i_{ввх}}{2n} - \frac{U_{вх}(t-t_0)}{2L_k}. \tag{16}$$

Ограничительный диод принудительно откроется токами индуктивностей рассеяния и намагничивания, а энергия индуктивностей рассеяния будет запасаться в конденсаторах C_1 и C_2 . Перенапряжение $U_{си}$ на силовом ключе будет ограничено на уровне суммы напряжений $U_{C1} + U_{C2} = 2U_{вх}$. Таким образом, размагничивающие напряжения U_{C1} , U_{C2} и $U_{вх}$ прикладываются к парам обмоток w_1-w_3 , w_2-w_3 и w_4-w_3 , и начинается процесс размагничивания сердечника.

В момент времени t_1 диод VD_1 запирается, так как ток нагрузки свободно циркулирует через диод VD_2 , и

$$i_{C1} = i_{C1} = -i_b = -\frac{Di_{ввх}}{2n}. \tag{17}$$

Интервал (t_1-t_2). На этом интервале ток намагничивания протекает через диод VD_3 , за счет чего обеспечивается размагничивание трансформатора (рис. 8б). Первичный ток $i_{вх}$ протекает по цепям $L_{p1}-w_1-C_1-L_{p4}-w_4$ и $L_{p3}-w_3-C_2-L_{p2}-w_2$. Поскольку обмотки w_1 и w_4 (либо w_2 и w_3) включены встречно, напряжения на них взаимно уничтожаются, и конденсаторы C_1 (или C_2) заряжаются от входного источника $U_{вх}$. В момент времени t_2 среднее значение вольт-секунд трансформатора становится равным нулю, и диод VD_3 запирается.

На этом интервале справедливы следующие соотношения:

$$U_{зи} = 2U_{вх}; \tag{18}$$

$$i_{вх} = \frac{Di_{ввх}}{n}; \tag{19}$$

$$i_{L_{p1}} = i_{L_{p2}} = i_b = \frac{Di_{ввх}}{2n}; \tag{20}$$

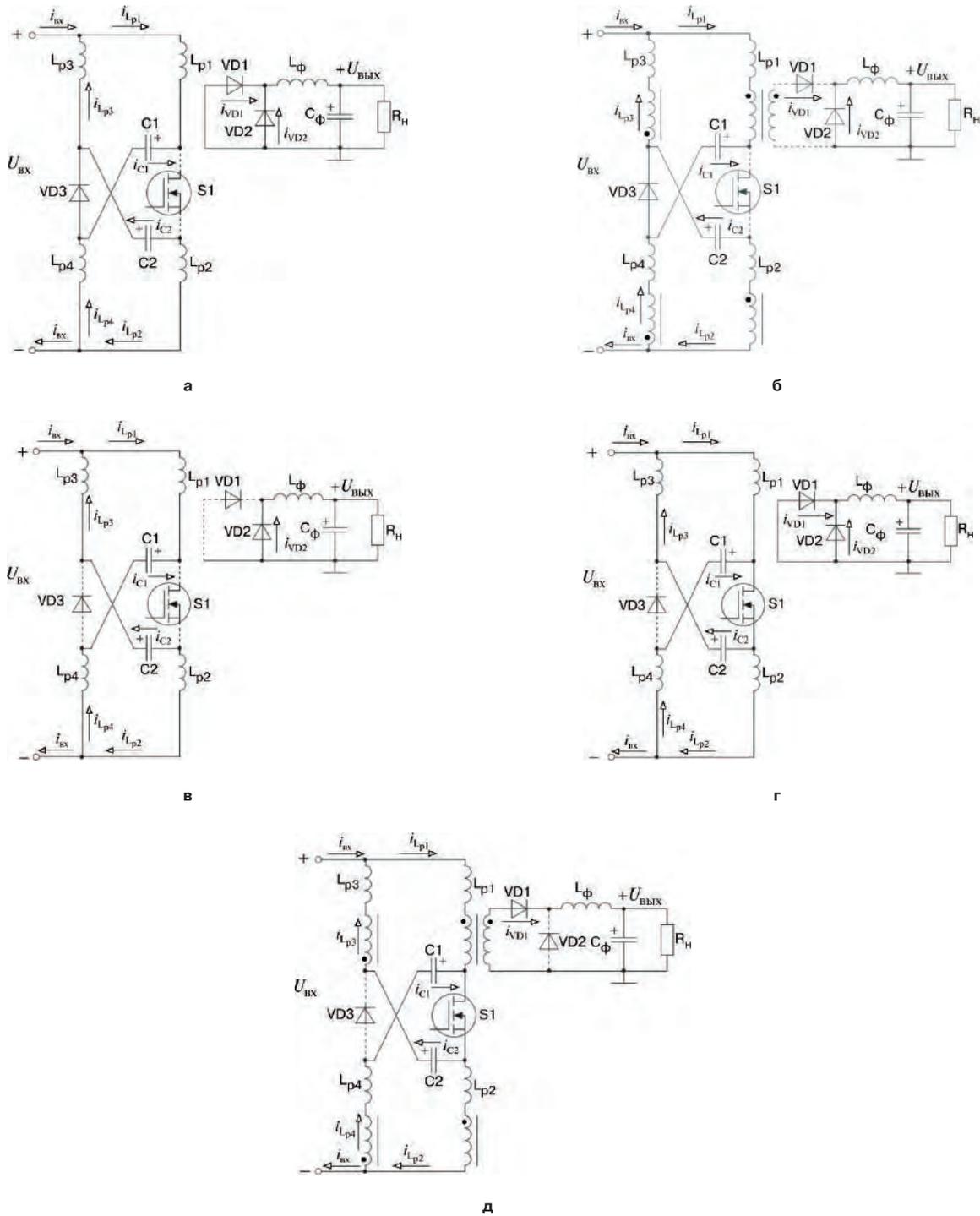


Рис. 3.8. Эквивалентные схемы ПХП-ИПТна интервалах периода перелючений:
 а – (t_0-t_1) ; б – (t_1-t_2) ; в – (t_2-t_3) ; г – (t_3-t_4) ; д – (t_4-t_0)

$$i_{C1} = i_{C2} = -i_b = -\frac{Di_{\text{ВВЫХ}}}{2n}. \quad (21)$$

Интервал (t_2-t_3) . На этом интервале обмотки трансформатора оказываются замкнутыми вследствие недостатка энергии намагничивания (рис. 8в). Конденсаторы С1 и С1 непрерывно заряжаются, и напряжения на них ограничиваются величиной $U_{\text{ВХ}}$.

Перенапряжения на силовом ключе и ограничительном диоде ограничены величиной $U_{\text{ВХ}}$. В момент времени t_3 к затвору силового ключа прикладывается отрицательное напряжение.

На этом интервале времени справедливы следующие соотношения:

$$U_{\text{ЗИ}} = U_{\text{ВХ}}; \quad (22)$$

$$i_{\text{BX}} = \frac{D i_{\text{ВЫХ}}}{n}; \quad (23)$$

$$i_{L_{p1}} = i_{L_{p2}} = i_b = \frac{D i_{\text{ВЫХ}}}{2n}; \quad (24)$$

$$i_{C1} = i_{C2} = -i_b = -\frac{D i_{\text{ВЫХ}}}{2n}. \quad (25)$$

Интервал (t_3-t_4). В момент времени t_3 замыкается силовой ключ S1 (рис. 8г). Поскольку открыты диоды VD1 и VD2, обмотки трансформатора оказываются замкнутыми. Как следствие, ко всем индуктивностям рассеяния $L_{p1}-L_{p4}$ прикладывается положительное напряжение, и токи i_{C1} и i_{C2} линейно нарастают согласно приведенному току нагрузки.

На интервале $t_3 < t < t_4$

$$i_{C1} = i_{C2} = -\frac{D i_{\text{ВЫХ}}}{2n} + \frac{U_{\text{BX}}(t-t_3)}{2L_k}. \quad (26)$$

В момент времени t_4

$$i_{C1} = i_{C2} = \frac{(1-D) i_{\text{ВЫХ}}}{2n}. \quad (27)$$

$$i_{\text{BX}} + i_{C1} + i_{C2} = \frac{i_{\text{ВЫХ}}}{n}. \quad (28)$$

Интервал (t_4-t_0). На этом интервале происходит передача энергии от источника питания U_{BX} и конденсаторов C1 и C2 (рис. 8д). Токи i_{C1} и i_{C2} обеспечивают одну часть тока нагрузки, протекая через пары обмоток трансформатора w_3-w_4 и w_3-w_1 . Другая часть тока нагрузки обеспечивается током i_{BX} , протекающим через пару обмоток w_1-w_3 ; причем сумма этих токов равна приведенному току нагрузки (28). В момент времени t_0 справедливы следующие соотношения

$$i_{\text{BX}} = \frac{D i_{\text{ВЫХ}}}{n}; \quad (29)$$

$$i_{S1} = i_{\text{BX}} + i_{C1} + i_{C2} = \frac{i_{\text{ВЫХ}}}{n}; \quad (30)$$

$$i_{C1} = i_{C2} = i_a = -\frac{(1-D) i_{\text{ВЫХ}}}{2n}. \quad (31)$$

Силовой ключ S1 размыкается, и начинается новый период переключений.

Встроенный фильтр нижних частот

Помимо рассмотренных преобразований, к ПХП-ИПТ применим способ обеспечения встроенного фильтра нижних частот (ФНЧ), что позволит улучшить его характеристики.

Применение способа встроенного фильтра можно пояснить с помощью рис. 9. Преобразование схе-

мы начинается с перемещения цепи ограничителя S1-C1-VD3-C2 (рис. 9а). В результате ПХП-ИПТ становится прямоходовым преобразователем с двумя параллельными L-C-L цепочками (рис. 9б).

Для анализа встроенного фильтра силовой каскад ПХП-ИПТ заменен источником пульсирующего тока (рис. 10а).

Полагая, что все индуктивности рассеяния равны L , а емкости ограничительных конденсаторов – C , такой фильтр можно характеризовать следующим коэффициентом передачи

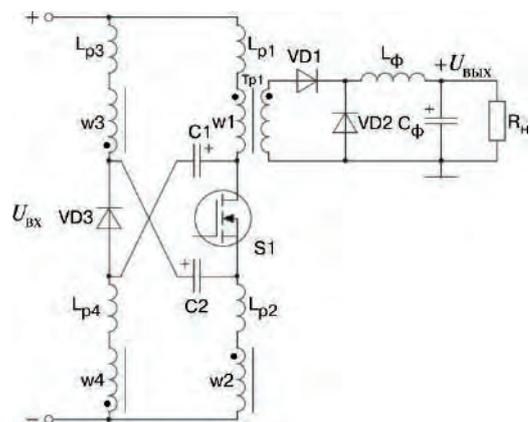
$$K_{\Phi} = \frac{U_{AB}}{U_{\text{BX}}} = \frac{U_A - U_B}{U_{\text{BX}}}; \quad (32)$$

где U_A и U_B определяются соотношениями

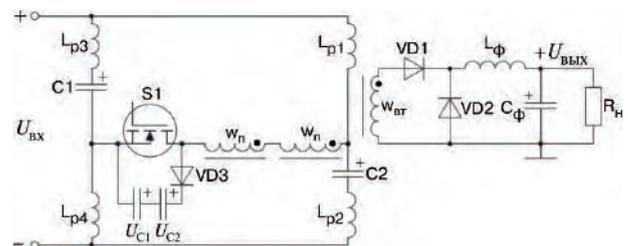
$$U_A = \frac{j\omega L_{p4} + R_L + R_C + \frac{1}{j\omega C_1}}{j\omega(L_{p1} + L_{p4}) + 2R_L + R_C + \frac{1}{j\omega C_1}} \cdot U_{\text{BX}}; \quad (33)$$

$$U_B = \frac{j\omega L_{p2} + R_L + \frac{1}{j\omega C_2}}{j\omega(L_{p2} + L_{p3}) + 2R_L + R_C + \frac{1}{j\omega C_2}} \cdot U_{\text{BX}}. \quad (34)$$

где R_L – активное сопротивление обмотки трансформатора;



а



б

Рис. 9. Преобразование ПХП-ИПТ при формировании встроенного ФНЧ

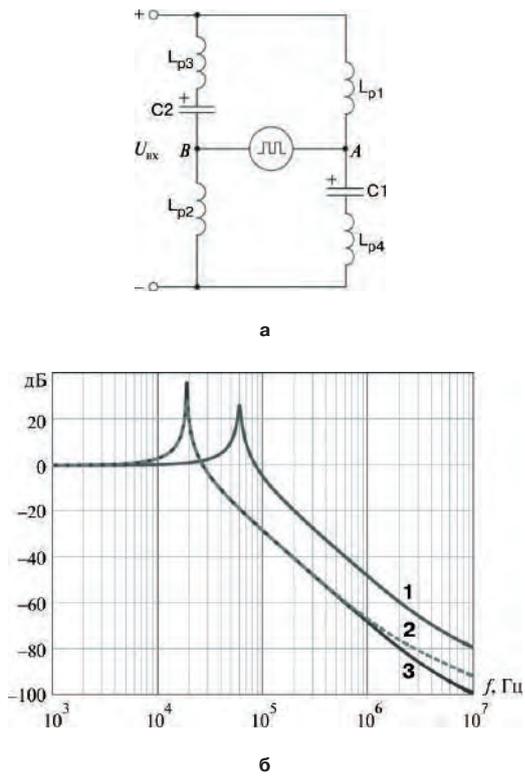


Рис. 10. Эквивалентная схема формирования ФНЧ ПХП-ИП (а); коэффициент передачи встроенного ФНЧ (б): 1 – LC; 2 – 4L-2,5C; 3 – 10L-C

R_C – эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора.

Резонансная частота определяется соотношением

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (35)$$

Зависимости коэффициента передачи фильтра от частоты для трех комбинаций L и C показаны на рис. 10б. Такой фильтр представляет собой фильтр нижних частот. В отличие от фильтра ПХП-СПВТ рассмотренный встроенный фильтр позволяет обеспечить большее ослабление за счет выбора меньшего значения резонансной частоты.

Напряжение на конденсаторе можно рассчитать с помощью следующих соотношений:

$$U_{зи} = U_{C1} + U_{C2}; \quad (36)$$

$$U_{C1\max} = U_{C2\max} = U_{C1cp} + \frac{\Delta U_C}{2} = U_{вх} + \frac{(1-D)Di_{в\text{ых}}}{4nC f_{пер}}; \quad (37)$$

$$U_{зи} = U_{C1} + U_{C2} = U_{вх} + \frac{(1-D)Di_{в\text{ых}}}{2nC f_{пер}}. \quad (38)$$

Таким образом, емкость конденсатора рассчитывается согласно выражению

$$C = \frac{(1-D)Di_{в\text{ых}}}{2n f_{пер} (U_{си\max} - 2U_{вх\max})}. \quad (39)$$

Емкость конденсатора является функцией нескольких параметров, таких как частота переключений $f_{пер}$, ток нагрузки $i_{в\text{ых}}$, коэффициент заполнения D .

После определения технических данных преобразователя, в том числе и частоты переключений, L и C рассчитываются согласно (35) и (39).

Далее вопрос проектирования заключается в выборе компромисса между КПД и размерами конденсатора. После определения величины перенапряжения на силовом ключе производится выбор ограничительного конденсатора. Однако, для обеспечения меньшей резонансной частоты требуется большая по величине индуктивность, что приводит к увеличению времени включения на интервале $(t_3 - t_4)$. В результате, если отношение витков трансформатора выбрано таким, чтобы удовлетворять техническим требованиям к регулированию напряжения нагрузки при изменении питающего напряжения, может произойти ухудшение КПД. Для конкретного устройства возможно большое количество сочетаний величин емкости ограничительного конденсатора и индуктивности рассеяния.

Схема модели ПХП-ИПТ показана на рис. 11а, а результаты моделирования: напряжение затвор-исток $(V(g, s))$, входной ток преобразователя $(I(Vs))$ и напряжение сток-исток силового МДП-транзистора $(V(d, s))$ на рис. 11б.

Для демонстрации преимуществ преобразователя, обеспечивающего отсутствие пульсаций входного тока, на рис. 12 для сравнения приведены спектральные составы входных токов ПХП-АО, ПХП-СПВТ и ПХП-ИПТ. Видно, что наилучший спектральный состав входного тока имеет ПХП-ИПТ.

Таким образом, форма входного тока ПХП-ИПТ непрерывна с небольшими пульсациями синусоидальной формы, при этом среднее значение тока входного конденсатора наименьшее среди трех рассмотренных преобразователей. При этом имеется возможность дальнейшего уменьшения размеров фильтра защиты от электромагнитных помех.

Результаты экспериментальных исследований

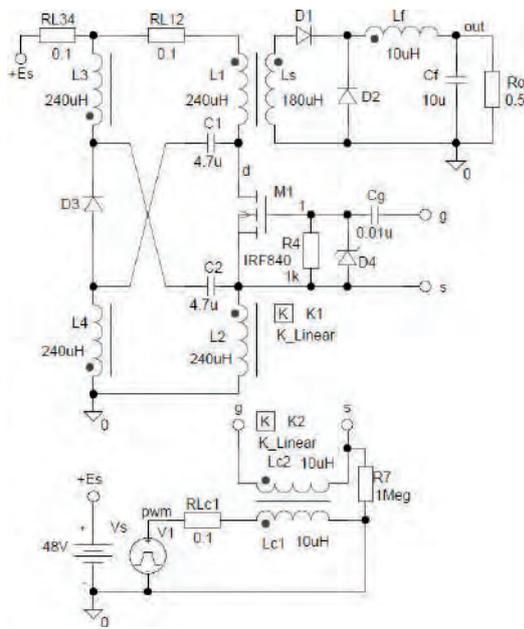
Для подтверждения результатов теоретических исследований и демонстрации преимуществ применения способа исключения пульсаций создан лабораторный макет прямоходового преобразователя с исключением пульсаций входного тока (ПХП-ИПТ) со следующими параметрами

- входное напряжение: 40...60 В;
- выходное напряжение: 5 В;
- выходная мощность: 200 Вт;
- частота переключений: 150 кГц.

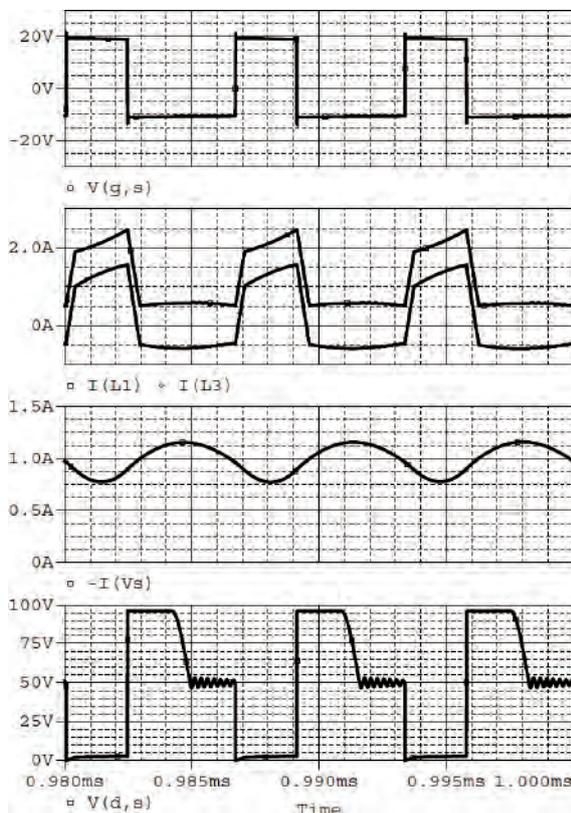
Трансформатор собран на сердечнике ER35 с отношением витков 3:3:3:2, т. е. эффективный коэффициент трансформации равен 3. Силовой ключ разработан на основе транзистора Fairchild FQA55N25. Выбранные диоды MOSPEC S60D60CJ с прямым падением напряжения 0,75 В. Индуктивность рассеяния

каждой обмотки составляет 800 нГн, а емкости ограничительных конденсаторов 4,4 мкФ.

Схема силовой части преобразователя показана на рис. 7, а осциллограммы тока и напряжений на рис. 13. Все осциллограммы получены при



а



б

Рис. 11. Схема модели ПХП-ИПТ (а); результаты моделирования (б): V(g,s) – напряжение затвор исток; I(Vs) – потребляемый ток; V(d,s) – напряжение сток-исток

$U_{вх} = 48 \text{ В}$, $U_{вых} = 5 \text{ В}$ и токе нагрузки 20 А. Из рис. 13 видно, что напряжение на силовом ключе ($U_{сн}$) ограничено удвоенной величиной входного напряжения и не имеет выбросов.

На осциллограмме входного тока ($i_{вх}$) наблюдаются небольшие пульсации, вызванные небольшой разницей величин индуктивностей рассеяния.

Проведено экспериментальное сравнение ПХП-АО и преобразователя с исключением пульсаций тока (ПХП-ИПТ).

Зависимость амплитуд основных гармоник входного тока от тока нагрузки ПХП-АО и ПХП-ИПТ показана на рис. 14. В ПХП-ИПТ ослабление основной гармоники происходит за счет применения механизма исключения пульсаций, что позволяет обеспечить меньшую амплитуду основной гармоники, по сравнению с ПХП-ПХП-АО.

Сравнение преобразователей по КПД приведено на рис. 15. Несмотря на то, что ПХП-ИПТ имеет наибольший КПД при малых нагрузках, он работает с ограничением коэффициентом заполнения, что приводит к увеличению потерь на проводимость при работе с большими нагрузками. Таким образом, при полной нагрузке наилучший КПД имеет ПХП-АО.

Выводы

Рассмотрен способ, позволяющий еще улучшить характеристики преобразователя. Для реализации зеркально отображенного преобразователя со снижением пульсаций входного тока (ПХП-ЗСПТВ) использованы два набора ограничительный конденсатор–индуктивность рассеяния. Такой преобразователь образован за счет зеркального отображения компонентов ПХП-СПВТ сверху вниз. Исследования такой структуры показали, что ее характеристики аналогичны характеристикам ПХП-ИПТ. Исключение пульсаций входного тока достигнуто за счет последовательно-параллельного

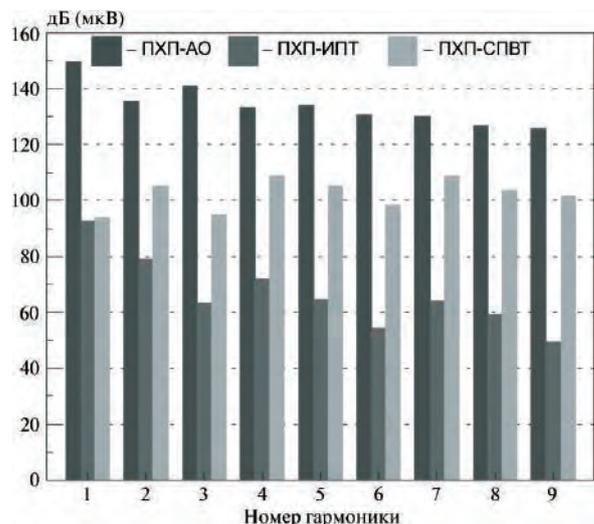


Рис. 12. Сравнение спектральных составов ПХП-АО, ПХП-СПВТ и ПХП-ИПТ

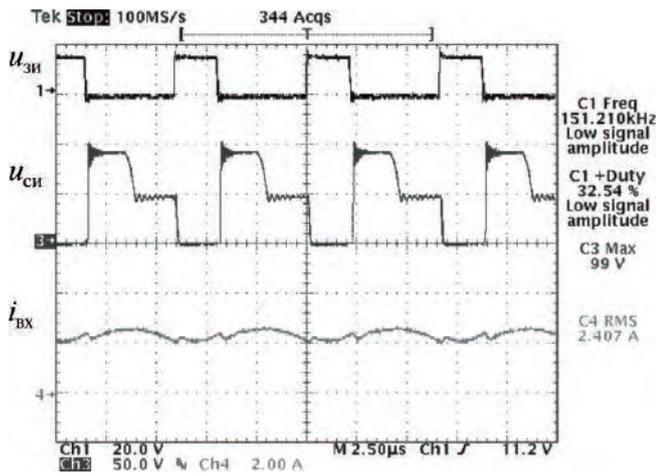


Рис. 13. Осциллограммы напряжений затвор-исток ($u_{зи}$), сток-исток ($u_{си}$) и входного тока ($i_{вх}$)

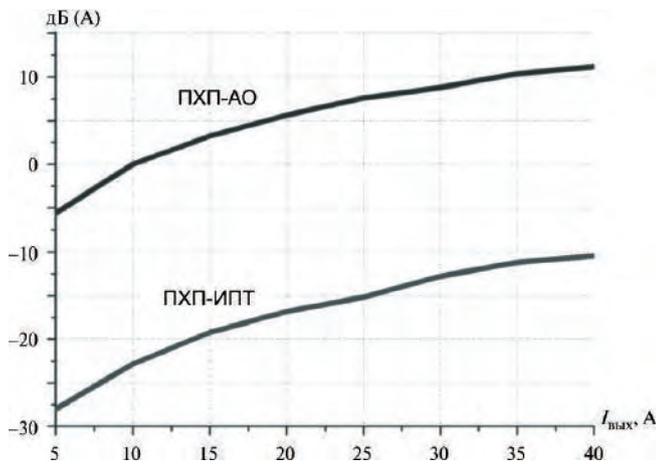


Рис. 14. Измеренные амплитуды основных гармоник входного тока ПХП-АО и ПХП-ИПТ

соединения ПХП-СПВТ и ПХП-ЗСПТВ. Таким образом, образован прямоходовый преобразователь с исключением пульсаций входного тока.

За счет обеспечения исключения пульсаций входного тока существенно снижена интенсивность электромагнитных помех.

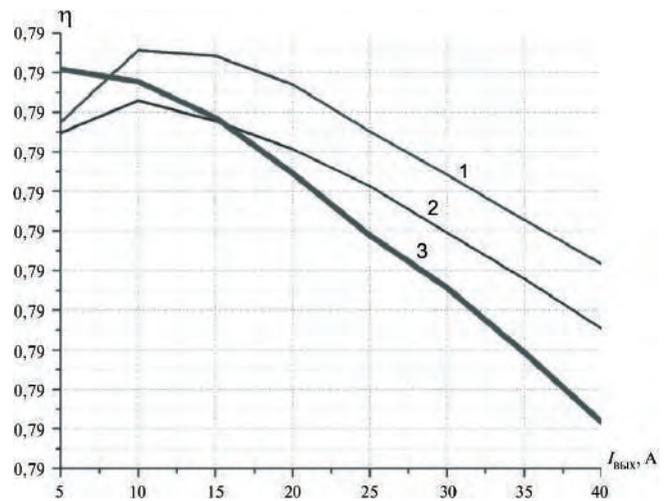


Рис. 15. Сравнение измеренных КПД преобразователей: 1 – ПХП-АО; 2 – ПХП-СПВТ; 3 – ПХП-ИПТ

Помимо теоретического анализа проведено сравнение характеристик ПХП-СПВТ, ПХП-АО и ПХП-ИПТ. Для подтверждения результатов анализа проведены экспериментальные исследования преобразователя.

Однако, следует отметить, что КПД ПХП-СПВТ и ПХП-ИПТ несколько ниже, чем у ПХП-АО.

Литература

1. Д. С. Дейнеко. Сравнение структур прямоходовых преобразователей постоянного напряжения. – Практическая силовая электроника, № 36, 2009, С. 7–12.
2. А. В. Лукин, Д. С. Дейнеко. Прямоходовый преобразователь со снижением пульсаций входного тока. – Там же, С. 13–22.
3. Ching-Shan Leu and J. B. Hwang. “A Built-in Input Filter Forward Converter,” – US. Patent No. 5,523,936. June 4, 1996.

Дейнеко Дмитрий Сергеевич, заместитель Генерального директора ЗАО “ММП-Ирбис” по маркетингу, тел.: 8(495) 987-10-16.

С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. В. Крючков, Ю. Г. Следков

СРАВНЕНИЕ СПОСОБОВ ОПТИМАЛЬНОЙ МИНИМИЗАЦИИ КОЭФФИЦИЕНТА ГАРМОНИК И ИСКЛЮЧЕНИЯ ГАРМОНИК С РЕГУЛИРОВАНИЕМ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ИНВЕРТОРОВ С МНОГОУРОВНЕВЫМ ВЫХОДНЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

S. V. Averin, T. V. Anisimova,
A. N. Danilina, V. V. Kruichkov,
U. G. Sledkov

Comparison of Optimal THD Minimization and Harmonic Elimination Methods with Voltage control For Multilevel Voltage Inverters

В статье проведена сравнительная оценка двух стратегий формирования напряжений для управления инверторами с многоуровневым (ступенчатым) выходным напряжением – исключения гармоник с регулированием напряжений (ИГРН) и оптимальной минимизации коэффициента гармоник (ОМКГ). Оба способа крайне важны и эффективны при для повышения качества выходного напряжения инвертора. Первый способ позволяет исключать из спектра выходного напряжения инвертора заданные низшие из высших гармоник, а второй – минимизировать величину коэффициента гармоник выходного напряжения инвертора. В начале приведено краткое описание основных идей и понятий для каждого способа. Затем рассмотрены их характеристики и проведено сравнение. Представлены результаты моделирования и проведено их сравнение.

Ключевые слова: инвертор, ступенчатое выходное напряжение, спектральный состав, исключение гармоник, коэффициент гармоник

The article presents comparative evaluation of two modulation strategies developed for multilevel inverters control: the harmonic elimination with voltage control (OHSW) and optimal minimization of total harmonic distortion (OMTHD) very important and efficient strategies of eliminating selected harmonics from spectrum of the output voltage or minimizing its total harmonic distortion. First, the basic idea and concept of each technique are briefly described. Then the performances of each one are considered and comparison between them is made. Also simulation results are presented and compared.

Key words: multilevel inverter, single phase inverter, three-phase inverter, harmonic elimination, Pulse-Width Modulation (PWM), THD.

В настоящее время большинство приводов электрических машин представляют собой системы трехфазного переменного тока. Эти приводы обеспечивают работу с переменной скоростью – хорошим примером такого привода является управление подвижным составом городского транспорта. При таком режиме работы в состав приводов должен входить преобразователь, на выходе которого формируется переменное напряжение переменной частоты.

Существует несколько систем приводов электрических машин переменного тока с изменяемой скоростью. В статье будут рассмотрены только инверторы. Первые инверторы имели двухуровневое выходное напряжение. Вследствие увеличивающихся мощностей и более строгих ограничений по коэффициенту гармоник такие структуры затруднительно использовать в таких областях, как городской транспорт и системы распределения электроэнергии. Таким образом, в этих областях требуются структуры, известные как “многоуровневые”, которые позволяют решить эти проблемы. Впервые многоуровневая система, в которой не использовался трансформатор представлена в [1].

Основная функция таких многоуровневых структур состоит в формировании желаемой формы переменного напряжения с помощью нескольких источников постоянного напряжения. Таким

образом, эти структуры позволяют преодолеть ограничения по напряжению полупроводниковых компонентов, имеющих место в двухуровневых структурах, а также повысить качество выходного напряжения за счет, например, уменьшения коэффициента гармоник [1–7].

Наиболее перспективным представляется инвертор со ступенчатым выходным напряжением, в котором используется каскадное включение мостовых инверторов с отдельными источниками питания. Далее будем называть его “каскадным многоуровневым инвертором”, поскольку его структура не только модульная и наиболее простая, но также содержит наименьшее число компонентов [6]. Модульность такой структуры позволяет легко увеличивать число ступеней выходного напряжения без нежелательного усложнения силовой части инвертора. Кроме того, при этом не требуются дополнительные ограничительные диоды и конденсаторы для симметрирования напряжений.

Для управления такой многоуровневой структурой (или другими аналогичными типами многоуровневых структур) существует целый ряд представляющих интерес эффективных стратегий модуляции. Как правило, эти стратегии получены на основе стратегий управления двухуровневыми структурами. По часто-

те переключений все эти стратегии можно разделить на две группы – схемы работающие с низкими частотами переключений и схемы, работающие с высокими частотами переключений. Наиболее известными являются:

- ✧ методы субгармонической широтно-импульсной модуляции, называемые также методами синусоидальной ШИМ или синусоидально-треугольной ШИМ;
- ✧ методы вычисляемой ШИМ;
- ✧ методы пространственно-векторной модуляции;
- ✧ методы сигма-дельта модуляции;
- ✧ комбинированные методы, объединяющие два или более из названных методов.

В статье рассмотрены два альтернативных способа вычисляемой ШИМ (принадлежащих к первой группе): общая методика исключения гармоник с регулированием напряжения и метод оптимальной минимизации коэффициента гармоник. Оба метода применены к каскадному многоуровневому инвертору. Цель статьи состоит в противопоставлении этих двух способов, рассмотренных в [1-11]. Вопрос состоит в том, какой из способов предпочтительнее для управления инверторами и насколько велики их отличия. Сравнение проведено по нескольким аспектам. Особенно различие методов будет оцениваться в понятиях коэффициента гармоник. Для этой цели проведена количественная оценка гармоник, содержащихся в выходных напряжениях инверторов со ступенчатым выходным напряжением.

Для достижения указанной цели сначала приводится описание каскадного многоуровневого инвертора, за которым следует описание базовой схемы формирования импульсов, используемой для управления инвертором. С помощью этой схемы формируется ступенчатое напряжение, при этом она включает большое количество режимов управления для формирования желаемого синусоидального на-

пряжения. В ее функции входят соответственно снижение или исключение низших из высших гармонических составляющих за счет вычисления моментов (углов) переключения ключей силовой части инвертора.

Приведены сравнение двух вышеупомянутых вариантов управления и результаты моделирования, краткий анализ полученных результатов, по которому сделаны выводы.

Структура многоуровневого инвертора и форма выходного напряжения

Структура силовой части многоуровневого инвертора (со ступенчатым выходным напряжением) показана на рис. 1. Она состоит из последовательности ячеек в виде однофазных мостовых схем. Каждая ячейка силовой части формирует часть выходного напряжения $U_{\text{вых}i}$ ($i = 1, 2, \dots, s$ – число мостовых ячеек силовой части) трех разных величин (уровней) $+U_i$, 0 , $-U_i$ за счет подключения постоянного входного напряжения U_i при переключении четырех силовых ключей ячейки [7–9]. При этом величины постоянных входных напряжений ячеек могут различаться между собой. Таким образом, эти напряжения могут быть одинаковыми, а могут быть разными.

Выходное напряжение можно выразить следующей формулой

$$U_i = U_{\text{вых}i}(f_{i1} - f_{i2}), \tag{1}$$

где f_{i1} и f_{i2} – переключающие функции верхних ключей S_{i1} и S_{i3} мостового коммутатора i -ой ячейки силовой части инвертора, определяющие состояние силового ключа (замкнут, разомкнут).

Таким образом, переменное выходное напряжение U_{an} есть сумма выходных напряжений отдельных ячеек силовой части инвертора

$$U_{an} = U_{\text{вых}1} + U_{\text{вых}2} + \dots + U_{\text{вых}s} = \sum_{i=1}^s U_{\text{вых}i}. \tag{2}$$

Воспользовавшись переключающими функциями, выражение (2) можно привести к виду

$$U_{an} = U_1(f_{11} - f_{12}) + \dots + U_s(f_{s1} - f_{s2}). \tag{3}$$

Для трехфазной системы выходы трех одинаковых структур однофазных инверторов могут быть соединены либо звездой, либо треугольником. Например, линейное напряжение U_{AB} будет разностью напряжений фаз A и B , что эквивалентно записи

$$U_{AB} = U_{An} - U_{Bn}. \tag{4}$$

Максимальное число ступенек фазного напряжения может быть равно 3^s , где s – число ячеек однофазных мостовых коммутаторов силовой части инвертора.

Обобщенная форма ступенчатого напряжения, формируемого на выходе каскадного многоуровневого инвертора при низкой частоте переключений ключей

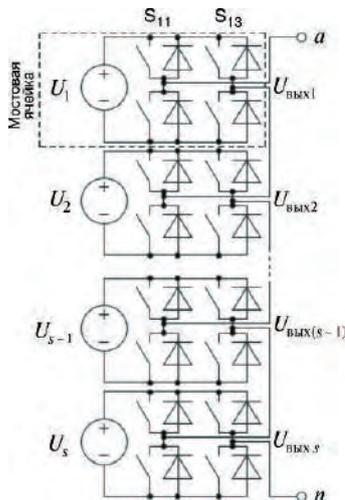


Рис. 1. Структура однофазного инвертора со ступенчатым выходным напряжением

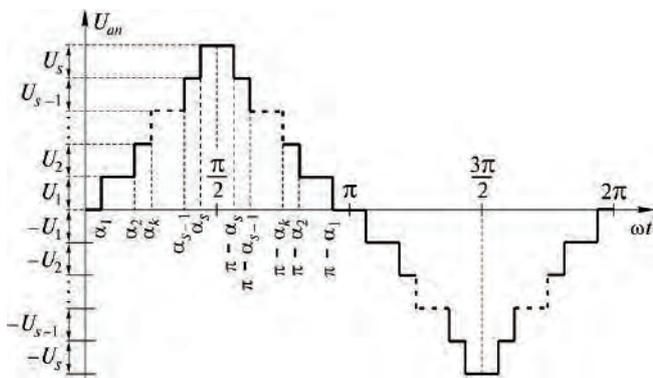


Рис. 2. Обобщенная базовая форма ступенчатого напряжения

чей мостовых коммутаторов (ячеек силовой части) (рис. 1), показана на рис. 2. Такая форма ступенчатого напряжения принята базовой формой напряжения U_{an} , аппроксимирующего синусоидальное. Она представляет собой типовую обобщенную форму многуровневого (ступенчатого) напряжения, формируемого с помощью методов модуляции на основе рассчитанных (заданных) моментов (углов) переключения. Весь дальнейший анализ основан на такой форме выходного напряжения инвертора. Напряжение, показанное на рис. 2, обладает свойствами полуволновой и четвертьволновой симметрии. Оно содержит за период $4s$ углов переключения $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_s$ и включает в себя ряд уровней напряжений, равных, или не равных по величине.

Обзор обобщенных способов формирования оптимального ступенчатого напряжения

При выборе параметров обобщенной формы существуют три возможных способа оптимизации для уменьшения коэффициента гармоник выходного напряжения инвертора.

- Способ оптимизации, основанный на выборе амплитуд (высоты) ступенек. В этом случае используется обобщенная форма с одинаковыми длительностями ступенек или одинаковыми расстояниями между ступеньками (т. е. одинаковыми расстояниями между углами переключений) и различными высотами ступенек (рис. 3а.) Для реализации такой формы напря-

жения необходимы источники постоянного напряжения различной величины.

- Способ оптимизации, основанный на изменении расстояния между ступеньками. Для этого случая используется обобщенная форма (рис. 3б), называемая “ступенчатым напряжением с регулярной структурой” с одинаковой высотой (амплитудой) и изменяемой длительностью ступенек (изменяемый промежуток между ступеньками). Для реализации такой формы напряжения требуются источники постоянного напряжения одинаковой величины, т. е. $U_1 = U_1 = \dots = U_s = U$.
- Способ оптимизации, основанный на изменении высот ступенек и расстояний между ними. Произвольная обобщенная форма ступенчатого напряжения показана на рис. 3в. Как и в первом случае, для реализации такой формы напряжения требуются источники постоянно напряжения различной величины.

Способы улучшения качества обобщенной формы ступенчатого напряжения

После выбора способа оптимизации обобщенной формы ступенчатого напряжения для улучшения его качества можно воспользоваться одним из способов управления. Основными способами управления, позволяющими улучшить качество ступенчатого напряжения являются:

- исключение гармоник, при котором моменты (углы) переключения выбираются таким образом, чтобы из спектра ступенчатого напряжения исключить ряд выбранных (как правило, низших из высших) гармоник, что при водит к снижению коэффициента гармоник [8, 9];
- оптимальный способ минимизации, при котором моменты (углы) переключения выбираются такими, чтобы наиболее эффективно снизить коэффициент гармоник выходного ступенчатого напряжения инвертора, при этом, в общем случае, амплитуды гармоник существенно снижаются без их исключения [10–12].

Далее оба эти способа будут кратко рассмотрены и, для упрощения анализа, применены при ис-

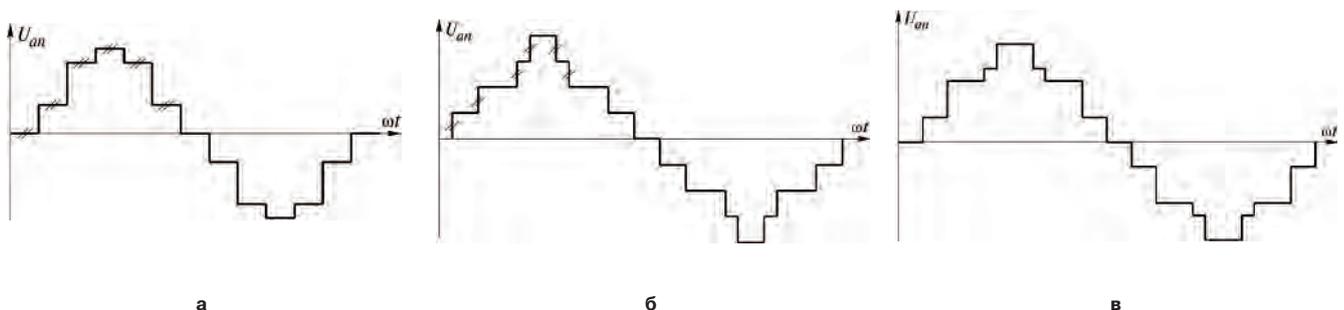


Рис. 3. Обобщенные формы ступенчатого напряжения: а – с одинаковыми расстояниями между ступеньками; б – с регулярной структурой; в – произвольная форма

следовании ступенчатых напряжений с регулярной структурой.

Способ исключения гармоник

Обобщенный способ исключения гармоник для выходных напряжений ступенчатой формы называется “оптимальная форма ступенчатого напряжения” (ОФСН). Целью способа является снижение коэффициента гармоник выходного напряжения инвертора. Основная идея этого способа состоит в исключении заданных гармоник, как правило, низших из высших, за счет соответствующего выбора моментов (углов) переключения ключей мостового коммутатора. Он реализуется с помощью грамотного использования режима ШИМ с селективным исключением гармоник (ШИМ-СИГ), применяемого в схемах управления трехуровневыми инверторами на основе однополярной ШИМ [16], к обобщенным ступенчатым формам, получаемым от источников постоянного напряжения различной величины.

В силу симметрии выбранной обобщенной формы напряжения, показанной на рис. 2, в ней существуют только нечетные гармоники. По этой причине коэффициенты Фурье для такой формы напряжения, которые рассчитываются, как простая сумма коэффициентов всех прямоугольных напряжений, вычисляются как

$$a_q = \frac{4}{\pi q} \sum_{k=1}^s U_k \cos(q\alpha_k). \quad (5)$$

Полагая, что рассматривается форма напряжения относится к формам с регулярной структурой, т. е. $U_1 = U_2 = \dots = U_s = U$, получаем выражение

$$A_q = \frac{4U}{\pi q} \sum_{k=1}^s U_k \cos(q\alpha_k), \quad (6)$$

где U – величина постоянного напряжения источника питания; q – номер гармоники; s – число источников постоянного напряжения (или ячеек силовой части инвертора); α_k – оптимизированные для исключения гармоник моменты (углы) переключения за четверть периода выходного напряжения. Совершенно очевидно, что величины этих углов должны постоянно удовлетворять условию

$$\alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \alpha_s < \frac{\pi}{2}. \quad (7)$$

Амплитуду любой гармоники можно определить, подставив в (6) номер соответствующей гармоники. Это уравнение может быть решено для N переменных $\alpha_1 \dots \alpha_s$ на основе критерия эффективности следующим образом:

- приравнять амплитуды $N = s$ первых низших из высших гармоник к нулю для их исключения;
- для обеспечения регулирования выходного напряжения с одновременным исключением высших

гармоник приравнять к нулю амплитуды $N = s - 1$ высшей гармоники и присвоить определенное значение амплитуде основной гармоники.

Второй способ будет использован при дальнейшем анализе.

Как правило, для однофазной системы требуется исключать низшие из высших гармонических составляющих, начиная с третьей. В то же время, для трехфазной системы не требуется исключения гармоник, кратных трем. Таким образом, для исключения $s - 1$ гармоники из выходного напряжения инвертора необходимо определить s углов переключения. Математически это означает формирование на основе (6) $N = s - 1$ уравнений. После некоторых преобразований эти уравнения можно записать в следующем виде:

– для однофазного инвертора

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \dots + \cos(\alpha_s) = \frac{sM\pi}{4}; \\ \cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2) + \dots + \cos(3\alpha_s) = 0; \\ \vdots \\ \cos(N\alpha_1) + \cos(N\alpha_2) + \dots + \cos(N\alpha_s) = 0; \end{cases} \quad (8)$$

– для трехфазного инвертора

$$\begin{cases} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \dots + \cos(\alpha_s) = \frac{sM\pi}{4}; \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \dots + \cos(5\alpha_s) = 0; \\ \vdots \\ \cos(N\alpha_1) + \cos(N\alpha_2) + \dots + \cos(N\alpha_s) = 0, \end{cases} \quad (9)$$

где $M = A_1/(sU)$ – индекс модуляции; A_1 – амплитуда основной гармоники.

Решение обеих систем, являющихся нелинейными, находится с помощью алгоритма на основе метода Ньютона-Рафсона, либо другими итерационными методами решения систем нелинейных уравнений [4, 5].

Оптимальная минимизация коэффициента гармоник

Основная идея метода оптимальной минимизации коэффициента гармоник (ОМКГ), описанного в [6–8] и подтвержденного в [11], состоит в вычислении углов переключения, позволяющих минимизировать коэффициент гармоник выходного напряжения инвертора. Для минимизации коэффициента гармоник необходимо, чтобы его частные производные по каждому углу переключения были равны нулю. Это означает, что частные производные от квадрата коэффициента гармоник по углам переключения также должны быть равны нулю (коэффициент гармоник является положительной величиной).

После преобразований и упрощений формула для определения коэффициента гармоник выбранной обобщенной формы ступенчатого напряжения (периодической с четвертьволновой симметрией), показанной на рис. 2, выглядит следующим образом [6]:

$$k_r = \sqrt{\left\{ \frac{\pi^2 \left(\sum_{k=1}^s U_k \right)^2 - \frac{2}{\pi} \left[\alpha_1 U_1^2 + \dots + \sum_{j=2}^s \alpha_j U_j \left(U_j + 2 \sum_{i=1}^{j-1} U_i \right) \right]}{\left(\sum_{k=1}^s U_k \cos \alpha_k \right)^2} \right\}^{-1}} \quad (10)$$

В случае, когда высоты всех ступенек одинаковы, т. е. $U_1 = U_2 = \dots = U_s = U$, коэффициент гармоник определяется по формуле

$$k_r = \sqrt{\left\{ \frac{\pi^2 \left[s^2 - \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^s (2k-1)\alpha \right]}{\left(\sum_{k=1}^s \cos \alpha_k \right)^2} \right\}^{-1}} \quad (11)$$

Тогда

$$k_r^2 = \left\{ \frac{\pi^2 \left[s^2 - \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^s (2k-1)\alpha \right]}{\left(\sum_{k=1}^s \cos \alpha_k \right)^2} \right\}^{-1} \quad (12)$$

Дифференцируя (12) для определения частных производных и приравнявая эти частные производные к нулю, получаем следующее обобщенное выражение

$$\frac{\partial k_r^2}{\partial \alpha_p} = 0 \quad (13)$$

или

$$(2p-1) \sum_{k=1}^s \cos \alpha_k + \left[2 \sum_{k=1}^s (2k-1)\alpha_k - \pi s^2 \right] \sin \alpha_p = 0, \quad (14)$$

где $p = 1, 2, \dots, s$.

Таким образом, для минимизации коэффициента гармоник ступенчатого выходного напряжения инвертора необходимо определить s углов переключения $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_s)$ основной гармоники выходного напряжения. На второй четверти периода углы переключения определяются как $\pi - \alpha_i$ ($i = 1, 2, \dots, s$). Величины этих s углов переключения должны также удовлетворять условию (7). Для нахождения углов переключения необходимо сформировать систему нелинейных уравнений на основе (14) и решить ее с помощью метода Ньютона, либо другим численным методом.

Сравнение методов ОФСН и ОМКГ

Для анализа качества спектрального состава напряжений, формируемых с помощью обоих способов, существуют несколько показателей. Одним из показателей является коэффициент гармоник – наиболее популярный показатель качества выходного напряжения преобразователей. С его помощью количественно оценивается спектральный состав гармоник несинусоидальных выходных напряжений преобразователей.

В качестве базового критерия качества принят коэффициент гармоник, рассчитанный с помощью программы *MATLAB*.

Результаты анализа. Результаты аналитических вычислений углов переключения можно получить, используя программы, реализующие численные методы решения систем нелинейных уравнений. Например, для пятиуровневого напряжения получены следующие углы переключений для:

- оптимизации коэффициента гармоник: $\alpha_1 = 13,7610^\circ$ и $\alpha_2 = 44,8428^\circ$ (рис. 4а);
- исключения третьей гармоники: $\alpha_1 = 15,9562^\circ$ и $\alpha_2 = 44,0438^\circ$ (рис. 5а).

Начальные участки спектральных составов напряжений ОФСН и ОМКГ показаны на рис. 4б и 5б соответственно.

Для сравнения двух стратегий модуляции коэффициенты гармоник сравнивались при одинаковых условиях ($M = \text{const}$). Сначала вычислим коэффициенты гармоник выходных напряжений многокаскадных инверторов (с различным числом ступенек), сформированных на основе рассчитанных углов переключений при способах ОМКГ и ОФСН. Зависимость коэффициента гармоник для выходных напряжений, формируемых с помощью обоих способов, от числа ступенек приведена в таблице 1.

Значения коэффициентов гармоник для обоих случаев определены по формуле по формуле

$$k_r = \frac{\sum_{q=3,5,\dots}^{201} \sqrt{\frac{1}{q} \left[\sum_{i=1}^s \cos(q\alpha_i) \right]^2}}{\sum_{i=1}^s \cos(\alpha_i)} \quad (15)$$

Таблица 1. Коэффициент гармоник выходного напряжения в режимах ОМКГ и ОФСН

Число углов переключений за $\pi/2$	Коэффициент гармоник, %	
	ОМКГ	ОФСН
$s = 2$	16,70	16,40
$s = 3$	11,58	14,32
$s = 4$	08,89	09,70
$s = 5$	07,21	08,19

Таблица 2. Динамика улучшения коэффициента гармоник при способе ОМКГ

Число углов переключений за $\pi/2$	Улучшение ОМКГ по сравнению с ОФСН, %
$s = 2$	01,80
$s = 3$	19,13
$s = 4$	08,35
$s = 5$	11,97

Из таблицы 1 видно, что увеличение числа углов переключений (ступенек) выходного напряжения приводит к снижению коэффициента гармоник и для обеспечения его синусоидальной формы его требуются меньшие затраты на фильтрацию. Из результатов, приведенным в таблице 1, видно улучшение, полученное с помощью способа ОМКГ, по сравнению с ОФСН, за счет уменьшения коэффициента гармоник. Положительная динамика уменьшения коэффициента гармоник для различного числа ступенек выходного напряжения (углов переключения) приведена в таблице 2.

Из таблицы 2 видно, что для минимизации коэффициента гармоник выходного напряжения инвертора предпочтительно применять способ ОМКГ. Однако, только коэффициента гармоник недостаточно, поскольку – это не единственный критерий сравнения многоимпульсных напряжений. Результаты необходимо оценивать с точки зрения оставшихся неисключенных гармоник, особенно низших из высших [3].

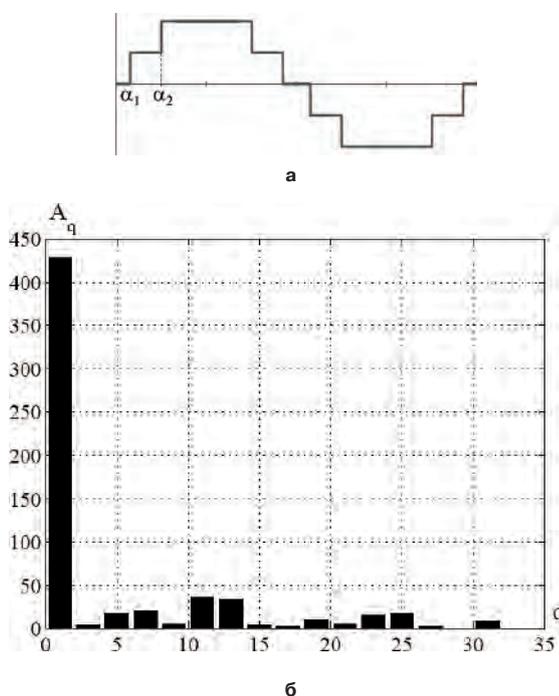


Рис. 4. Форма напряжения для способа ОМКГ (а) и его спектральный состав (б)

Преимущество способа ОМКГ с точки зрения коэффициента гармоник обеспечено, к сожалению, в ущерб номеру первой низшей из высших неисключенных гармоник, что всегда можно обеспечить с помощью способа ОФСН. В качестве примера для пояснения с помощью программы *OrCAD* рассчитаны спектральные составы обоих напряжений. Схема модели инвертора, позволяющего реализовать эти напряжения (ОМКГ ОФСН) с помощью двух мостовых коммутаторов, показана на рис. 6, а сигналы управления и выходное напряжение инвертора – на рис. 7.

Основные параметры обоих инверторов.

- Полное напряжение питания 400 В. Таким образом, напряжение питания каждого мостового коммутатора составляет 200 В.

- Частота выходного напряжения 50 Гц.

Результаты гармонического анализа выходных напряжений обоих инверторов с помощью программы *OrCAD* показаны на рис. 8. Полученные при моделировании коэффициенты гармоник отличаются от расчетных, поскольку при расчете спектрального состава (*Fourier Analysis*) учитываются только сто гармоник.

Сравнение двух частотных спектров на рис. 4б, 5б и 8 показывает, что способ ОФСН позволяет исключить третью и кратные им гармоники, тогда как способ ОМКГ позволяет существенно снизить их амплитуды.

В то же время, амплитуда пятой гармоники – первой неисключенной при способе ОФСН – больше, чем с случае использования способа ОМКГ.

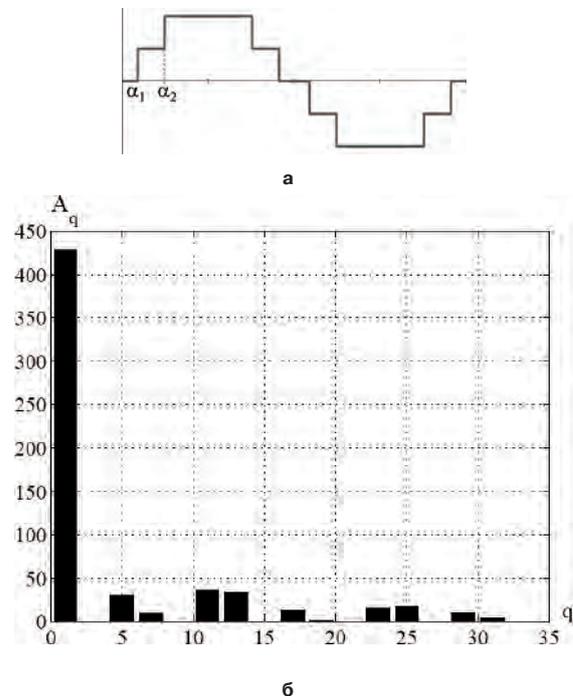


Рис. 5. Форма напряжения для способа ОФСН (а) и его спектральный состав (б)

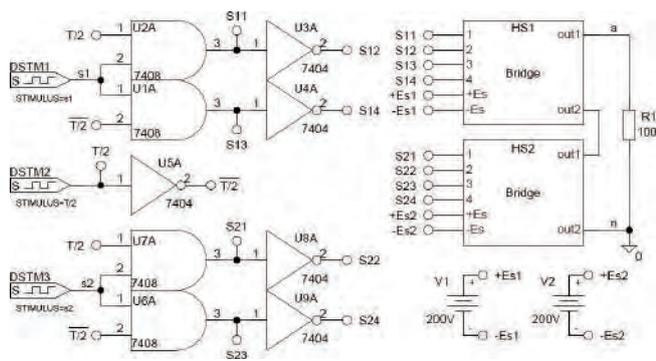


Рис. 6. Схема модели инвертора со ступенчатым выходным напряжением

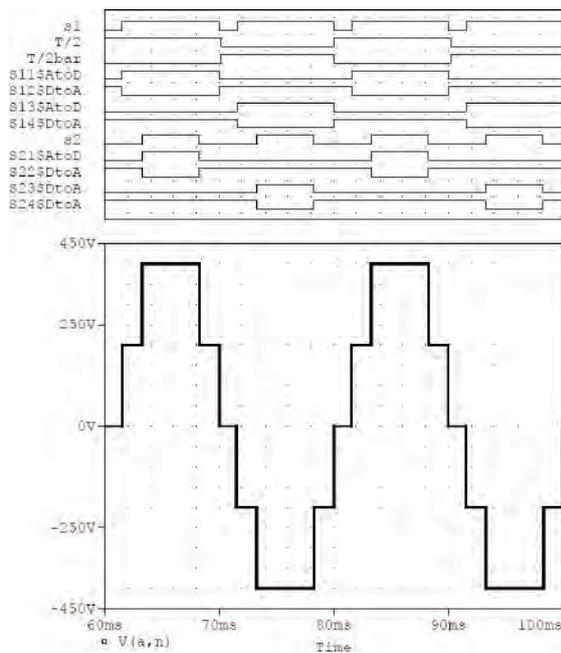
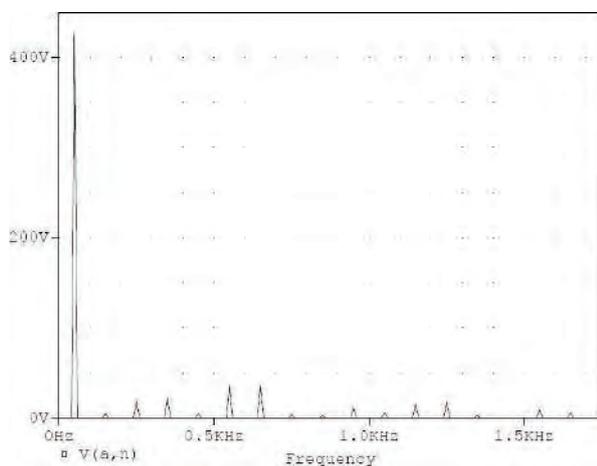
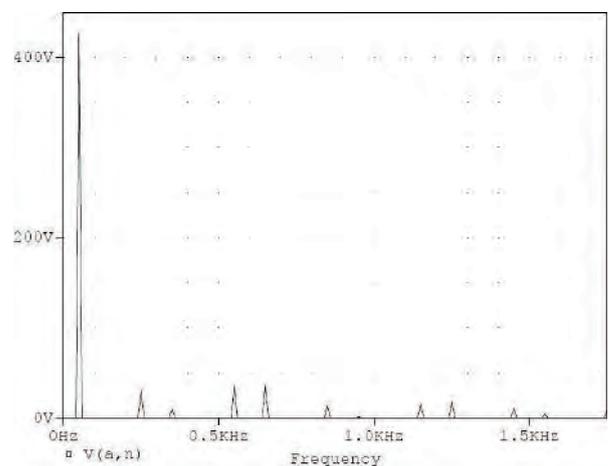


Рис. 7. Сигналы управления и выходное напряжение инвертора



а



б

Рис. 8. Спектральный состав ступенчатых напряжений, сформированных с помощью способов ОМКГ (а) и ОФСН (б)

Для обобщения проведенных исследований и подтверждения полученных теоретических результатов было проведено моделирование еще ряда инверторов с большим числом ступеней выходного напряжения. Результаты моделирования показали, что:

- амплитуды гармоник, исключенных при использовании способа ОФСН, при использовании способа ОМКГ существенно уменьшаются при увеличении числа ступенек выходного напряжения при использовании способа ОМКГ. При этом расчеты показали, что величины этих амплитуд составляют не более 3% относительно величины основной гармоники. При дальнейшем увеличении числа ступенек выходного напряжения эти амплитуды становятся пренебрежимо малыми и устремляются к нулю;
- амплитуда первой неисключенной гармоники, содержащейся в спектре выходного напряжения инвертора при использовании способа ОФСН, выше, чем амплитуда гармоники с тем же номером при использовании способа ОМКГ.

Результаты моделирования с достаточной степенью точности подтверждают полученные теоретические результаты. Полученные результаты показывают, что способ ОМКГ позволяет получить лучший спектральный состав выходного напряжения, особенно с точки зрения коэффициента гармоник, по сравнению со способом ОФСН. Однако, в [9–11] показано, что основным недостатком использования способа ОМКГ является невозможность регулирования амплитуды основной гармоники (постоянный индекс модуляции).

Выводы

Если основным критерием является минимальное содержание высших гармоник в выходном напряжении, то предпочтительным оказывается способ минимизации коэффициента гармоник (ОМКГ).

Исследования, проведенные на основе сравнения между двумя способами формирования ступенчатых выходных напряжений инвертора показали, что в этом случае способ ОМКГ предпочтительнее и представляет особый интерес. Показано, что способ достаточно полезен, поскольку дает возможность снижать коэффициент гармоник с повышенной точностью при увеличении числа ступенек выходного напряжения. Таким образом, по мере снижения содержания высших гармоник ступенчатое напряжение приближается к желаемой синусоидальной форме.

Тем не менее, преимущество, полученное с точки зрения коэффициента гармоник, снижается за счет того, что полностью низшие из высших гармоник не исключаются. Однако, несмотря на их наличие в спектре напряжения, амплитуды этих гармоник составляют не более 3% относительно амплитуды основной гармоники, особенно при увеличении числа ступенек выходного напряжения, т. е. числа углов переключений. Если их число достаточно велико, амплитуды этих гармоник можно считать пренебрежимо малыми. Таким образом, этим критерием сравнения можно пренебречь.

Несмотря на все эти преимущества способ ОМКГ по сравнению со способом ОФСН имеет один существенный недостаток — невозможность регулирования амплитуды основной гармоники.

Литература

1. Бедфорд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов. — М.: Энергия, 1969. 280 с.
2. Мальшков Г. М. Способы аппроксимации синусоидального напряжения дискретными. В кн.: “Электронная техника в автоматике”: Сб. статей; Вып. 16 / Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1985, С. 116–126.
3. Мальшков Г. М. Коэффициент режекции гармоник. — В кн.: “Электронная техника в автоматике”: Сб. статей; Вып. 14 / Под ред. Ю.И. Конева. — М.: Радио и связь, 1983, с. 162–169.
4. Krishnamurthy K. A., Manajani S. B., Revankar G. N. and Dubey G. K. Selective Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Pulsewidth Modulated Inverters. — International J. Electron, 1979, v. 6, No 3, pp. 321–330.
5. A. Nabaе, I. Takahashi and H. Akagi. A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter. — IEEE Trans. Industry Applications, Vol. IA-17, No. 5, Sep/Oct 1981.
6. G. R. Walker. Modulation and control of Multilevel converters. — Doctorat thesis of Queensland University, November 1999.
7. Y. Sahali and M. K. Fellah. Optimized Harmonic Stepped Waveform OHSW technique for Multilevel Cascaded Inverters Control. — International Conference on Electrical and Electronics Engineering ICEEE2004, April 24–26, 2004.
8. Y. Sahali and M. K. Fellah. Optimized Harmonic Stepped Waveform OHSW technique for Multilevel Cascaded Inverters Control. — International Conference on Electrical, Electronics Engineering, Communication & Physical Systems, University of Saida, May 4–5, 2004.
9. Y. Sahali and M. K. Fellah. New Approach for the Symmetrical Multilevel Inverters Control: Optimal Minimization of the Total Harmonic Distorsion (OMTHD) technique. — International Symposium on Industrial Electronics IEEE–ISIE 04, Ajaccio, France, 4–7 May 2004.
10. Y. Sahali and M. K. Fellah, Optimal Minimization of the Total Harmonic Distortion (OMTHD) technique for the Symmetrical Multilevel Inverters Control. — First National Conference on Electrical Engineering and its Applications CNEA’04, Sidi-Bel-Abbes, May 24–25, 2004.
11. F. Z. Peng and J. S. Lai. Dynamic Performance and Control of a Static Var Generator Using Cascade Multilevel Inverters. — IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 3, May/June 1997.
12. F. Z. Peng, J. S. Lai, J. W. Mckeever and J. Vancoevering. A Multilevel Voltage-Source Inverter With Separate DC Sources for Static Var Generation. — IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 5, Sep./Oct. 1996.
13. F. Z. Peng, J. W. Mckeever and D. J. Adams. A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems. — IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 6, Nov./Dec. 1998.
14. Y. Sahali and M. K. Fellah. Selective Harmonic Eliminated Pulse-Width Modulation Technique (SHE PWM) applied to Three-level Inverter/Converter. — International Symposium on Industrial Electronics IEEE–ISIE’03, Vol. 2, Rio de Janeiro, Brasil, 9–11 June 2003, pp.1112–1117.
15. L. M. Tolbert, F. Z. Peng, T. Cunningham and J. N. Chiasson. Charge Balance Control Schemes for Cascade Multilevel Converter in Hybrid Electric Vehicles. — Special Section on Multilevel Inverters II, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.49, No.5, October 2002.

Аверин Сергей Владимирович, к. т. н., доцент кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел. 8(499) 158-45-59, e-mail: acb@starlink.ru;

Анисимова Татьяна Викторовна, аспирант кафедры “Микроэлектронных систем” МАИ, тел.: (499)158-45-59;

Данилина Анастасия Николаевна, аспирант кафедры “Микроэлектронных систем” МАИ, тел.: (499)158-45-59;

Следков Юрий Германович, к. т. н., доцент кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел. 8(499) 158-49-21, e-mail: dean3_dep5@mai.ru

Ю. В. Таланин

ОХЛАДИТЕЛИ. СИСТЕМЫ НАГРЕВА И ОХЛАЖДЕНИЯ СТАТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

U. V. Talanin

Представлены системы нагрева и охлаждения статических преобразователей, разработанных в КБ ЗАО "Электровыпрямитель-ЗСП".

Ключевые слова: система охлаждения, система нагрева, статический преобразователь, силовые полупроводниковые приборы

Coolers. Heating and Cooling Systems For Static Converters

The paper presents cooling and heating systems for static converters developed at designing department of Close Joint-Stock Company "Electrovypryamitel-ZSP".

Key words: cooling and heating system, static converter, power semiconductors

Национальные проекты "Энергетическая стратегия России", "Реформа электроэнергетики, энергосбережение" повышающие темпы роста экономического потенциала России, являются одними из важнейших приоритетных направлений.

В России практически отсутствуют разработки статических преобразователей большой мощности (свыше 500 кВт), со степенями защиты IP54, IP64, то есть, пылезащищенном и пыленепроницаемом исполнении, а также преобразователей, работающих в жестких климатических условиях при температуре от 60° С до +40° С, что особенно актуально для России с ее тяжелыми климатическими условиями. Предлагаемые на рынке отечественные преобразователи не могут эксплуатироваться при низких температурах, так как требуются специальные устройства для их обогрева. Однако и это не снимает проблему полностью, так как в некоторых случаях преобразователь должен длительно поддерживать готовность включения при низкой температуре эксплуатации и должен быть включен в любое время и т. д.

Одной из причин создавшегося положения является отсутствие в России производства мощных эффективных охладителей для силовых полупроводниковых приборов, а также эффективных систем нагрева и охлаждения статических преобразователей.

Основным фактором, вызвавшим в последнее десятилетие резкое расширение разработок и объемов производства статических преобразователей, является прогресс в области силовых полупроводниковых приборов.

Разработка и создание новых силовых полупроводниковых приборов привели к увеличению тока через полупроводниковые приборы свыше 5000 А, значение тепловыделений достигает 7,0 кВт и более на один силовой прибор, что ставит перед необходимостью обеспечения их высокоэффективного охлаждения.

Одним из существенных факторов определяющим перегрев силовых полупроводниковых приборов является тепловое сопротивление охладителя. На внешнее тепловое сопротивление охладителя, в основном,

влияют два параметра: коэффициент теплоотдачи и площадь теплоотдающей поверхности охладителя.

Коэффициент теплоотдачи зависит от множества факторов, в том числе: от способа передачи теплоты, скорости движения теплоносителя, его теплофизических свойств, разности средней температуры поверхности охладителя и теплоносителя и т. д.

В условиях естественной конвекции и излучения при избыточной температуре 20 °С коэффициент теплоотдачи не превышает 10 Вт/м² К, а максимальная поверхностная плотность теплового потока, отдаваемая охладителем, составляет примерно 0,4 Вт/см².

В связи с тем, что передача теплоты внутри охладителя передается на все более значительные расстояния и осуществляется за счет теплопроводности, температура охладителя с увеличением расстояния от силового полупроводникового прибора существенно падает, несмотря на высокую теплопроводность охладителя, что приводит к неэффективному использованию материала охладителя. Поэтому, при естественном охлаждении силовых полупроводниковых приборов, увеличение габаритов и массы охладителей происходит быстрее, чем рост тока через прибор.

При принудительном воздушном охлаждении, при величинах скорости воздушного потока 12 ... 15 м/с и избыточной температуре 20 °С, коэффициент теплоотдачи находится в диапазоне (70 ... 150) Вт/м² К, а максимально отводимая охладителем плотность теплового потока равна (2 ... 3) Вт/см².

Возможности принудительного воздушного охлаждения так же ограничены, увеличение скорости движения охлаждающего воздуха более 15 м/сек. экономически не оправдано, так как приводит к значительному росту аэродинамических сопротивлений, и мощности вентиляторов. Низкая интенсивность теплоотдачи в воздух, даже при принудительном воздушном охлаждении делает необходимым значительное увеличение поверхности охладителя, что в конечном итоге не приводит к желаемому результату на преобразователях большой мощности, даже при степенях защиты преобразователей IP20 и IP21.

При использовании принудительного жидкостного охлаждения коэффициент теплоотдачи находится в диапазоне $(1 \dots 5) \times 10^3 \text{ Вт/м}^2 \text{ К}$, а отводимая плотность теплового потока равна $5 \dots 10 \text{ Вт/см}^2$.

При изменении агрегатного состояния теплоносителя – кипении или испарении хладагента – коэффициент теплоотдачи находится в диапазоне $(30 \dots 45) \times 10^3 \text{ Вт/м}^2 \text{ К}$, а отводимая плотность теплового потока равна $20 \dots 50 \text{ Вт/см}^2$.

Чем выше коэффициент теплопроводности, тем ниже тепловое сопротивление охладителя и, соответственно, выше его эффективность. Аналогичная ситуация складывается и в отношении теплоотдающей поверхности (которая определяется геометрическими параметрами охладителя) – чем больше площадь этой поверхности, тем ниже тепловое сопротивление охладителя, однако, излишнее увеличение площади поверхности теплообмена автоматически приводит к резкому увеличению габаритов и массы охладителя.

При разработке новых конструкций охладителей необходимо стремиться к одновременному увеличению, как коэффициента теплоотдачи, так и площади поверхности теплообмена, что позволит эффективно минимизировать внешнее термическое сопротивление охладителя в целом, при этом необходимо учитывать следующие принципы:

- ✧ создание благоприятных гидродинамических условий движения теплоносителя, позволяющих обеспечить опережающий рост коэффициентов теплоотдачи по сравнению с гидравлическим сопротивлением;
- ✧ создание развитых теплоотдающих поверхностей при малых значениях эквивалентных размеров, что позволяет резко увеличить компактность охладителя и уменьшить тепловое сопротивление;



Рис. 1



Рис. 2



Рис. 3



Рис. 4

- ✧ использование более эффективных способов охлаждения силовых полупроводниковых приборов жидкостное, испарительное и комбинированные способы охлаждения.

В настоящее время силовые блоки в преобразователях выполняются на беспотенциальных модулях: диодно-тиристорных, *IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)* или *IPM (Intelligent Power Modules)*, в которых высокие значения скоростей изменения сигнала di/dt , du/dt , возникающие при переключении силовых модулей, приводят к появлению переходных перенапряжений, шумов и помех. Для борьбы с ними в мощных импульсных преобразователях необходимо обеспечивать минимальное значение распределенных индуктивностей силовых линий связи. Все это накладывает определенные трудности при проектировании статических преобразователей средней и большой мощности, в связи с чем, силовые модули, драйверы, электролитические и снабберные конденсаторы должны размещаться на общем эффективном охладителе. В России охладителей для охлаждения статических преобразователей большой мощности с жидкостным и испарительным охлаждением не выпускают.

Поэтому, основным направлением в решении проблемы создания мощных статических преобразователей является разработка и производство высокоэффективных охладителей, а также применение более эффективных способов охлаждения, жидкостного, испарительного и комбинированного, позволяющих увеличить коэффициент теплоотдачи, а также уменьшить массу и габариты охлаждающих устройств и преобразователей в целом.

Реализация этого предложения даст возможность создания конкурентоспособной продукции российскими производителями.

Представлены для рассмотрения и освоения производства охладители, для статических преобразователей большой мощности (рис. 1–4). Схема запрессовки ребер в основание показана на рис. 5.

Охладители имеют одинаковые габаритные размеры, выполнены экструзивным способом, и состоят из основания, в котором по всей длине основания охладителя выполнены продольные каналы, и ребер имеющих рифления на боковых поверхностях, установленных в основании, с последующей обжимкой ребер в основании охладителя (базовый вариант).

Прототипом предлагаемых радиаторов является радиатор типа *SK-161*, фирмы “*Fischer Elektronik*”, Германия.

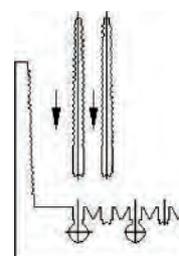


Рис. 5

Таблица 1

Тип охладителя	Периметр поверхности, мм	Площадь сечения, см ²	Масса 1 м длины, кг
Охладитель типа SK-161	13347	260,0	70,25
Предлагаемый охладитель (рис. 1)	14359	232	62,67
Предлагаемый охладитель (рис. 3)	14946	220	59,3

Технические характеристики охладителей приведены в таблице 1.

Сравнительный анализ предлагаемых охладителей с аналогичными охладителями, выпускаемыми промышленностью Германии, Австрии, КНР показал, что по основным показателям предлагаемые охладители превосходят иностранные аналоги по:

► площади поверхности теплообмена; (периметр предлагаемых охладителей больше на 7,5 % (рис. 1, 2) и на 7,9 %, (рис. 3);

► массам охладителей; (масса одного погонного метра охладителя легче на 5,7 кг., (рис. 1, 2), и на 8,3 кг., (рис. 3) по сравнению с охладителем типа SK-161.

Эффективность предлагаемых охладителей выше, так как в охладителе сильнее всего нагревается основание охладителя с установленными на нем силовыми полупроводниковыми приборами, поэтому теплоноситель, отводящий тепло от основания охладителя, наиболее эффективен, так как охлаждение идет от максимально нагретых мест охладителя – его основания, а также и от поверхности ребер.

Базовый радиатор может использоваться непосредственно в преобразователях с принудительным воздушным охлаждением или может быть доработан на универсальном оборудовании. Доработанные радиаторы могут быть применены в силовых блоках и статических преобразователях:

- с принудительным воздушным охлаждением, с дополнительным эффектом охлаждения;
- с принудительным жидкостным охлаждением (рис. 6);
- с испарительным охлаждением (рис. 7, рис. 8);

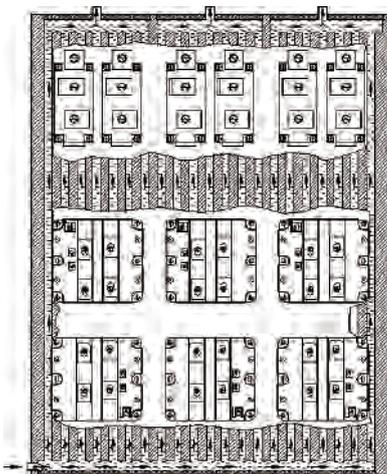


Рис. 6

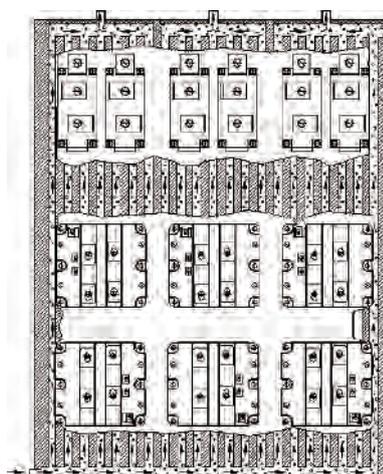


Рис. 8

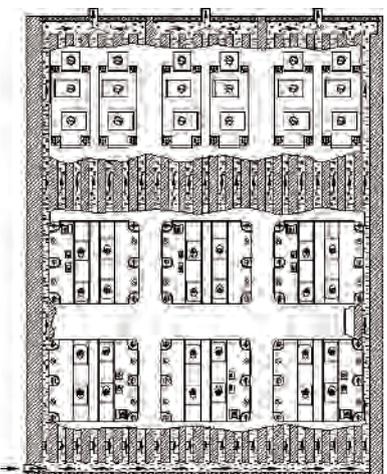


Рис. 7

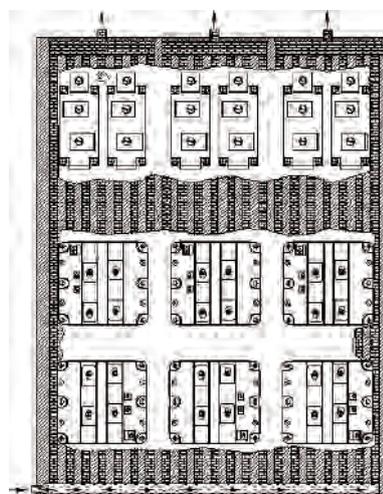


Рис. 9

- с комбинированным охлаждением;
- с охлаждением на тепловых трубах (рис. 9).

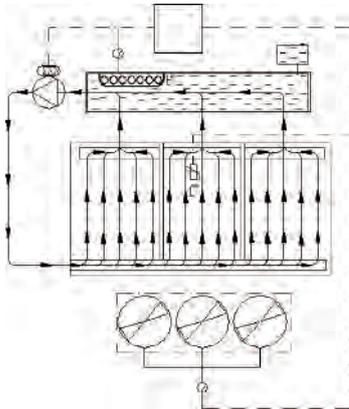


Рис. 10

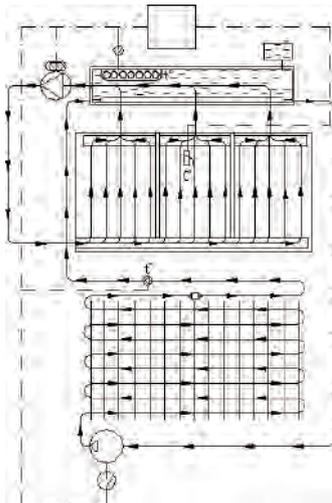


Рис. 11

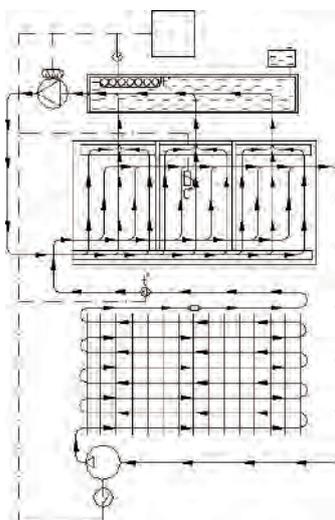


Рис. 12

Структурные схемы систем нагрева и охлаждения статических преобразователей приведены на рис. 10–12.

Принудительное воздушное охлаждение с дополнительным эффектом охлаждения

Базовый вариант охладителя дорабатывается, на концах продольных сквозных каналов выполняются спиральные проточки.

При принудительном воздушном охлаждении воздух, попадая в спиральные проточки, закручивается и попадает в продольные каналы основания охладителя. В каналах закрученный воздух расслаивается: вдоль осей каналов движется горячий воздух, а вдоль стенок продольных каналов основания движется охлажденный воздух, который отбирает тепло от охладителя и выносит его в окружающее пространство, эффективно понижая температуру охладителя.

Принудительное жидкостное охлаждение

Эффективность охлаждения достигается за счет повышенного коэффициента теплоотдачи и циркуляции жидкого теплоносителя по каналам в основании охладителя, а также естественной конвекции и излучения с большой площади поверхности охладителя.

Испарительное охлаждение

Эффективность охлаждения достигается за счет изменения агрегатного состояния теплоносителя и высокого коэффициента теплоотдачи.

Комбинированное охлаждение

Охлаждение производится по двум независимым замкнутым контурам, первый контур, жидкостное охлаждение и второй контур, испарительное охлаждение.

Охлаждение на тепловых трубах

В каналах и полостях установлены тепловые трубы изготовленные, например, из металловолокна, нижняя часть заполнена промежуточным теплоносителем, который под действием капиллярных сил поднимается по тепловым трубам, отбирает тепло от нагретого охладителя и переносит его в емкость теплоносителя.

Освоение производства предлагаемых охладителей позволит освоить производство отечественных охладителей, которые по массогабаритным показателям, эффективности охлаждения, универсальности, адаптируемости к конкретным изделиям, конкурентоспособности превосходят иностранные аналоги.

Охладители защищены двумя патентами на изобретение Российской Федерации [4, 5].

В настоящее время при изготовлении преобразователей большой мощности используются охладители производимые иностранными фирмами.

Использование данных охладителей дает возможность пересмотреть и принципы охлаждения преобразовательной техники – выполнить их с при-

менением принудительного воздушного, жидкостного, испарительного или комбинированного охлаждения.

С данными охладителями проработана конструкция трех статических преобразователей частоты (ПЧ) мощностью 200, 250 и 315 кВт, с габаритными размерами 1800 × 800 × 600 мм. (рис. 13–17) которые могут быть выполнены со степенями защиты IP20, IP21, IP54, IP64 и работать в жестком температурном режиме от –60 °С до +40 °С.

В рассмотренной конструкции предусмотрены подогрев силового блока и преобразователя в целом перед включением при отрицательной температуре и поддержание положительной температуры внутри шкафа при не работающем или периодически включаемом статическом преобразователе.

Проработанные конструкции статических преобразователей превосходят отечественные по:

- эффективности охлаждения;
- эффективности нагрева преобразователя;
- массогабаритным показателям;
- степени защиты по коду IP в соответствии с ГОСТ 14254-96.

В предлагаемых конструкциях со степенями защиты IP20, IP21, IP54, IP64 обеспечена преемственность узлов, блоков, без увеличения массогабаритных по-

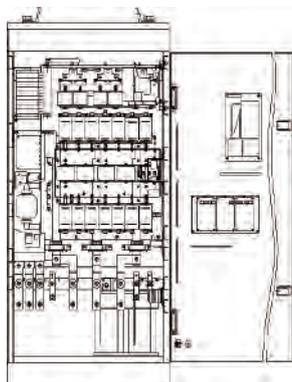


Рис. 13

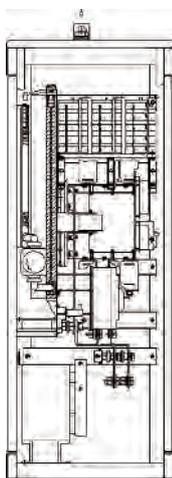


Рис. 14

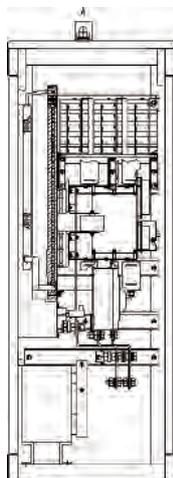


Рис. 15

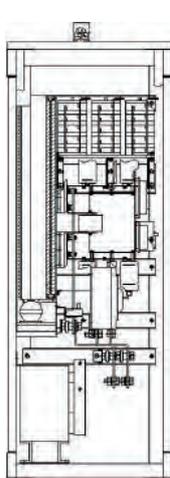


Рис. 16

казателей, в результате чего цена преобразователя мало зависит от степени защиты по коду IP и будет намного меньше цены со степенями защиты IP54, IP64 Российских и иностранных производителей.

Предлагаемая конструкция включает в себя основные узлы:

- автоматический выключатель,
- входные силовые реакторы,
- выпрямитель на беспотенциальных силовых модулях,
- сглаживающий реактор и блок конденсаторов,
- инвертор на IGBT модулях со снабберными цепями и драйверами,
- система управления, датчики тока.

Предлагаемая конструкция ПЧ защищена двумя патентами на изобретение Российской Федерации [6, 7].

По эффективности нагрева и охлаждения, массогабаритным показателям и степени защиты IP предлагаемые ПЧ превосходят Российские (и не только Российские) аналоги.

Современное состояние исследований по данной проблеме в мировой науке и практике

В каталогах ведущих фирм по охлаждающим устройствам практически отсутствуют охладители с жидкостным охлаждением (Германские, Австрийские, Китайские).

На международной выставке “СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА”, проходившей в 2006 г. в г. Москве, ведущий европейский производитель элементов систем охлаждения, Австрийская фирма “AUSTERLITZ ELECTRONIC” объявила “об одном из перспективных направлений, представленное компанией – системы и комплектующие жидкостного охлаждения.

Однако, наибольшая ширина предлагаемых компанией “AUSTERLITZ ELECTRONIC” жидкостных охладителей типа WK 200.22 составляет 200 мм, при использовании их в преобразователях большой мощности, обеспечение минимального значения распределенных индуктивностей силовых линий связи становится весьма затруднительным, потребуется стыковка нескольких охладителей, усложняются подвод и отвод теплоносителя, размещение электролитических и снабберных конденсаторов, драйверов и другие технические сложности.

Предлагаемые для освоения охладители, по сравнению с охладителями освоенными компанией “AUSTERLITZ ELECTRONIC”, более эффективны в охлаждении, так как имеют намного большую поверхность охлаждения, более универсальны и легче адаптируются с современной идеологией построения преобразователей. Кроме того, изготовление охладителей экструзивным способом, с последующей запрессовкой ребер в основание, освоен всеми ведущими иностранными фирмами по производству охладителей и не требуют больших капитальных вложений и разработки нового оборудования для их производства.

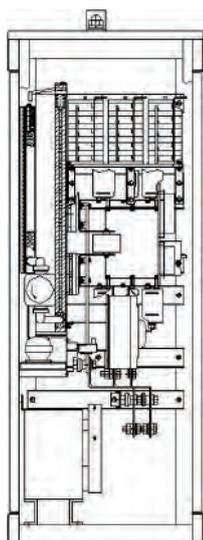


Рис. 17

Одна из ведущих мировых фирм по производству электротехнического оборудования, фирма “RITTAL”, Германия, предлагает обогреватели и холодильные установки.

Обогреватели представляют собой нагревательный элемент с размещенными на его поверхности алюминиевыми ребрами, с тепловой мощностью от 10 Вт до 1000 Вт.

Холодильные агрегаты, настенного и потолочно-го исполнения с полезной мощностью охлаждения от 225 Вт до 4000 Вт, устанавливаемых внутри шкафа.

Однако, все предлагаемые обогреватели и холодильные агрегаты фирмы “RITTAL” автономны, занимают значительный объем пространства шкафа, обладают локальным действием и уступают по эффективности нагрева и охлаждения предлагаемым устройствам. В предлагаемых устройствах для нагрева и

охлаждения статических преобразователей охладитель (радиатор), с циркулирующей жидкостью, является одновременно нагревателем, охладителем и (или) испарителем холодильной установки.

Проблема, на решение которой направлено предложение

Освоение производства высокоэффективных конкурентоспособных охладителей в России и создание на их базе современной преобразовательной техники, с системами охлаждения которые могут быть выполнены со степенями защиты IP20, IP21, IP54, IP64, работающими в жестком температурном режиме от -60°C до $+40^{\circ}\text{C}$.

Литература

1. Каталог охладителей фирмы “Fischer Electronic”, Германия, 2007 г.
2. Каталог охладителей фирмы “Austerlits Electronic”, Австрия, 2007 г.
3. Каталог 32 фирмы “RITTAL”.
4. Патент РФ на изобретение № 2206938 “Охладитель”.
5. Патент РФ на изобретение № 2348087 “Охладитель”.
6. Патент РФ на изобретение № 2280294 “Силовой блок”.
7. Патент РФ на изобретение № 2345511 “Устройство для нагрева и охлаждения статического преобразователя”.

Таланин Юрий Васильевич, начальник КБ Инженерно-технического центра ЗАО “Электровыпрямитель-ЗСП” Республика Мордовия, г. Саранск, Александровское шоссе, 20, тел.(834-2) 29-21-87, E-mail: tyv1357@mail.ru.

Е. В. Машуков, Д. А. Шевцов, Д. Р. Манбеков

ИСКЛЮЧЕНИЕ ЭФФЕКТА ИНТЕГРИРОВАНИЯ ТОКА В ПЕРЕХОДНЫХ И АВАРИЙНЫХ РЕЖИМАХ ДЛЯ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

E. V. Mashukov, D. A. Shevtsov, D. A. Manbekov

Elimination of Current Integration Effect during transient and emergency modes For transistor DC-DC converters

В статье описаны причины возникновения эффекта интегрирования тока при аварийных токовых перегрузках, приведены возможные методы борьбы с этим эффектом, а также предлагается новый, разработанный авторами, метод исключения эффекта интегрирования. Также приведены результаты компьютерного моделирования, показывающие эффективность предложенного метода.

Ключевые слова: преобразователь постоянного напряжения, интегрирование тока, компьютерное моделирование

The paper describes the cause of current integration effect origin during transient and emergency overcurrents. Possible measures of elimination of this effect are given, as well as new method of integration effect elimination developed by the authors is given. Presented results of computer simulation show the effectiveness of the proposed method.

Key words: DC-DC converter, current integration, computer simulation

Одной из проблем проектирования ИВЭП является обеспечение их безопасной работы, как в установившихся и переходных, так и в аварийных режимах. При этом может наблюдаться эффект интегрирования тока, который особенно опасен при повышенных напряжениях питания и повышенных частотах преобразования [1].

Опасность состоит в том, что при высоком выходном напряжении ИВЭП, разряженных выходных конденсаторах и неизбежных задержках отключения силовых транзисторах по сигналу токовой защиты ток в первичных обмотках силовых трансформаторов или дросселей может нарастать за время импульса больше, чем падать за время паузы. Приращения тока суммируются от периода к периоду и спустя некоторое время силовые транзисторы могут выйти из строя. Отметим, что такая же картина будет иметь место при ликвидации короткого замыкания в нагрузке.

Таким образом, эффект интегрирования тока обусловлен неизбежными задержками на отключение силовых транзисторных ключей в устройстве преобразования электроэнергии. Количественно эффект интегрирования тока может быть описан следующими соотношениями:

$$\frac{\Delta I_{\text{Ли}}}{\tau} \cdot L = U_{w2}; \quad (1)$$

$$\frac{\Delta I_{\text{Лп}}}{t_{\text{п}}} \cdot L = U_{\text{ост}}, \quad (2)$$

где $\Delta I_{\text{Ли}}$ — изменение тока дросселя во время импульса;
 $\Delta I_{\text{Лп}}$ — изменение тока дросселя во время паузы;
 τ — задержка на отключение силовых транзисторов по сигналу токовой защиты;

w_1 — количество витков первичной обмотки;
 w_2 — количество витков вторичной обмотки;
 $t_{\text{п}}$ — длительность паузы;
 $U_{w1} = E$ — напряжение на первичной обмотке во время импульса;
 E — напряжение питания;
 U_{w2} — напряжение на вторичной обмотке трансформатора во время импульса;
 $U_{\text{ост}}$ — остаточное напряжение на дросселе при коротком замыкании нагрузки;
 L — индуктивность дросселя.

Таким образом, для исключения эффекта интегрирования тока необходимо выполнение следующего условия за период преобразования:

$$\Delta I_{\text{Ли}} = \Delta I_{\text{Лп}}; \quad (3)$$

Уравнения (1) и (2) могут быть преобразованы к следующему виду:

$$U_{w2} \cdot \tau = U_{\text{ост}} \cdot t_{\text{п}}. \quad (4)$$

При этом, $U_{w2} \gg U_{\text{ост}}$. Следовательно, чем ниже $U_{\text{ост}}$, тем больше должна быть длительность паузы, которая при коротком замыкании (КЗ) практически равна периоду. Следует также помнить, что при возникновении КЗ нагрузки и номинальной частоте преобразования длительности паузы может не хватить для выполнения условия (3). Это приводит к возникновению эффекта интегрирования тока. Поэтому для обеспечения выполнения условия (3), как в переходных, так и в аварийных режимах, необходимо увеличивать время паузы, т. е. уменьшать частоту преобразования, исходя из условия (2).

Для исключения эффекта интегрирования можно воспользоваться одним из следующих известных спо-

совов организации токовой защиты, обеспечивающей уменьшение частоты преобразования при аварийных токовых перегрузках:

- использование токового коридора [2];
- применение двухуровневой защиты по току [3];
- применение таймера с регулируемой выдержкой времени [4].

Использование метода “токового коридора” может оказаться нецелесообразным, поскольку в этом случае требуется установка датчика тока в цепь непрерывного тока. Это может привести к нежелательному усложнению схемотехнических решений, а также к уменьшению эффективности токовой защиты, если датчик тока стоит во вторичной цепи, поскольку в этом случае сигнал, снимаемый с датчика тока, может содержать недостоверную информацию о токе в первичной цепи.

Применение двухуровневой защиты по току, как например, в ШИМ-контроллере UC 1825, позволяет избежать эффекта интегрирования тока, но может привести к нежелательному “икающему” или “квакающему” режиму, что не всегда приемлемо.

Использование таймера с регулируемой выдержкой времени приводит к необходимости применения дополнительных функциональных узлов, не входящих в состав ШИМ-контроллеров, что усложняет схему ИВЭП, и не всегда целесообразно.

Кроме того, недостатком перечисленных методов является нарушение алгоритма симметрирования, поскольку при этих методах работа узла токовой защиты не может быть синхронизирована с работой блока симметрирования.

Для исключения этого недостатка авторами предложен новый метод устранения эффекта интегрирования, позволяющий исключить влияние узла токовой защиты на работу блока симметрирования за счет снижения частоты задающего генератора пилообразного напряжения ШИМ. Для этого задающий генератор пилообразного напряжения ШИМ-контроллера должен управляться выходным напряжением преобразователя.

Поясним принцип предложенного метода исключения эффекта интегрирования тока на примере ШИМ-контроллера UC 1825 [3], структурная схема которого представлена на рис. 1.

Частота задающего генератора пилообразного напряжения (ГПН) ШИМ-контроллера задается резистором R_t и конденсатором C_t (рис. 2, 3, 4). При этом резистором R_t задается уровень зарядного тока конденсатора C_t . Поэтому изменяя ток заряда конденсатора C_t с помощью резистора R_t или других внешних элементов, как например, на рис. 2 и 3, можно изменять частоту ГПН, а следовательно, и частоту преобразования.

Для управления током заряда времязадающего конденсатора C_t авторами предлагается заряжать его не только током, задаваемым резистором R_t , но и дополнительным током, задаваемым резистором $R_{доп}$,

который подключается к выходу преобразователя и конденсатору C_t (рис. 2). При этом ток через резистор $R_{доп}$ оказывается практически прямо пропорциональным выходному напряжению.

При номинальном напряжении на нагрузке, ток заряда конденсатора C_t складывается из токов I_{Rt} и $I_{Rдоп}$. При этом обеспечивается работа ГПН на номинальной частоте.

В случае возникновения КЗ выходное напряжение значительно падает, вследствие чего ток $I_{Rнон}$ становится пренебрежимо мал по сравнению с током I_{Rt} . Благодаря этому ток конденсатора C_t заметно уменьшается по сравнению с номинальным режимом и становится практически равен току I_{Rt} . Это приводит к

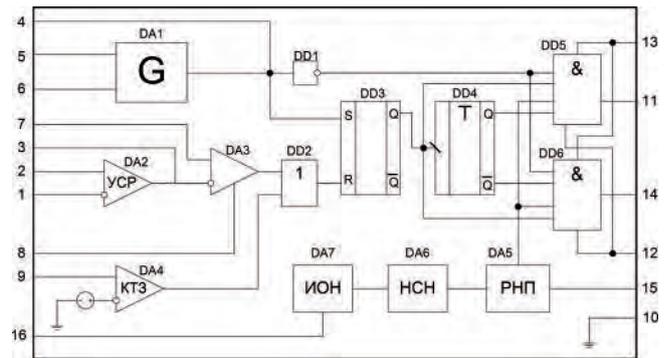


Рис. 1. Структурная схема ШИМ-контроллера UC 1825 (DA1 генератор пилообразного напряжения)

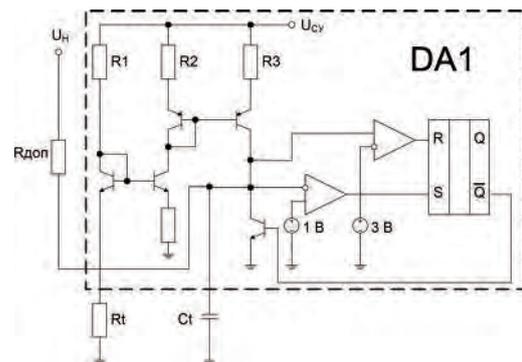


Рис. 2. Блок ГПН для ШИМ-контроллера UC 1825 с защитой от эффекта интегрирования тока

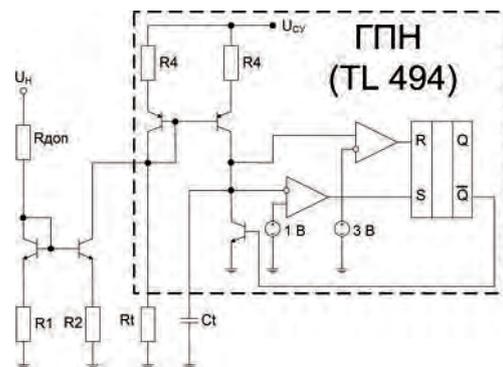


Рис. 3. Блок ГПН для ШИМ-контроллера TL 494 с защитой от эффекта интегрирования тока

уменьшению частоты ГПН, не влияя на работу блока симметрирования.

Следует отметить, что микросхема UC 1825 не позволяет эффективно изменять частоту ГПН за счет изменения тока времязадающий резистор R_t с помощью внешних элементов.

Однако другие типы ШИМ-контроллеров, например TL 494, имеют несколько иную структуру ГПН, что позволяет эффективно управлять током заряда C_t за счет подключения внешних дополнительных элементов, как к C_t (аналогично UC 1825), так и к R_t (рис. 3).

Отметим, что для эффективной работы предложенного метода требуется, чтобы ШИМ-контроллер был расположен во вторичной цепи преобразователя.

Ниже приведены основные соотношения для расчета значений резисторов $R_{доп}$ и R_t , а также конденсатора C_t :

$$C_t \cdot \Delta U = I_{ЗАР} \cdot T_{НОМ}; \quad (5)$$

$$I_{ЗАР} = I_{R_t} + I_{R_{доп}}; \quad (6)$$

$$I_{R_t} = \frac{U_{CY}}{R_t}; \quad (7)$$

$$I_{R_{доп}} = \frac{U_H}{R_{доп}}, \quad (8)$$

- где ΔU – размах пилообразного напряжения ГПН;
- $I_{ЗАР}$ – ток зарядки конденсатора C_t в номинальном режиме;
- $T_{НОМ}$ – длительность периода преобразования в номинальном режиме;
- U_{CY} – напряжение на времязадающем резисторе R_t (равно напряжению на контроллере);
- U_H – напряжение на нагрузке.

Значение сопротивления резистора R_t получаем исходя из необходимости выполнения условий уравнения (3) для исключения эффекта интегрирования тока в переходных режимах и при КЗ. При этом $I_{R_{доп}} \ll I_{R_t}$ и

$$C_t \cdot \Delta U = I_{ЗАР} \cdot t_{п}; \quad (9)$$

$$I_{ЗАР} \approx I_{R_t} = \frac{U_{CY}}{R_t}. \quad (10)$$

Значение $t_{п}$ получаем из уравнения (2), после чего из (9) получаем значение $I_{ЗАР}$ при КЗ в нагрузке и, подставив это значение в (10), получаем значение R_t . При этом величинами C_t и R_t можно варьировать для получения оптимальных значений. Далее из (5), (6) и (7) получаем значение сопротивления $R_{доп}$.

Следует отметить, что условия (5–8) соответствуют номинальному режиму работы преобразователя, а (4.1 и 4.2) – соответственно переходному режиму или короткому замыканию.

Эффективность предложенного метода исключения эффекта интегрирования тока была проверена с помощью компьютерного и натурного моделирования.

Компьютерное моделирование проводилось для двухтактного мостового преобразователя напряжения в режиме токового управления в режиме *Current mode* (с подчиненным регулированием) с ШИМ-контроллером UC 1825. Схема моделируемого преобразователя напряжения представлена на рис. 4.

Результаты моделирования преобразователя при КЗ нагрузки приведены на рис. 5. Результаты моделирования при отсутствии в преобразователе защиты от эффекта интегрирования тока показаны рис. 5а. Как видно из нижнего графика ($V(R1)$), сигнал на ДТ заметно превышает напряжение 1 В (вследствие эффекта интегрирования тока), которое соответствует

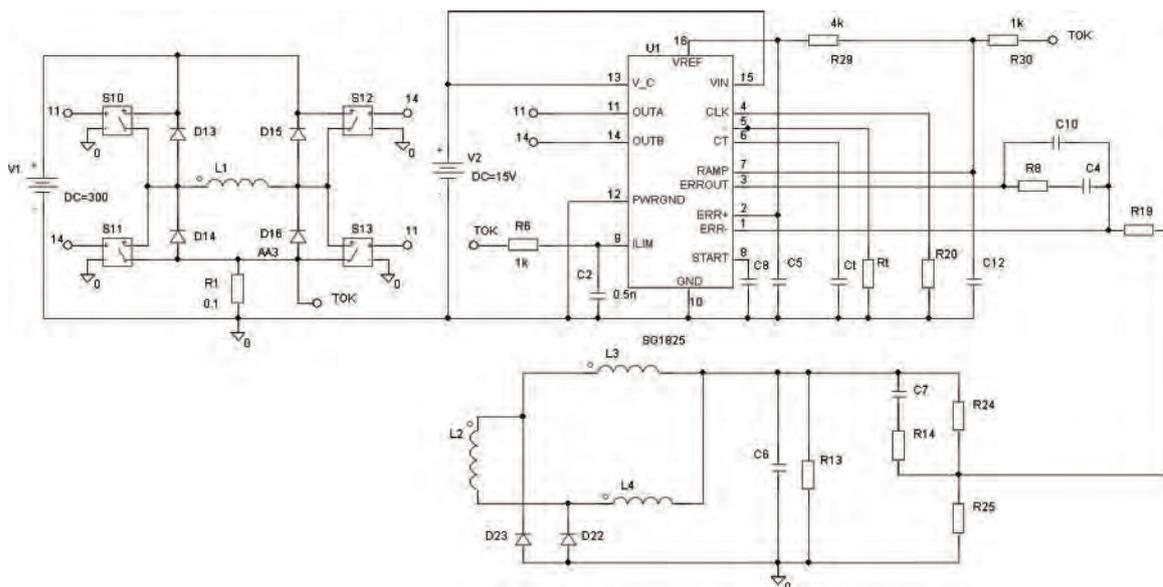


Рис. 4. Схема двухтактного преобразователя напряжения, работающего в режиме токового управления (*Current mode*) с подчиненным регулированием

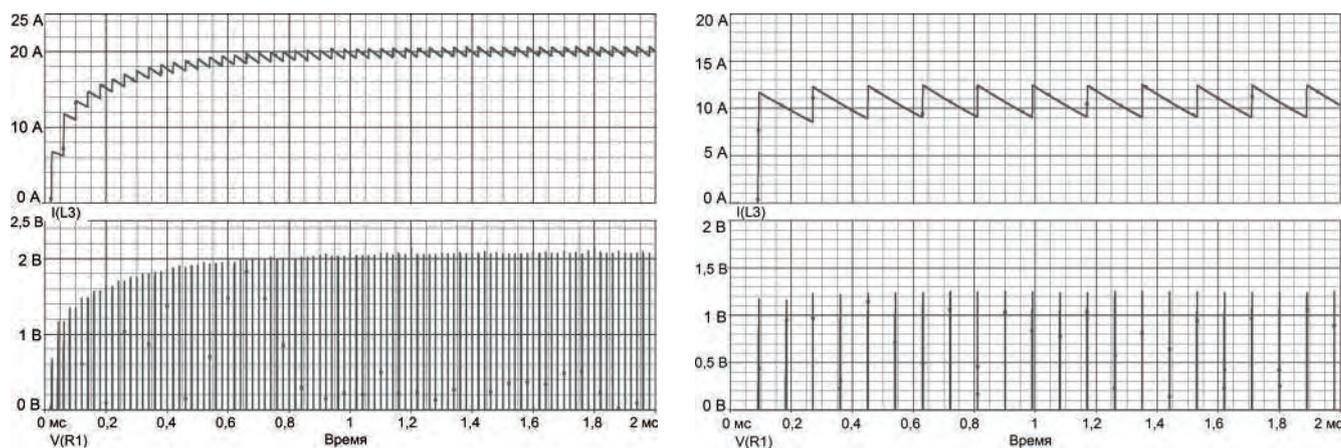


Рис. 5. Возникновение эффекта интегрирования на номинальной частоте в схеме мостового преобразователя с управлением в режиме *Current mode* и подчиненным регулированием при КЗ нагрузки (а); отсутствие эффекта интегрирования при пониженной частоте в схеме мостового преобразователя с управлением в режиме *Current mode* и подчиненным регулированием при КЗ нагрузки (б)

уровню срабатывания токовой защиты. При этом видно, что из-за возникновения эффекта интегрирования амплитуда тока на нагрузке (верхний график) превышает максимально допустимую приблизительно на 70 %. Следовательно, имеющиеся задержки на выключение силового СТК приводят к заметному превышению током нагрузки расчетного уровня токоограничения, что может привести к выходу из строя силовых элементов.

На рис. 5б приведены результаты моделирования того же преобразователя, но уже с защитой от эффекта интегрирования тока. На втором графике видно, что амплитуда сигнала на ДТ практически не превышает 1 В, что соответствует нормальному уровню токоограничения. Среднее значение тока в нагрузке также не превышает максимально допустимого, а частота преобразователя заметно ниже номинальной. Благодаря этому выключение СТК по сигналу токовой защиты происходит своевременно.

Результаты натурного моделирования показали, что напряжения на ДТ, при отсутствии защиты от интегрирования тока, может превосходить номинальное значение в 2–5 раз.

Однако моделирование с использованием нового метода исключения эффекта интегрирования, как с UC 1825, так и для TL 494 показало, что предложенный метод не нарушает работу алгоритма симметрирования, что выгодно отличает его от выше перечисленных методов.

В целом, по результатам компьютерного и натурного моделирования, можно сказать, что предложенный авторами метод устранения эффекта интегрирования в аварийных и переходных режимах является достаточно эффективным. При этом он не нарушает работу симметрирующего контура, что выгодно отличает его от ранее рассмотренных методов. Следовательно, при использовании этого метода не требуется дополнительных синхронизи-

рующих контуров, что упрощает структуру преобразователя в целом. Также отметим, что применение нового метода возможно при любой структуре ГПН. Единственным условием возможности применения этого метода является установка ШИМ-контроллера во вторичной цепи (цепи нагрузки).

Литература

1. Шевцов Д. А., Машуков Е. В., Ульященко Г. М. Сетевой многоканальный источник питания импульсно-периодической нагрузки // Теория и практика силовых устройств. Тематический сборник научных трудов. / Под редакцией Е. В. Машукова. – М.: ЭКОН, 2001. С. 54–59.
2. Коняхин С. Ф., Машуков Е. В., Свиридов П. А., Шевцов Д. А., Селиверстов И. П., Ульященко Г. М. Преобразователь напряжения для системы электроснабжения вертолета // Силовые транзисторные устройства. Выпуск 2. / Под редакцией Е. В. Машукова. – М.: Экон-Информ, 2006. С. 88–91.
3. Интегральные микросхемы: Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. – М. ДОДЭКА, 1996 г.
4. Коняхин С. Ф., Шевцов Д. А., Свиридов П. А., Машуков Е. В., Ульященко Г. М. Статический преобразователь частоты для питания бытовых приборов на борту самолетов // Силовые транзисторные устройства. Выпуск 2. / Под редакцией Е. В. Машукова. – М.: Экон-Информ, 2006. С. 84–88.

Машуков Евгений Владимирович, д. т. н., профессор кафедры "Микроэлектронных электросистем" МАИ, тел. (499)158-45-59;

Шевцов Даниил Андреевич, д. т. н., профессор кафедры "Микроэлектронных электросистем" МАИ, тел. (499)158-45-59;

Манбеков Дмитрий Рауфович, аспирант кафедры "Микроэлектронных электросистем" МАИ, тел. (499)158-45-59.

О. А. Коржавин, К. И. Галактионов, А. А. Коблов

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ПОДСИСТЕМЫ ВХОДНОЙ ФИЛЬТР–ВЕДОМЫЙ ИСН ДЛЯ ОЦЕНКИ УСТОЙЧИВОСТИ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

О. А. Korzhavin,
К. И. Galaktionov,
А. А. Koblov

В большинстве современных распределенных систем электропитания (РЭС) для электронных, радиотехнических, вычислительных и телекоммуникационных комплексов между двумя звеньями конверторов: ведущим и ведомым (ведомыми) устанавливается входной (промежуточный) фильтр [1, 2]. Целью такого входного фильтра является предотвращение поступления пульсаций тока на выходе ведущего (понижающего) линейного конвертора, то есть в линии первичного электропитания от ведомого конвертора (конвертора нагрузки).

Ключевые слова: распределенная система электропитания, входной фильтр, входное сопротивление, теорема Миддлбука, сглаживающий фильтр, частотные характеристики

Входной (промежуточный) фильтр может взаимодействовать с обоими конверторами и при определенных условиях привести к потере устойчивости всей распределенной системы электропитания (РСЭ).

Цель статьи – вывод выражения для входного сопротивления подсистемы входной фильтр–ведомый ИСН (конвертор нагрузки) и рекомендации по устранению их взаимодействия, то есть для обеспечения устойчивости РСЭ.

Одно из решений этой задачи получено в [2], где для определения входного сопротивления подсистемы входной фильтр–ИСН понижающего типа, использовалась эквивалентная схема замещения непрерывных динамических звеньев такой системы, описанной в [3].

Можно предложить и другой метод определения входного сопротивления такой подсистемы, основанный на теореме Миддлбука [4].

Изложение теоремы Миддлбука о дополнительном элементе и двойной инжекции приведено в [5]. В виду ее большой распространенности в зарубеж-



Рис. 1. Структурная схема простейшей распределенной системы электропитания (РСЭ)

Determination of input filter –slave switched mode voltage regulator subsystem input impedance to evaluate stability of distributed power system

In most modern distributed power systems (DPS) designed for electronic, radio technical, computing and telecommunication complexes an input (intermediate) filter is imposed between master unit and slave unit (slave units) [1, 2]. The purpose of this input filter is suppressing the current ripples at the output of master (buck) linear converter, i. e. in the line of primary electric power from a slave converter (load converter).

Key words: distributed power system, input filter, input impedance, Middlebrook's theorem, ripple filter, frequency-response characteristics

ных изданиях по силовой электронике, приведем ее некоторые положения, а также интерпретацию для анализа оптимальных соотношений в РСЭ (рис. 1).

Теорема о дополнительном элементе и двойной инжекции

Если на линейную цепь действуют два входных сигнала: U_{i1} , U_{i2} , то она имеет два выхода: U_{o1} , U_{o2} . Тогда

$$U_{o1} = A_1 \cdot U_{i1} + A_2 \cdot U_{i2}; \quad (1)$$

$$U_{o2} = B_1 \cdot U_{i1} + B_2 \cdot U_{i2}. \quad (2)$$

Если принять, что $U_{i2} = i$, а $U_{o2} = V$, а, то (1) и (2) принимают вид:

$$U_{o1} = A_1 \cdot U_{i1} + A_2 \cdot i; \quad (3)$$

$$U_{o2} = B_1 \cdot U_{i1} + B_2 \cdot i; \quad (4)$$

$$i = -\frac{V}{2}. \quad (5)$$

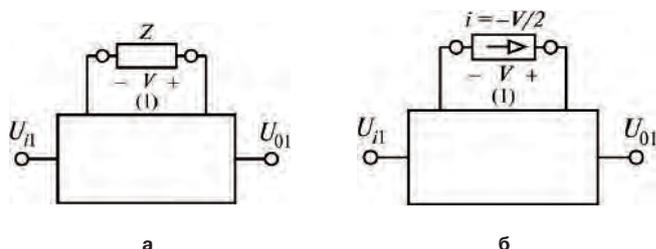


Рис. 2. Эквивалентные схемы линейной цепи, на которую воздействуют входной и выходной сигналы, а также через дополнительный порт подключен дополнительный элемент

Эти уравнения могут быть представлены эквивалентными схемами, показанными на рис. 2.

На схемах рис. 2 прямоугольник изображает линейную цепь, которая в дальнейшем выполняет роль входного фильтра. Импеданс (Z), добавляемый в порт (1), в дальнейшем выполняет роль входного сопротивления конвертора нагрузки – играет роль дополнительного элемента. Знак “–” учитывает направление тока i .

Из (3), (4), (5) получаем

$$\frac{U_{01}}{U_{i1}} = \frac{1 + \frac{1}{Z} \cdot \frac{A_1 \cdot B_2 - A_2 \cdot B_1}{A_1}}{1 + \frac{1}{Z} \cdot B_2} \quad (6)$$

Рассмотрим уравнения (3), (4), когда U_{01} становится равным нулю, за счет регулирования двух независимых сигналов схемы U_{i1} и i . Их регулирование осуществляется в соответствии с [4] с помощью включения в исследуемую линейную цепь двух звуковых генераторов, изменяющих как частоту и амплитуду, так и фазу этих двух независимых сигналов, что и обеспечивает условие нулевой инжекции.

Если $U_{i1} = 0$ из (4), то

$$B_2 = \left. \frac{V}{i} \right|_{U_{i1}=0} = Z_D \quad (7)$$

Z_D – коэффициент (полное сопротивление), наблюдаемый со стороны зажимов (точек подсоединения) дополнительного элемента Z при условии $U_{i1} = 0$.

Тогда

$$\begin{cases} 0 = A_1 \cdot U_{i1} + A_2; \\ V = B_1 \cdot U_{i1} + B_2 \cdot i. \end{cases} \quad (8, 9)$$

Из (8, 9) при $U_{01} = 0$ получаем

$$\left. \frac{V}{i} \right|_{U_{01}=0} = \frac{A_1 B_2 - A_2 B_1}{A_1} \quad (10)$$

Этот коэффициент – полное сопротивление, наблюдаемый со стороны зажимов (точек подсоединения) дополнительного элемента Z при условии $U_{01} = 0$ (второе условие нулевой инжекции), или $i = 0$.

Подставляя (7) и (10) в (6) получаем выражение для теоремы о дополнительном элементе и двойной инжекции (т. е. при $i = 0$ и $U_{01} = 0$) в виде:

$$A = \frac{U_{01}}{U_{i1}} = A_1 \cdot \frac{1 + \frac{Z_N}{Z}}{1 + \frac{Z_D}{Z}} \quad (11)$$

где A_1 – передаточная функция в отсутствие дополнительного элемента импеданса Z , т. е. $A = A_1$ при

$Z = \infty$. U_{i1} и U_{01} становится единственным “входом” и “выходом” системы. И тогда теорема принимает окончательный вид

$$A|_Z = A|_{Z=\infty} \cdot \frac{1 + \frac{Z_N}{Z}}{1 + \frac{Z_D}{Z}} \quad (12)$$

гласящий, что любая передаточная функция линейной системы в присутствии дополнительного элемента, то есть $A|_Z$ является передаточной функцией системы. Когда $Z = \infty$, т. е. $A|_{Z=\infty}$, умноженному на корректирующий фактор $[1 + (Z_N/Z)]/[1 + (Z_D/Z)]$, в состав которого входит сам дополнительный элемент Z , а также два импеданса Z_N и Z_D . Импедансы Z_N и Z_D рассчитываются относительно зажимов дополнительного элемента, а обозначения N и D относятся к понятиям числитель и знаменатель.

При правильном проектировании системы, корректирующий фактор часто приблизительно равен 1 и тогда $A|_Z = A|_{Z=\infty}$.

Рассмотрим структурную схему конвертора нагрузки (ИСН) с входным фильтром на рис. 3, где роль передаточных функций A будут играть передаточные функции полных сопротивлений Z .

- $Z_i = Z_{\text{вх ИСН}}$ – входное сопротивление конвертора нагрузки (ИСН) при замкнутой цепи обратной связи $T(s)$.
- При $U_{01} = U_1$, $U_{i1} = i_1$, из (11) получаем входное сопротивление схемы рис. 3

$$Z_{\text{вх}}(s) = \frac{U_{01}}{U_{i1}} = \frac{U_1(s)}{i_1(s)}$$

- При $Z_i = Z_{\text{вх ИСН}} = \infty$, т. е. $Z_{\text{вх}} = Z_{\text{вх1хх}}$ входное сопротивление входного фильтра при разомкнутых его выходных зажимах, т. е. в режиме холостого хода – порт (1) разомкнут.
- При $i_0 = 0$, т. е. при обнуленном выходе (порт (1) разомкнут) $U_{01} = 0$ $Z_{\text{вх}} = Z_N = Z_{\text{вх1хх}}$ выходное сопротивление входного фильтра с разомкнутым выходом.
- $Z_D = Z_{\text{ввых}}$ при $U_{i1} = U_1 = 0$ (при обнуленном входном сигнале) $Z_{\text{ввых}} = Z_D = Z_{\text{ввых1кз}}$ выходное сопротивление входного фильтра с замкнутым входом (входной порт замкнут).

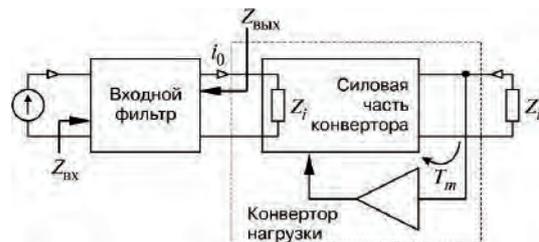


Рис. 3. Структурная схема конвертора нагрузки с входным фильтром: U_1 – напряжение на выходе ведущего (линейного) конвертора (рис. 1)

Тогда окончательно с учетом вышеприведенных обозначений выражение (12) принимает вид:

$$Z_{вх}(s) = Z_{вх1хх}(s) \cdot \left(1 + \frac{Z_{вх1хх}}{Z_i}\right) / \left(1 + \frac{Z_{вх1кз}}{Z_i}\right); \quad (13)$$

При выводе выражения (13) дважды использовалась нулевая инжекция:

- при определении Z_N полагалось $U_{01} = 0$ или $i_0 = 0$;
- при определении Z_D полагалось $U_{i1} = U_1 = 0$.

Поэтому такой метод расчета получил название теоремы о дополнительном элементе ($Z = Z_i$) и двойной нулевой инжекции.

Таким образом, для рассматриваемого случая РСЭ, когда входной (промежуточный) фильтр расположен между ведущим (линейным) конвертором и ведомым конвертором нагрузки, под основным элементом теоремы Миддлбука следует понимать входной (промежуточный) фильтр, а под дополнительным элементом – входное сопротивление ведомого конвертора нагрузки $Z_i = Z_{вх\text{исн}}$.

Такая трактовка теоремы Миддлбука позволяет получить простую формулу (13) для определения входного сопротивления подсистемы: входной фильтр конвертор нагрузки и облегчить решение задачи устойчивости для рассматриваемого случая РСЭ (рис. 1.)

Введенные выше названия придаточных функций для входных и выходных сопротивлений целесообразно свести в таблицу 1.

Логарифмические частотные характеристики входного фильтра

Расчет системы входной фильтр ведомый ИСН проводится по формуле (13) для схемы, показанной на рис. 4.

Расчет зависимости для входных и выходных сопротивлений LC-фильтров на рис. 4 можно представить в виде таблицы 2.

Оптимальные параметры входного фильтра можно рассчитанных, например по методике [3]. Получаем $L_\phi = 165$ мкГн; $C_\phi = 1600$ мкФ; $R_{L\phi} = 50$ мОм; $R_{L\phi} = 180$ мОм.

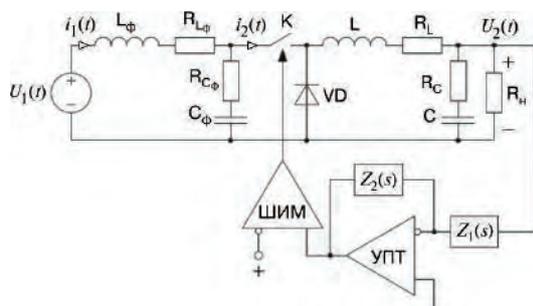


Рис. 4. Схема понижающего конвертора нагрузки с входным LC-фильтром

Расчетные зависимости $Z_{вх1хх}(f)$, $Z_{вх1кз}(f)$, и $Z_{вх1хх}(f)$ изображены на рис. 5.

Логарифмические частотные характеристики входного сопротивления подсистемы входной фильтр-конвертор нагрузки

Расчет передаточной функции и входных сопротивлений конвертора нагрузки (ведомого ИСН) производится по следующим формулам.

Входное сопротивление конвертора нагрузки (ИСН) при замкнутой цепи его обратной связи [6].

$$\frac{1}{Z_i} = \frac{1}{Z_{вх\text{исн}}} = -\frac{T(s)}{1+T(s)} \cdot \frac{M^2}{R_H} + \frac{1}{1+T(s)} \cdot \frac{M^2}{Z_\phi}$$

или

Таблица 1

Передаточные функции	
Стабилизатора	Входного фильтра
$Z_{вх}(\omega)$ – входное сопротивление системы входной фильтр-конвертор нагрузки при замкнутой цепи обратной связи конвертора (ИСН)	$Z_{вх1кз}$ – входное сопротивление при разомкнутых выходных зажимах фильтра
$T(\omega)$ – петлевой коэффициент усиления цепи обратной связи стабилизатора	$Z_{вх1хх}$ – выходное сопротивление при замкнутых входных зажимах фильтра
$Z_i(\omega) = Z_{вх1кз}(\omega)$ – входное сопротивление конвертора нагрузки (ИСН) при замкнутой цепи его обратной связи	$Z_{вх1хх}$ – выходное сопротивление при замкнутых входных зажимах фильтра
$Z_\phi(\omega)$ – входное сопротивление силового сглаживающего фильтра ведомого ИСН	

Таблица 2

<p>1. Входной фильтр в режиме разомкнутых выходных зажимов или режим холостого хода</p> $Z_{вх1хх} = R_L + sL_\phi + R_C + \frac{1}{sC_\phi} = \frac{sC_\phi(R_L + sR_C) + s^2L_\phi C_\phi + 1}{sC_\phi}$	<p>2. Входной фильтр в режиме замкнутых входных зажимов</p> $Z_{вх1кз} = \frac{(R_L + sL_\phi) \cdot \left(R_C + \frac{1}{sC_\phi}\right)}{R_L + sL_\phi + R_C + \frac{1}{sC_\phi}}$
<p>3. Входной фильтр в режиме разомкнутых входных зажимов</p> $Z_{вх1кз} = R_C + \frac{1}{sC_\phi}$	<p>4. Силовой сглаживающий LC-фильтр конвертора нагрузки</p> $Z_\phi = R_L + sL + \frac{R_H}{sCR_H + 1}$

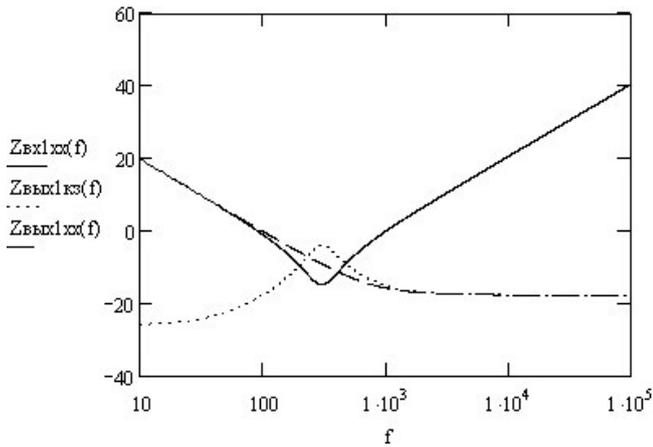


Рис. 5. Характеристики входных и выходных сопротивлений входного фильтра:

($Z_{вх1\text{xx}}(f)$ – входное сопротивление при разомкнутых выходных зажимах фильтра; $Z_{вых1\text{кз}}(f)$ – выходное сопротивление при замкнутых входных зажимах фильтра; $Z_{вых1\text{xx}}(f)$ – выходное сопротивление при разомкнутых входных зажимах фильтра)

$$Z_i = Z_{вх\text{исн}} = \frac{1+T(s)}{M^2} \cdot \frac{R_n \cdot Z_{\phi 1}(s)}{R_n - Z_{\phi 1}(s) \cdot T(s)}, \quad (14)$$

где $T(s) = k \cdot W(s)$ – петлевой коэффициент усиления цепи обратной связи стабилизатора (конвертора нагрузки);

$k = k_d \cdot k_{\text{упт}} \cdot k_{\text{шим}}$ – коэффициент стабилизации конвертора;

$W(s) = \{s^2 LC + s[R_L C + (L/R_n)] + 1\}^{-1}$ – передаточная функция выходного сглаживающего LC-фильтра силового конвертора;

$Z_{\phi 1}(s)$ – входное сопротивление сглаживающего LC-фильтра ведомого ИСН. Его выражение приводится в табл. 1;

M – коэффициент заполнения импульса ШИМ ИСН;

R_n – сопротивление нагрузки ведомого ИСН.

Зависимости для $Z_i = Z_{вх\text{исн}}(f)$, рассчитанная по (14), и $Z_{вх}(f)$, рассчитанная по (13), изображены на рис. 6.

Действительно, как известно, оценку устойчивости РЭС рис. 1 можно проводить по зависимости, приведенной в [2]

$$F_{12} = F_1 \cdot F_2 \cdot \frac{1}{1 + Z_s / Z_i} \quad (15)$$

где F_{12} – передаточная функция вход-выход РЭС (рис. 1);

F_1 – передаточная функция подсистемы ведущего (линейного) конвертора, приводимая в [2];

F_2 – передаточная функция подсистемы: входной (промежуточный) фильтр ведомый конвертор нагрузки (ИСН);

$Z_s = Z_0$ – величина полного выходного сопротивления ведущего (линейного) конвертора, приводимая в [2];

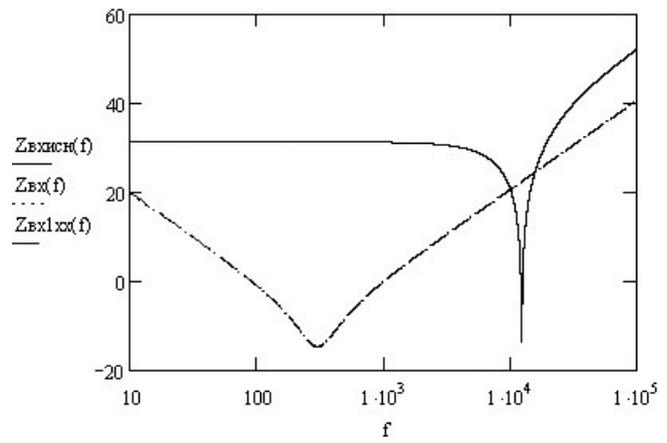


Рис. 6. Частотные характеристики входных сопротивлений входного фильтра, конвертора нагрузки и всей подсистемы

$Z_i = Z_{вх}$ – полное входное сопротивление подсистемы: входной фильтр-ведомый конвертор нагрузки.

При $Z_{вх} = Z_{вх1\text{xx}}$ существенно упрощается расчет $Z_{вх}$, а, следовательно, и оценка устойчивости рассматриваемой РЭС.

При рациональном проектировании всегда можно обеспечить устойчивость подсистем F_1 и F_2 , поэтому как указано в [7], устойчивость рассматриваемой РЭС сводится к расчету устойчивости дополнительного петлевого контура с коэффициентом усиления

$$T_m = \frac{Z_s}{Z_i} = \frac{Z_0}{Z_{вх}} \approx \frac{Z_0}{Z_{вх1\text{xx}}} \quad (16)$$

Выводы

1. Предложенный метод определения входного сопротивления подсистемы входной фильтр–ведомый ИСН для оценки устойчивости РЭС значительно проще изложенного в [2], основанного на применении эквивалентной схемы замещения непрерывных динамических звеньев подобной подсистемы.

2. Для распределенной системы электропитания РЭС (рис. 1), под основным элементом теоремы Мидлбрука следует понимать входной (промежуточный) фильтр, а под дополнительным элементом – входное сопротивление ведомого конвертора нагрузки.

3. При рационально выбранных параметрах входного фильтра входное сопротивление подсистемы входной фильтр–конвертор нагрузки (ИСН понижающего типа) практически может совпадать со значением входного сопротивления одного входного фильтра при его разомкнутых выходных зажимах, т. е. в режиме холостого хода.

4. При оценке устойчивости РЭС (рис. 1) выражение для его дополнительного петлевого коэффициента усиления T_m значительно упрощается, так как при вычислении $Z_{вх}$ можно опустить определение входного сопротивления конвертора нагрузки $Z_{вх\text{исн}}$, заменив его простым выражением входного сопротив-

ления входного фильтра в режиме холостого хода, т. е. принять $Z_{\text{вх}} \approx Z_{\text{вх,лх}}$.

Такая замена существенно упрощает анализ устойчивости всей РСЭ.

Литература

1. *B. Choi and B. H. Cho*. Intermediate line filter design to meet both impedance compatibility and EMI specification. — IEEE Trans Power Electron vol. 10, no. 5, pp. 583–588, Sep. 1995.

2. *Коржавин О. А., Яхин А. Т.* Устойчивость электропитающей установки распределенной системы электропитания телекоммуникационной аппаратуры связи. — Практическая силовая электроника № 34, 2009, С. 27–34.

3. *Донкеев С. С., Коржавин О. А.* Оценки влияния входного фильтра на работу импульсных источников электропитания II. — Электросвязь 2005, № 10, С. 23–26.

4. *Middlebrook R. D.* Null double injection and the extra element theorem. — IEEE Transactions on education

vol. 32, no. 3, pp. 167–180, August 1989.

5. *Донкеев С. С., Коржавин О. А.* Расчет двухзвонного входного фильтра импульсного источника электропитания II. — Практическая силовая электроника, 2007, № 27, С. 28–33.

6. *Middlebrook R. D.* Input filter considerations in design and application of switching regulators. — IEEE PESC 1977, pp. 36–57.

7. *Дмитриков В. Ф.* и др. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств. — М.: Радио и связь, 2005.

Коржавин Олег Аркадьевич, к. т. н., доцент кафедры ОКиТРС ПГУТИ, г. Самара, тел.: (846)332-79-09, e-mail: korg@epus.psati.ru;

Галактионов Константин Иванович, инженер кафедры ОКиТРС ПГУТИ П, г. Самара, e-mail: kostyanivanich@yandex.ru;

Коблов Андрей Александрович, инженеры кафедры ОКиТРС ПГУТИ, г. Самара, e-mail: fanta6@rambler.ru.

А. В. Качалов, Л. И. Цытович, М. М. Дудкин

ИНТЕГРИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА СИНХРОНИЗАЦИИ ДЛЯ СИСТЕМ ИМПУЛЬСНОФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ВЕНТИЛЬНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

A.V. Kachalov, L. I. Tsyтович,
M. M. Dudkin

Integrating Synchronizers for Gated Converters
Pulse-Phase Control Circuits

В статье проведен анализ устройств синхронизации (УС) вентильных преобразователей (ВП) на базе интегрирующих развертывающих преобразователей (РП) с целью выбора наиболее рациональной структуры УС, сочетающей простоту технической реализации и способность полностью или частично адаптироваться к "проблемной сети".

Ключевые слова: устройство синхронизации, импульсно-фазовое управление, развертывающая система, вентильный преобразователь

The paper presents an analysis of synchronizers for gated converters (GC) on the basis of integrating scanning transducers (ST) to select the most rational topology of synchronizer, which combines the simplicity of technical embodiment with the ability of full or partial adaptivity to "problem" mains.

Key words: synchronizer, pulse-phase control, scanning system, gated converter

Современные энергосистемы как стационарного, так и автономного базирования характеризуются высоким уровнем искажений с трудно предсказуемыми параметрами, зачастую выходящими за допустимые нормы искажений и играющими роль дестабилизирующих факторов в работе не только вентильных преобразователей (ВП), но и технологических установок в целом [1]. Поэтому создание систем управления ВП, способных частично или полностью адаптироваться к изменяющимся параметрам сети, является актуальной задачей, направленной на повышение надежности работы всего комплекса электротехнического оборудования промышленных предприятий.

Одним из наиболее уязвимых с позиций помехоустойчивости каналов систем управления ВП являются устройства синхронизации (УС), которые в большинстве практических случаев представляют собой каскадное включение сглаживающего фильтра Φ , например, апериодического первого порядка и релейного элемента РЭ с симметричными относительно нулевого уровня порогами переключения ("Ф-РЭ") (рис. 1а) [2]. Недостаток УС типа "Ф-РЭ" очевиден — при изменениях амплитуды и/или частоты напряжения сети заданный угол синхронизации существенно меняется, что сказывается на характеристиках ВП в целом, а в ряде случаев может привести к его аварийному отключению. Проблема помехоустойчивости контуров синхронизации ВП, в частности, в автоматизированном электроприводе постоянного тока, за последнее время в немалой степени обострилась благодаря широкому внедрению преобразователей частоты в электроприводах переменного тока, генерирующих в сеть высокочастотные гармоники широтно-импульсной модуляции, не связанные по кратности с частотой напряжения сети.

Применение методов интегрирующего развертывающего преобразования для синхронизации систем

импульсно-фазового управления ВП является одним из эффективных способов повышения их помехоустойчивости, статической и динамической точности [3, 4]. Однако многообразие возможных вариантов построения УС на базе интегрирующих развертывающих преобразователей (РП) требует детальной сравнительной оценки их статических и динамических характеристик, а также сопоставления с традиционными техническими решениями типа "Ф-РЭ", с целью выбора наиболее рациональной структуры УС, сочетающей в себе простоту технической реализации и способность полностью или частично адаптироваться к "проблемной" сети.

Ниже приводятся результаты сравнительного анализа статических и динамических характеристик УС различного типа, выполненного на основании моделирования процессов в пакете "MATLAB + Simulink".

Структуры и характеристики интегрирующих устройств синхронизации

В большинстве случаев основу развертывающих систем составляет базовая структура интегрирующего РП (рис. 1б), включающая в себя сумматор Σ , интегратор И и релейный элемент РЭ с симметричной относительно "нуля" петлей гистерезиса, выходной сигнал которого меняется дискретно в пределах $\pm A$.

РП представляет собой автоколебательную систему с частотно-широотно-импульсной модуляцией и знакопеременной обратной связью. Ее особенность заключается в том, что при соблюдении определенных условий она может переходить в режим вынужденных переключений (синхронизации) с внешним периодическим сигналом и преобразовываться из частотно-широотно-импульсной в широтно-импульсную систему. При этом наиболее часто для внешней синхронизации РП используется непосредственно напряжение сети, либо прямоугольные биполярные

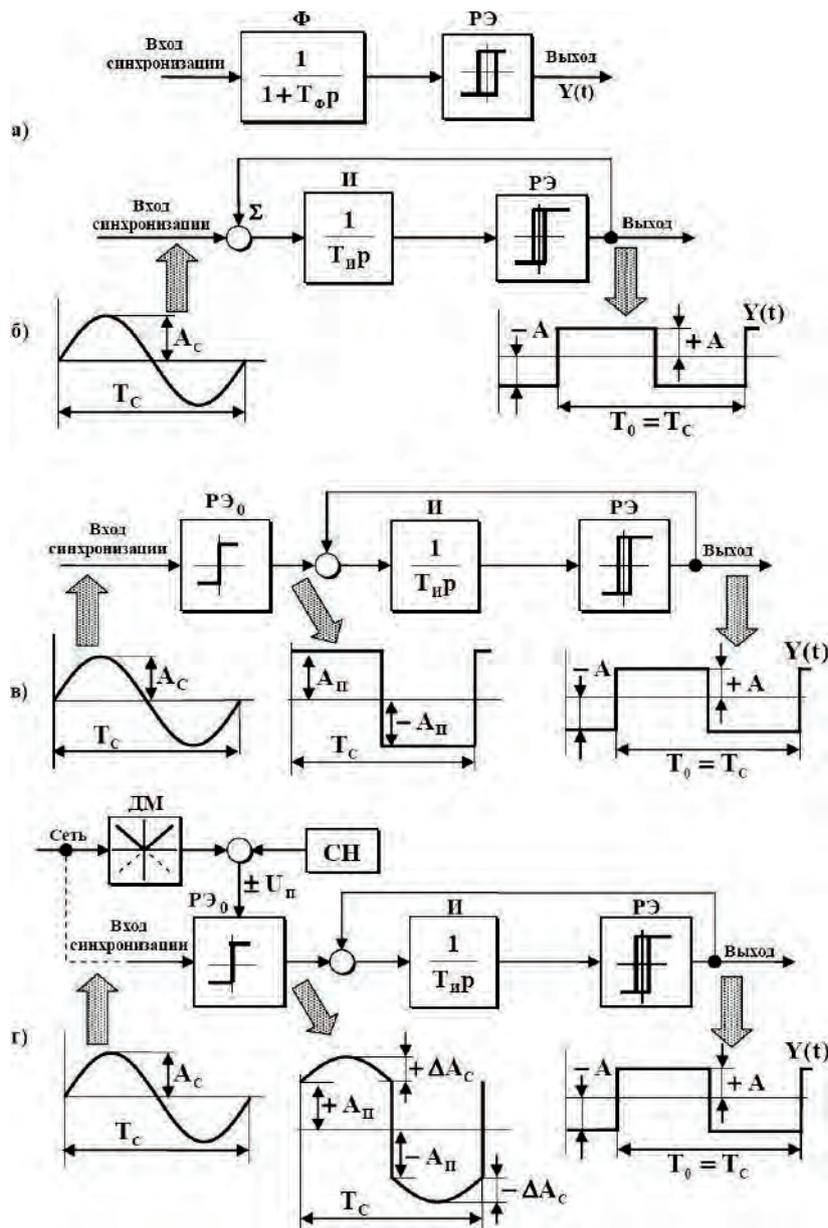


Рис. 1. Структурные схемы и временные диаграммы сигналов устройств синхронизации:
 а – каскадное УС “фильтр релейный элемент” (ФРЭ);
 б – адаптивное интегрирующее УС (РП);
 в – комбинированное интегрирующее УС “компараторразвертывающий преобразователь” с частичной адаптацией (КРП);
 г – комбинированное адаптивное интегрирующее УС “адаптивный компаратор развертывающий преобразователь” (АК–РП)

импульсы со средним нулевым значением, получаемые путем преобразования синусоидального сигнала с помощью компаратора.

Результаты теоретических и экспериментальных исследований показали, что условием синхронизации РП прямоугольными биполярными импульсами является

$$(\bar{T}_{\text{П}} \cdot \bar{A}_{\text{П}}) \geq 1, \quad (1)$$

где: $\bar{T}_{\text{П}} = T_{\text{П}} / T_0$ – нормированное значение периода $T_{\text{П}}$ прямоугольных импульсов синхронизации;

$T_0 = 4\bar{b} T_{\text{И}}$ – период выходных импульсов РП при его работе в режиме собственных автоколебаний;

$\bar{b} = |b/A|$ – нормированное значение порогов переключения РЭ; $\pm A$ амплитуда выходных импульсов РЭ;

$\bar{A}_{\text{П}} = |A_{\text{П}}/A|$ – нормированное значение амплитуды импульсов синхронизации (кратность синхронизации);

$T_{\text{И}}$ – постоянная времени интегратора РП.

Иными словами, синхронизация РП прямоугольными импульсами наступает при условии

превышения модулем вольт-секундной площади синхронизирующего воздействия значения модуля вольт-секундной площади выходных импульсов РП за период его собственных автоколебаний.

Аналогично для сигнала вида $X_C = A_C \cdot \sin(\omega t)$ условиями внешней синхронизации являются

$$\left[\frac{2 \cdot \bar{T}_C \cdot \bar{A}_C}{\pi} \right] \geq 1; \quad (2)$$

$$dY_{и} / dt < dX_C / dt,$$

где: $\bar{T}_C = T_C / T_0$, $\bar{A}_C = |A_C / A|$ – нормированное значение периода T_C и амплитуды A_C сигнала $X_C(t)$ соответственно; $Y_{и}(t)$ – выходной пилообразный сигнал развертки на выходе интегратора И при работе РП в режиме собственных автоколебаний, ограниченный по амплитуде порогами переключения $\pm b$ РЭ. Здесь, по сравнению с (1), появляется дополнительное условие, которое говорит о том, что производная синхронизирующего воздействия $X_C(t)$ при его переходе через нулевой уровень должна превышать производную пилообразного сигнала развертки $Y_{и}(t)$, которую она имеет при работе РП в режиме собственных автоколебаний с нулевым значением постоянной составляющей сигнала на его информационном входе.

В режиме внешней синхронизации, когда роль несущей частоты выполняет, например, гармонический сигнал $X_C(t)$, РП имеет свойства близкие к апериодическому фильтру первого порядка $W(p) = 1 / (1 + T_{э} p)$ с постоянной времени $T_{э} \approx \pi \cdot T_C \cdot \bar{A}_C / 16$, автоматически перестраиваемой в функции параметров синхронизирующего воздействия (напряжения сети) [5, 6]. Однако следует иметь в виду, что подобная “линеаризация” РП справедлива только для области частот входных воздействий $f_{вх} \leq 0,5 f_C$ ($f_C = 1 / T_C$), выше которой развертывающий преобразователь, как и любая импульсная система, переходит в режим замедленной дискретизации динамической составляющей входного сигнала [7].

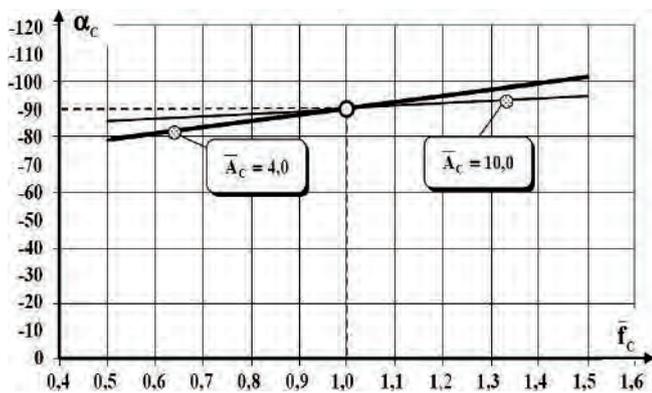


Рис. 2. Зависимость $\alpha_C = f(\bar{f}_C)$ для интегрирующего развертывающего преобразователя в режиме внешней синхронизации синусоидальным сигналом при различных кратностях синхронизации \bar{A}_C

Фазовый сдвиг (начальный угол синхронизации α_C) между синхронизирующим воздействием и выходными импульсами $Y(t)$ РП (рис. 2) зависит от нормированной частоты $\bar{f}_C = f_C / (f_0 = T_0^{-1})$ сигнала синхронизации и \bar{A}_C . Равенство $\alpha_C = -90$ эл. град., что является, как будет показано ниже, наиболее приемлемым для построения каналов синхронизации ВП на основе РП, достигается при условии равенства частоты собственных автоколебаний РП и частоты сигнала синхронизации $X_C(t)$.

Величина статической ошибки УС оценивалась по уровню нормированного отклонения $\Delta \bar{\alpha}_C = |\alpha_C^* / \alpha_C| - 1$ статического угла синхронизации $\alpha_C = -90$ эл. град. (рис. 3), где α_C^* угол синхронизации при наличии внешнего возмущения, в качестве которого выступали нормированные приращения $\Delta \bar{A}_C = (A_C^* / A_C) - 1$ и $\Delta \bar{f}_C = f_C^* / f_C - 1$ фактической амплитуды A_C^* и частоты f_C^* синхронизирующего воздействия по отношению к их номинальным значениям A_C и f_C соответственно. В качестве номинальной кратности синхронизации было выбрано значение $\bar{A}_C = |A_C / A| = 4$.

В УС типа “Ф–РЭ” величина $\Delta \bar{\alpha}_C$ значительно зависит от амплитуды сигнала синхронизации. Например, при $\bar{A}_C = 4$ и $\bar{A}_C = 0,1$ величина $\Delta \bar{\alpha}_C$ составляет 0,013, при $\bar{A}_C = -0,3$ соответствует уровню $\Delta \alpha_C = 0,045$.

В отличие от “ФР–Э” (рис. 1а) УС на базе РП (рис. 1б) имеет нулевое значение статической ошибки при колебаниях $\pm \Delta \bar{A}_C$ амплитуды синхронизирующего воздействия \bar{A}_C (напряжения сети) (рис. 4б). Это является прямым следствием замкнутого характера структуры РП и наличия интегратора И в прямом канале регулирования. Необходимо отметить, что все последующие структуры интегрирующих УС (рис. 1 в, г) имеют характеристику $\Delta \bar{\alpha}_C = f(\bar{A}_C, \Delta \bar{A}_C)$ аналогичную приведенной на рис. 3б, поэтому в дальнейшем данная зависимость не приводится и не комментируется.

Характеристика $\Delta \bar{\alpha}_C = f(\bar{A}_C, \Delta \bar{f}_C)$ для “Ф–РЭ” при нулевом значении колебания $\Delta \bar{f}_C$ частоты сети существенно зависит от изменения амплитуды \bar{A}_C сигнала синхронизации, в то время как в РП отклонение угла синхронизации $\Delta \bar{\alpha}_C$ при аналогичных условиях равно нулю. В тоже время, как показали исследования, при малых значениях глубины синхронизации

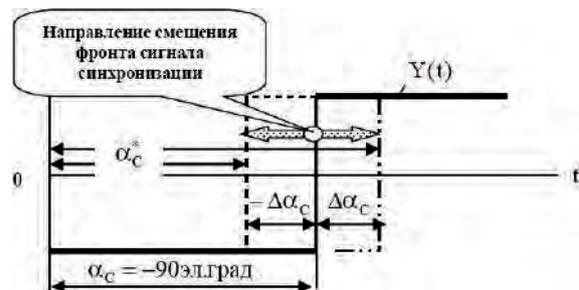


Рис. 3. Временные диаграммы сигналов к анализу ошибки угла синхронизации

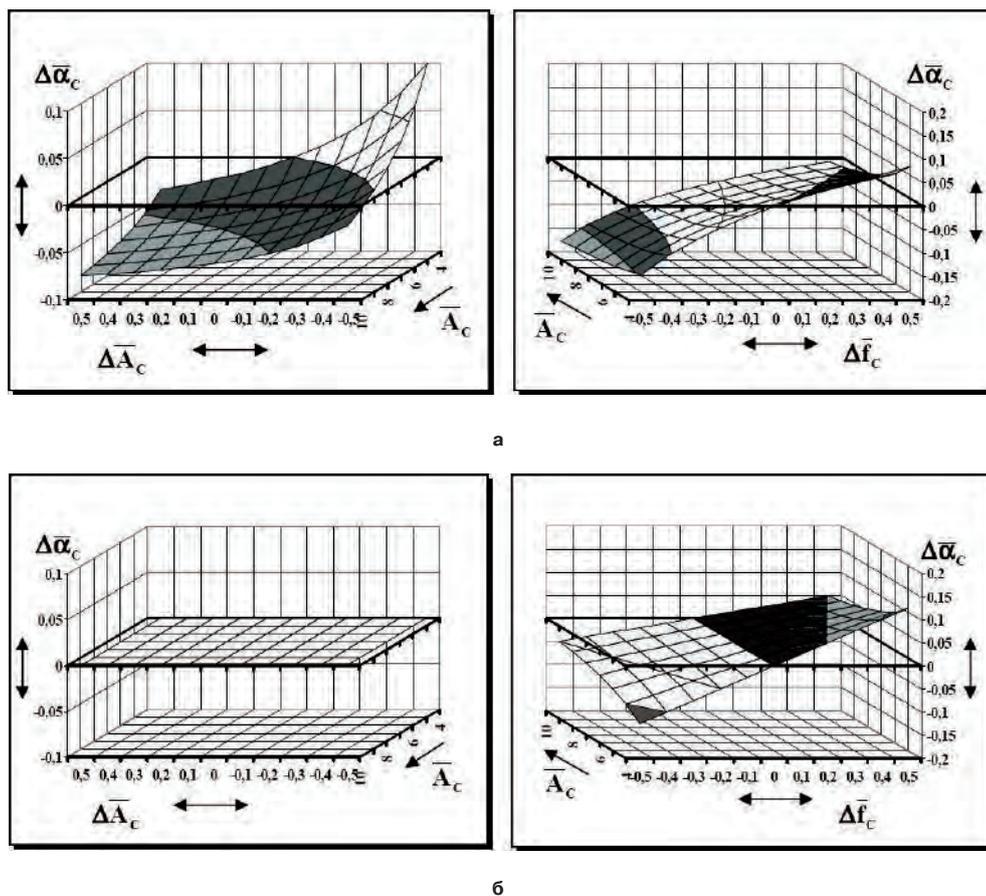


Рис. 4. Пространства статического состояния $\Delta\bar{\alpha}_c = f(\bar{A}_c, \Delta\bar{A}_c)$ и $\Delta\bar{\alpha}_c = f(\bar{A}_c, \Delta\bar{f}_c)$ для устройства синхронизации “ФРЭ” (а) и УС на основе базовой структуры РП (б)

$2,0 \leq \bar{A}_c \leq 2,5$ и колебаниях частоты сети, РП по уровню ошибки $\Delta\bar{\alpha}_c$ несколько уступает каскаду “ФР–Э”. Преимущество РП перед “ФР–Э” наступает при $\bar{A}_c \geq 4$, когда $|\Delta\bar{\alpha}_c| \leq 0,1$. При этом необходимо отметить, что характеристика $\Delta\bar{\alpha}_c = f(\bar{A}_c, \Delta\bar{f}_c)$ для РП (рис. 4б) “симметрична” относительно координаты $\Delta\bar{f}_c = 0$, причем ошибка $\Delta\bar{\alpha}_c$ носит знакопеременный характер в зависимости от знака $\Delta\bar{f}_c$ и уменьшается по мере роста глубины синхронизации \bar{A}_c . Очевидно, что при работе с сетью, имеющий существенный уровень нестабильности частоты $\Delta\bar{f}_c$, наиболее рациональной глубиной синхронизации РП является $4,0 \leq \Delta\bar{A}_c \leq 8,0$, когда достигается компромисс между ошибкой $\Delta\bar{\alpha}_c$ и быстродействием контура синхронизации ВП.

Рассмотрим динамические характеристики “Ф–РЭ” и УС на базе РП (рис. 5).

Логарифмические амплитудно-частотные характеристики $\Delta\bar{\alpha}_c = f(f_{BX})$ (ЛАЧХ) определялись для гармонического воздействия $X_{BX}(t) = A_{BX} \cdot \sin(\omega t)$, подаваемого на вход УС совместно с сигналом синхронизации $X_c(t)$, в диапазоне частот $10 \dots 10^3$ Гц при относительной амплитуде $\bar{A}_{BX} = |A_{BX} / A_c| = 0,1$ и $\bar{A}_c = 4,0$.

При сопоставлении УС были приняты следующие исходные положения. Постоянные времени Φ и РП

удовлетворяли условию $T_\Phi = T_s$, а релейный элемент каскада “ФР–Э” имел пороги переключения, при которых начальный угол синхронизации между входным $X_c(t)$ и выходным $Y(t)$ сигналами “ФР–Э” составлял $\alpha_c = -90$ эл. град. (рис. 3), т. е. такой же, как и в РП.

Таким образом, два сравниваемых класса УС изначально находились в одинаковых условиях. Кроме того, ошибка угла синхронизации определялась как $\Delta\bar{\alpha}_c = (\alpha_c^* / \alpha_{Ci}) - 1$, где α_{Ci} – статический угол синхронизации для заданной частоты синхронизирующего воздействия. В качестве номинальной частоты сигнала $X_c(t)$ принималась частота 50 Гц.

В области достоверной передачи частот $f_{BX} \leq 0,5 f_c$ ($f_c = 1/T_c$) (ОДП) динамической составляющей входного сигнала ошибка угла синхронизации у сравниваемых структур практически идентична.

В области частот замедленной дискретизации (ОЗД) $f_{BX} > 0,5 f_c$ ЛАЧХ имеют нелинейно-дискретный характер, когда максимумы ошибки $\Delta\bar{\alpha}_c$ чередуются с точками, где $\Delta\bar{\alpha}_c = 0$.

Проще всего физику данного явления объяснить диаграммами сигналов (рис. 5б, в), где принято, что синхронизирующим воздействием являются прямоугольные биполярные импульсы. Тогда при кратном соотношении частот сигналов $X_c(t)$ и $X_{BX}(t)$ (рис. 5б) на вершине синхронизирующего воздействия “укла-

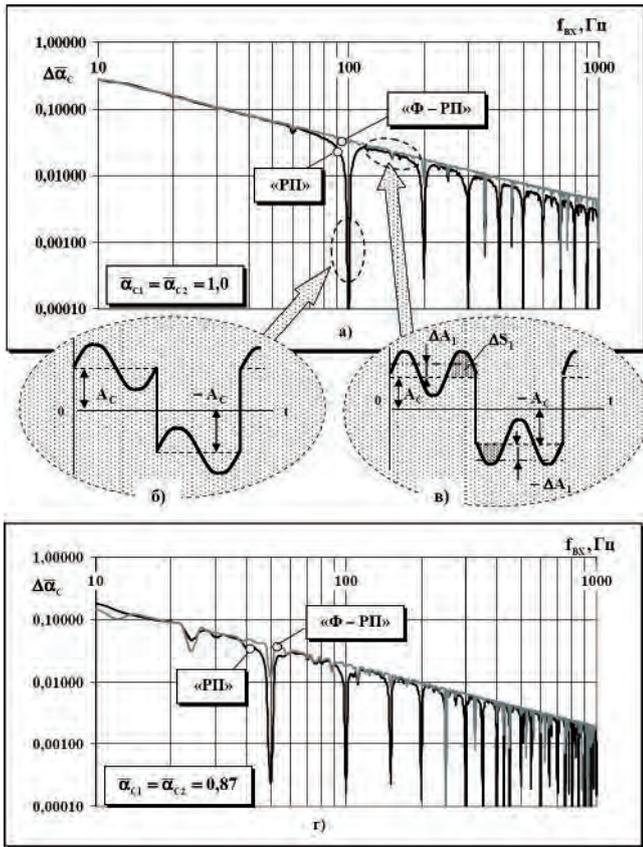


Рис. 5. Логарифмические амплитудно частотные характеристики $\Delta\alpha_C = f(f_{BX})$ для частоты синхронизирующего сигнала 50 Гц (а) и 25 Гц (г) при $A_C = 4$ для РП и «ФР-Э» и временные диаграммы сигналов (б, в) к пояснению характера ЛАЧХ

дывается” целое число периодов сигнала $X_{BX}(t)$, среднее значение которых за интервал дискретизации $X_C(t)$ равно нулю. В этом случае сигнал $X_{BX}(t)$ не изменяет первоначальной глубины синхронизации A_C РП, которая определяется амплитудой синхронизирующего воздействия, что и приводит к $\Delta\alpha_C = 0$. Иными словами, возмущающее воздействие $X_{BX}(t)$ не является причиной отклонения вольт-секундной площади сигнала синхронизации, заданного условием (1) или (2). В случае нецелочисленного соотношения частот сигналов $X_C(t)$ и $X_{BX}(t)$ (рис. 5в) каждая из амплитуд биполярного сигнала синхронизации получает, например, “положительное” приращение амплитуды в виде полупериода сигнала $X_{BX}(t)$, что эквивалентно росту интегрального значения амплитуды $\pm A_C$ на величину $\pm\Delta A_1$, пропорциональную вольт-секундной площади ΔS_1 . Это и является причиной появления максимумов ЛАЧХ в ОЗД, причем с увеличением частоты сигнала $X_{BX}(t)$ доля ΔS_1 по отношению к интегральному значению амплитуды сигнала синхронизации падает, уменьшая тем самым с ростом частоты возмущающего воздействия $X_{BX}(t)$ величину ошибки $\Delta\alpha_C$.

Изменение, например, уменьшение частоты сигнала синхронизации (несущей частоты РП) до 25 Гц

(рис. 5г) не вносит принципиальных изменений в характер ЛАЧХ “Ф-РЭ” и РП, а лишь сдвигает их влево по оси частот. Аналогичным образом, с повышением частоты напряжения сети ЛАЧХ пропорционально сдвинется вправо относительно первоначальной характеристики при $f_C = 50$ Гц (рис. 5а).

Снизить инерционность УС типа РП, доведя глубину его синхронизации до практического минимума $A_C = 1,2-1,5$, и исключить при резких просадках напряжения сети вероятность выхода РП из режима синхронизации с сетью можно путем последовательного включения безгистерезисного компаратора РЭ₀ и РП (“К-РП”) (рис. 1в). При этом гармонический сигнал синхронизации преобразуется в прямоугольные биполярные импульсы, амплитуда которых $\pm A_{П}$ более не зависит от колебаний напряжения сети. Естественно возникает вопрос, какой ценой обеспечивается подобное повышение быстродействия УС.

В УС по схеме “К-РП” сохраняется статическая адаптация к колебаниям $\pm\Delta A_C$ напряжения сети (рис. 6а), но полностью теряется способность адаптироваться к девиациям частоты синхронизирующего воздействия, о чем говорит линейный и независимый от A_C характер пространства $\Delta\alpha_C = f(A_C, \Delta f_C)$ (рис. 6а).

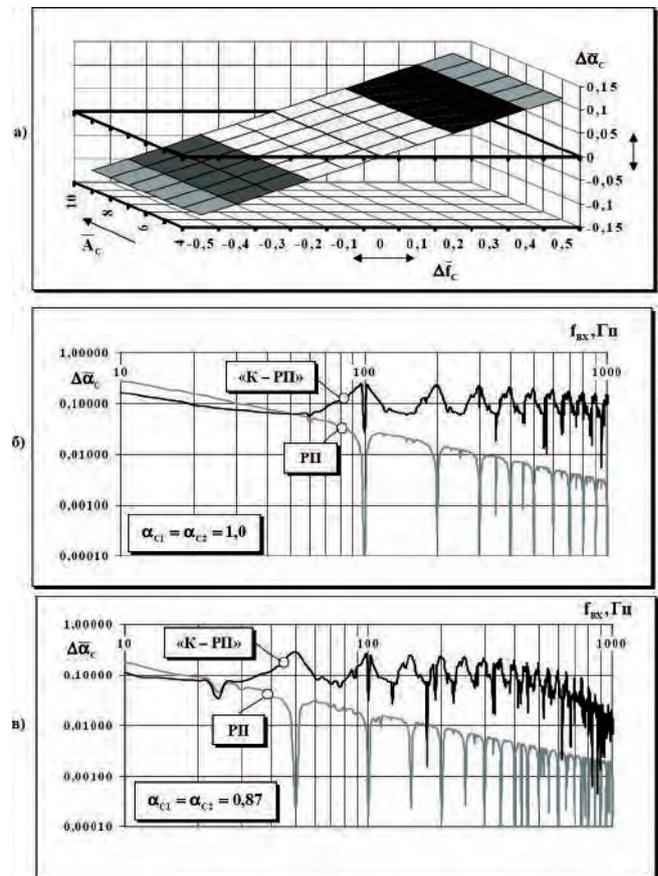


Рис. 6. Пространство статического состояния $\Delta\alpha_C = f(A_C, \Delta f_C)$ (а) для интегрирующего устройства синхронизации на основе каскада “КРП” и ЛАЧХ РП и “КРП” для частоты синхронизирующего воздействия 50 Гц (б) и 25 Гц (в) при $A_C = 4,0$

Динамическая ошибка $\Delta\bar{\alpha}_C$ (рис. 6б) в ОДП уменьшается примерно в дватри раза по сравнению с РП, однако в ОЗД уровень $\Delta\bar{\alpha}_C$ для УС по схеме “К–РЭ” увеличивается более, чем на порядок по сравнению с РП. Этому есть следующее объяснение.

УС типа “К–РЭ” фактически содержит на входе разомкнутую импульсную системы в виде РЭ₀, которая представляет собой аналог известного фазосдвигающего устройства (ФСУ) с “вертикальным” управлением с той лишь разницей, что здесь функции пилообразного сигнала развертки выполняет гармонический сигнал синхронизации. В ОЗД на частотах, находящихся в нецелочисленном соотношении с частотой сигнала синхронизации, возникает эффект, когда сигнал $X_{ВХ}(t)$ преобразуется в инфранизкочастотную составляющую или сигнал с нулевой частотой, что приводит к статическому изменению скважности выходных импульсов РП, а, следовательно, и к увеличению значения ошибки $\Delta\bar{\alpha}_C$.

Режим замедленной дискретизации сигнала помехи иллюстрируется осциллограммами сигналов (рис. 7) для случая воздействия на вход “К–РП” (рис. 7а) сигнала помехи с частотой 87,6 Гц, приводящей к низкочастотному отклонению среднего значения выходных импульсов РЭ₀ от нулевого уровня (рис. 7б) и, следовательно, увеличивающей погрешность заданного угла синхронизации (рис. 7в).

В РП подобный режим работы, когда высокочастотный сигнал помехи преобразуется в постоянное или инфранизкочастотное напряжение, отсутствует, так как при появлении на выходе РЭ₀ постоянной со-

ставляющей режимов замедленной дискретизации она подавляется через контур обратной связи за счет интегратора, стремящегося обеспечить нулевой уровень статической ошибки регулирования.

При изменении частоты сигнала синхронизации (рис. 6в) общий характер ЛАЧХ сохраняется неизменным, а статический угол синхронизации как для РП, так и для “К–РП” примерно одинаков.

Все вышесказанное позволяет сделать вывод о том, что комбинированное УС типа “К–РП” обладает повышенным быстродействием, однако его применение ограничивается энергосистемами со стабильной частотой напряжения сети и низким уровнем высокочастотных гармоник.

Найти компромисс между стабильной работой интегрирующего УС при аномальных провалах напряжения сети и его частичной адаптацией к нестабильности частоты сигнала синхронизации можно с помощью структуры на рис. 1в (“АК–РП”). Здесь используется т. н. “адаптивный компаратор” РЭ₀ с комбинированным электропитанием, когда с помощью стабилизатора напряжения СН обеспечивается минимально необходимая для надежной синхронизации РП амплитуда $\pm A_{п}$ выходных импульсов РЭ₀, вершина которых изменяется по закону выпрямленного с помощью демодулятора ДМ синхронизирующего воздействия, имея приращение $\pm \Delta A_C$ (рис. 1в). В результате напряжение питания $\pm U_{п}$ РЭ₀ содержит неизменяемую часть, требуемую для формирования дискретных фронтов синхронизирующих импульсов, исключая “вываливание” РП из синхронизма с

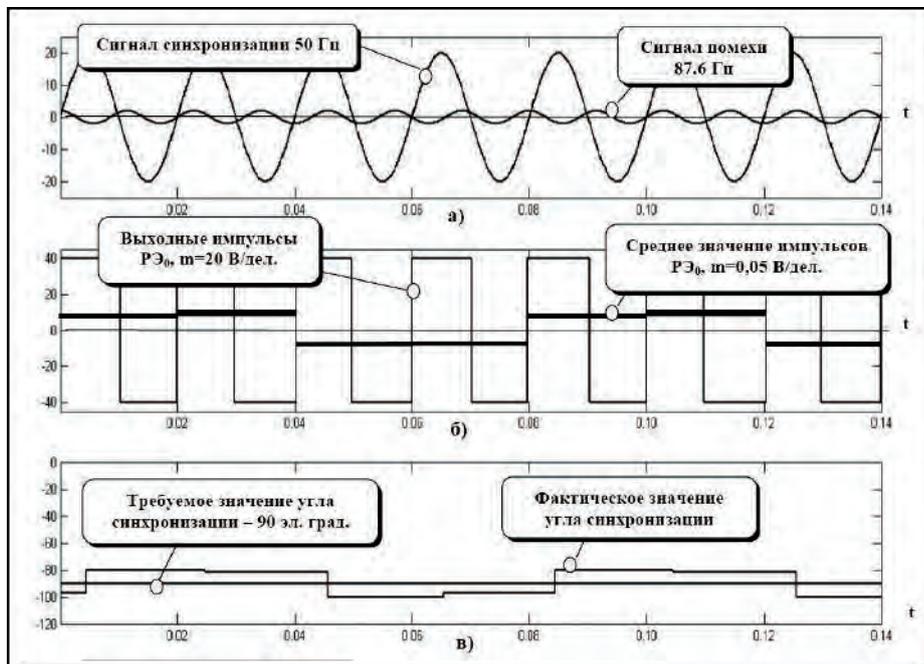


Рис. 7. Осциллограммы режима замедленной дискретизации сигнала помехи в устройстве синхронизации “К–РП”

сеть, и гармоническую составляющую, несущую информацию о колебаниях амплитуды напряжения сети.

Необходимо отметить, что в данной структуре СН может быть исключен из состава “АК–РП”, если ДМ работает с трехфазным напряжением сети, и выполнен на основе “нулевой” или мостовой схем выпрямления, где отсутствуют точки с нулевым значением выпрямленного напряжения [8].

Статическое пространство $\Delta\bar{\alpha}_C = f(\bar{A}_C, \Delta\bar{f}_C)$ “АК–РП” (рис. 8а) по своему характеру приближается к первоначальному (рис. 4б). Однако, как и в предыдущем случае (рис. 6б, в), работа “АК–РП” характеризуется существенной погрешностью в ОЗД (рис. 8 б, в).

Статическое пространство $\Delta\bar{\alpha}_C = f(\bar{A}_C, \Delta\bar{f}_C)$ “АК–РП” (рис. 8а) по своему характеру приближается к первоначальному (рис. 4б). Однако, как и в предыдущем случае (рис. 6б, в), работа “АК–РП” характеризуется существенной погрешностью в ОЗД (рис. 8б, в).

Проведенный анализ показал, что оптимальным значением глубины синхронизации для РП (рис. 1б) при соблюдении условия $\bar{f}_C = 1,0$ для сетей со стабильной частотой является $2,5 \leq (A_C = |A_C / A|) \leq 4,0$,

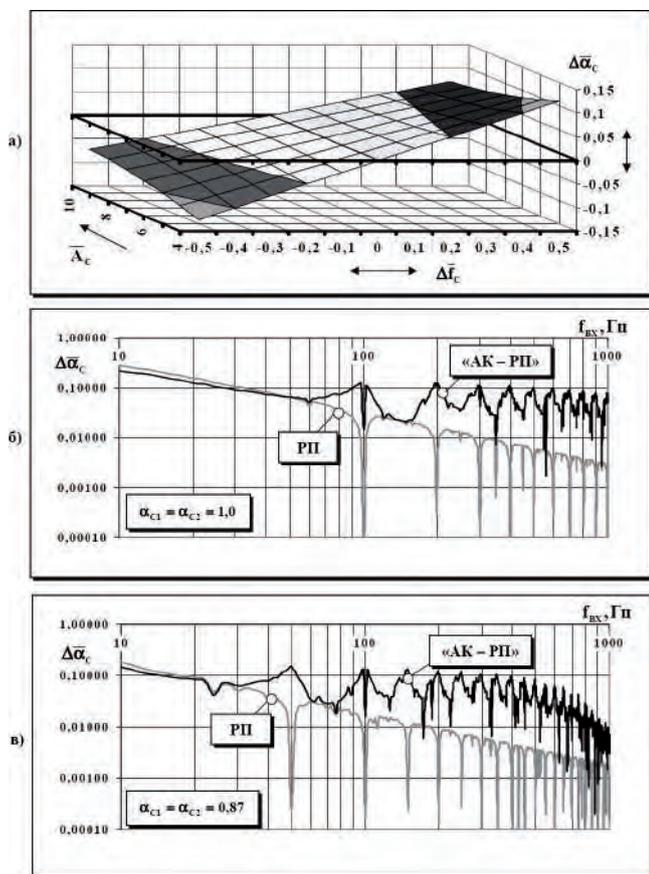


Рис. 8. Пространство статического состояния $\Delta\bar{\alpha}_C = f(\bar{A}_C, \Delta\bar{f}_C)$ (а) для интегрирующего устройства синхронизации на основе каскада “АК–РП” и ЛАЧХ РП и “АК–РП” для частот синхронизирующего воздействия 50 Гц (б) и 25 Гц (в) при $A_C = 4,0$

когда установившийся режим внешней синхронизации от момента подачи сигнала синхронизации наступает в РП за время, равное 2–5 периодам напряжения сети.

Для автономных, например, дизель-генераторных силовых установок с нестационарной частотой генерируемого напряжения рекомендуется $4,0 \leq (A_C = |A_C / A|) \leq 8,0$. При использовании комбинированных схем синхронизации (рис. 1 в, г) минимально необходимый уровень синхронизации должен соответствовать условию $\bar{A}_C \geq 1,2$.

В целом же следует отметить, что вопросы интегрирующей синхронизации требуют проведения отдельных теоретических исследований работы УС также в составе всего комплекса, как разомкнутой, так и замкнутой системы управления ВП, причем при различных принципах построения фазосдвигающих устройств (ФСУ), например, “вертикально-го” типа [2] и замкнутых интегрирующих [9], что выходит за рамки задач, поставленных в данной работе. На данном этапе можно лишь констатировать, что на практике интегрирующие УС обеспечили высокие тактико-технические характеристики ВП, в частности, трехфазного мостового реверсивного с отдельным управлением, при его работе с автономной сетью с существенно нестационарными параметрами [10], что оказалось недостижимым с применением традиционных структур УС.

Способы синхронизации систем управления ВП с применением РП

Структурная схема интервало-кодowego устройства синхронизации, предназначенная для трехфазных реверсивных тиристорных преобразователей с отдельным управлением [9] приведена на рис. 9.

Каждый из каналов синхронизации УС–А, УС–В и УС–С (рис. 9а) выполнен на основе РП, где для согласования с элементами цифровой электроники введен повторитель П, преобразующий биполярные выходные импульсы РЭ в однополярный импульсный сигнал. Далее выходному сигналу канала УС–А (рис. 9в) присваивается значение Q_0 младшего разряда, а выходу УС–С значение Q_2 (рис. 9д) старшего разряда двоичного кода. В результате на каждом из интервалов $\Delta t_i = 60$ эл.град. (рис. 9бд) формируется своя трехразрядная двоичная последовательность, десятичное значение которой показано на рис. 9е. Так, интервалу коммутации T_{1-2} (рис. 9б) соответствуют числа “3–2–6”, интервалу T_{3-4} (рис. 9з) числа “6–4–5”, а интервалу T_{5-6} (рис. 9и) последовательность чисел “5–1–3”. Затем с помощью трехразрядного двоичного дешифратора и логических элементов Л1–Л3 функции «ЗИЛИ» (рис. 9а) для каждого из перечисленных интервалов коммутации формируется сигнал синхронизации (рис. 9 ж–и).

Таким образом, несмотря на начальный фазовый сдвиг –90 эл. град., который формирует РП в режиме внешней синхронизации, интервалокодoвый алго-

ритм обеспечивает получение сигнала с требуемой длительностью, соответствующей заданному интервалу синхронизации ТП.

Кроме этого, в УС данного типа можно осуществить диагностирование катастрофических отказов РП любого из трех каналов синхронизации.

Предположим, что в момент времени $t = 0$ в неуправляемое статическое состояние “1” перешел УС-А (рис. 9а, рис. 10а), причиной чего может явиться катастрофический отказ интегратора И и/или релейного элемента РЭ. Тогда из последовательности чисел “3–2–6–4–5–1”, характеризующих исправное состояние каналов синхронизации ВП (рис. 9е), сохраняются числа “3”, “5”, “1”, но появляется новое число “7” (рис. 10а), сигнализирующее о неработоспособности контура синхронизации ВП.

Аналогичным образом, при статическом “нуле-вом” неисправном состоянии УС-А (рис. 10б) в пос-

ледовательности чисел образуется число “0”, появление которого возможно только для данного конкретного типа отказа УС. Таким образом, объединив выходные шины “0” и “7” дешифратора ДС по функции “ИЛИ” (рис. 9а) формируется сигнал для исполнительных органов защиты ВП от его аварийных режимов работы.

Необходимо отметить, что интервало-кодовый алгоритм обработки сигналов с выходов УСА, УСВ, УСС (рис. 10а) может быть реализован также на базе программируемых логических матриц (ПЛИС), входящих в состав микроконтроллеров.

Более простой способ синхронизации каналов СИФУ А, В, С показан на рис. 11. Из диаграмм сигналов (рис. 9бд) видно, что сигнал “1” для соответствующего интервала коммутации “12”, “34”, “56” может быть получен за счет метода “перекрестной” синхронизации, когда СИФУ–А синхронизируется

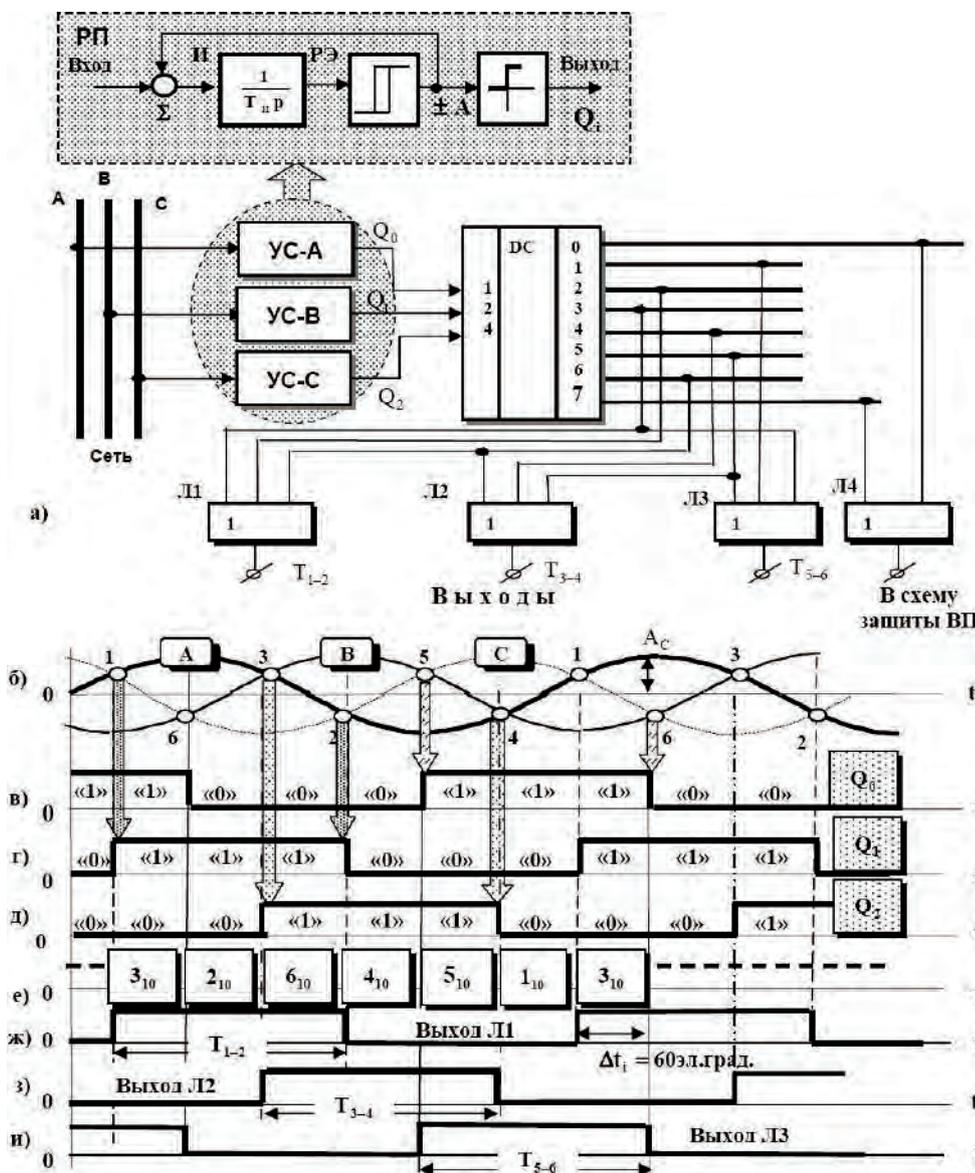


Рис. 9. Структурная схема интервало-кодового двоичного устройства синхронизации (а) и временные диаграммы его сигналов (б и

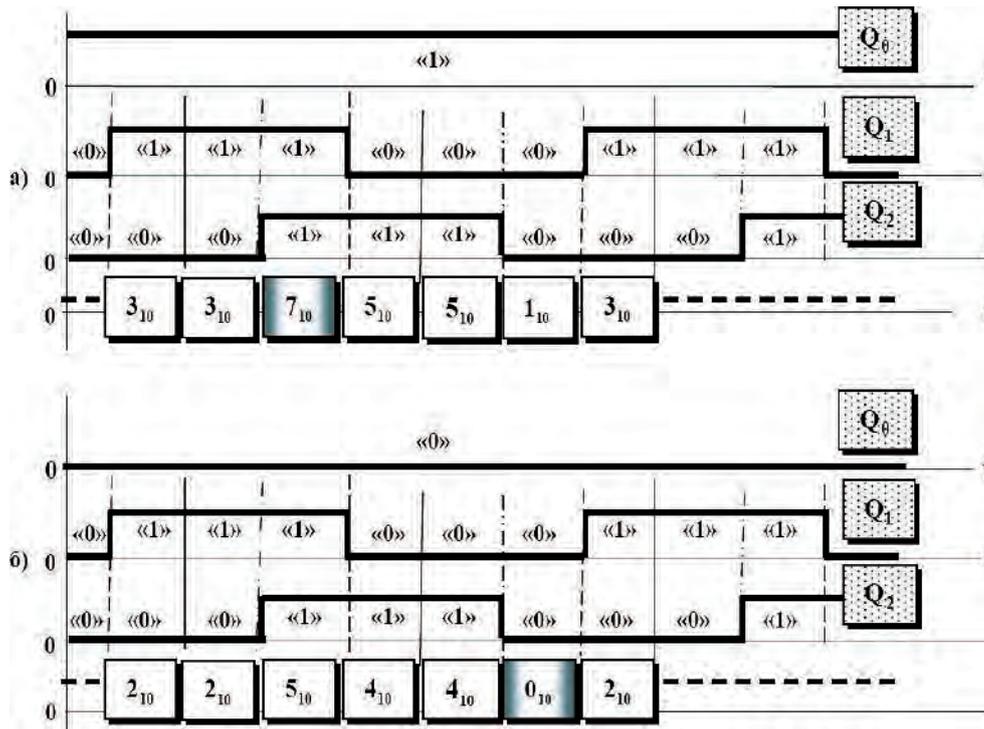


Рис. 10. Временные диаграммы сигналов интервало-кодового устройства синхронизации при катастрофическом «единичном» (а) и «нулевом» (б) отказах канала фазы А

УС–В, СИФУ–В получает сигнал синхронизации от УС–С, а СИФУ–С от канала синхронизации УС–А.

С теоретических позиций, эти два родственных способа синхронизации ВП требуют своего дальнейшего теоретического осмысления для замкнутых структур ВП, в частности, при их работе с асимметричными динамическими «просадками» амплитуды, сопровождающимися колебаниями частоты напряжения сети.

Заключение

► Получены условия синхронизации интегрирующего развертывающего преобразователя внешним гармоническим воздействием и прямоугольными биполярными импульсами. Установлено, что при глубине синхронизации $2,5 \leq (\bar{A}_c = |A_c / A|) \leq 4,0$ достигается компромисс между устойчивостью режима синхронизации РП при колебаниях амплитуды напряжения сети и его быстродействием. В системах с питанием от автономных сетей с нестабиль-

ной частотой необходимо обеспечить условие $4,0 \leq (\bar{A}_c = |A_c / A|) \leq 8,0$.

► Дан сопоставительный анализ статических и динамических характеристик устройств синхронизации различной конфигурации. Показано, что схемы УС на основе РП полностью адаптируются к нестабильности напряжения сети ввиду замкнутого характера своей структуры и наличия интегратора в прямом канале регулирования, что выгодно отличает их от традиционных УС на основе каскада «фильтррелейный элемент». В отношении возмущающего воздействия в виде нестабильности частоты сети, интегрирующие РП имеют частичную адаптацию, уровень которой повышается с ростом глубины синхронизации.

► Повышение быстродействия УС за счет уменьшения глубины синхронизации может быть достигнуто в схемах РП с дополнительным релейным элементом на входе, преобразующим синусоидальный сигнал в прямоугольные биполярные импульсы. Однако при этом увеличивается практически на порядок ошибка угла синхронизации в области частот замедленной дискретизации при работе УС с высокочастотной помехой. Поэтому данный класс УС может быть рекомендован только для синхронизации с сетью, содержащей незначительный уровень высших гармоник. Во всех остальных случаях целесообразно использовать УС непосредственно на основе РП.

► Предложено УС типа «АК–РП», где питание входного компаратора осуществляется от источника синхронизирующего воздействия и стабилизатора напряжения. Это обеспечивает повышенное быстродей-

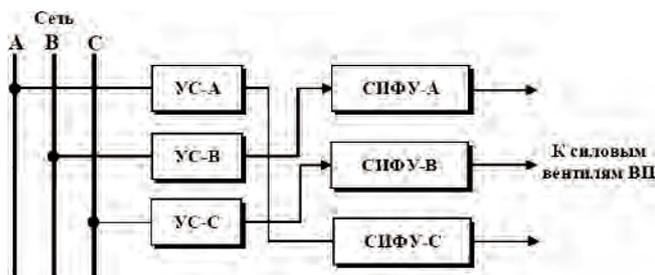


Рис. 11. Функциональная схема перекрестной синхронизации каналов ВП

стве “АК–РП” за счет уменьшения глубины синхронизации РП при сохранении его свойств частичной адаптации к колебаниям частоты сети. Однако, как и “К–РП” данный класс УС может быть рекомендован только для сетей с низким уровнем высокочастотных гармоник.

➤ Предложен перекрестный и родственный ему интервало-кодовый способы синхронизации каналов СИФУ на основе интегрирующих РП. Первый отличается простотой технической реализации, второй позволяет диагностировать катастрофические отказы каналов синхронизации ВП и осуществлять его аварийное отключение.

Литература

1. *Осипов О. И.* Техническое диагностирование автоматизированного электропривода постоянного тока: дис. докт. техн. наук / О. И. Осипов. – Челябинск: ЧПИ, 1995. – 405 с.
2. *Чернов Е. А.* Комплектные электроприводы станков с ЧПУ: справочное пособие / Е. А. Чернов, В. П. Кузьмин. – Горький: Волго-вятское книжное издательство, 1989. – 320 с.
3. *Темников, Ф. Е.* Математические развертывающие системы / Ф. Е. Темников, В. Е. Славинский. – М.: Энергия, 1970. – 120 с.
4. *Цытович, Л. И.* Развертывающие преобразователи для систем управления вентильными электроприводами и технологической автоматикой: дис. докт. техн. наук. / Л. И. Цытович. – Челябинск: ЧГТУ, 1996. – 464 с.
5. *Цытович Л. И.* Развертывающий операционный усилитель с перестраиваемой полосой пропускания / / Приборы и техника эксперимента. – М.: АН СССР, 1979. № 4, С.149–152.
6. *Цытович, Л. И.* Тиристорная станция управления интегрирующего типа для плавного пуска асинхронных электродвигателей / Л. И. Цытович, Р. Х. Гафиятуллин, Р. М. Рахматуллин, М. М. и др. // Наука и технологии. Избранные труды Российской школы “К 70-летию Г. П. Вяткина”. – М.: РАН, 2005, С. 520–526.
7. *Хьюлсман, Л. П.* Активные фильтры / Пер. с англ. под ред. И. Н. Теплока. – М.: Мир, 1972. – 516 с.
8. А. С. № 1798869 СССР, Н02М1/08. Система импульсно-фазового управления трехфазным тиристорным преобразователем / Маурер В. Г., Рахматуллин Р. М., Цытович Л. И. (СССР). – № 4778744/07; Заявлено 05.01.90; Опубл. 28.02.93, Бюл. № 8.
9. *Дудкин М. М.* Интегрирующие фазосдвигающие устройства для управления силовыми вентильными преобразователями: дис. канд. техн. наук / М. М. Дудкин. – Челябинск: ЮУрГУ, 2007. – 225 с.
10. *Цытович Л. И.* Реверсивный тиристорный преобразователь для систем управления с питанием от сети с нестационарными параметрами / Цытович Л. И., Рахматуллин Р. М., Дудкин М. М., Качалов А. В. – Практическая силовая электроника, № 2 (34), 2009, С.35–41.

Качалов Андрей Валентинович, аспирант кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок (ЭПА) Южно-Уральского государственного университета (ЮУрГУ), тел. 8 (351) 2 679321, email: trurl2004@mail.ru;

Цытович Леонид Игнатьевич, д. т. н., профессор, заведующий кафедрой ЭПА ЮУрГУ, профессор, тел. 8(351) 2679385, факс. 8(351)2679690, email: tqli@susu.ac.ru;

Дудкин Максим Михайлович, к. т. н., доцент кафедры ЭПА ЮУрГУ, тел. 8(351)2679321, email: dudkinmax@mail.ru.

Требования к авторам для публикации в журнале “Практическая силовая электроника” (ПСЭ)

Публикация в сборнике бесплатна для авторов.
Язык журнала – русский.
Для публикации статьи необходимо предоставить:
✧ заявление от автора (авторов) в электронном и бумажном видах;

✧ статью в электронном (в формате **не выше MS Word 2003**) и бумажном видах.

Статья должна содержать:

✧ заголовок;
✧ цель;
✧ текст с иллюстрациями, который может быть разбит на разделы;
✧ заключение;
✧ список литературы (если есть);
✧ информацию об авторе (авторах) (Ф.И.О., название организации, телефон, адрес электронной почты).

Документы в электронном виде должны быть отправлены по e-mail: pse@mmp-irbis.ru или sin@mai.ru

Документы в бумажном виде должны быть отправлены по адресу: 111024, г. Москва, Андроновское шоссе, дом 26, ЗАО “ММП-Ирбис”.

Требования к оформлению статей:

✧ Поля: верхнее, нижнее – по 2 см; левое – 3 см, правое – 1,5 см;
✧ Шрифт: Times New Roman, размер: 10;

- ✧ Текст без расстановки переносов в словах;
- ✧ Межстрочный интервал: одинарный;
- ✧ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ✧ Выравнивание текста: по ширине;
- ✧ Исполнение формул: редактор формул (стиль математический). Обозначения в тексте по возможности не делать в редакторе формул;
- ✧ Шрифт обозначений *устройств* (C – конденсатор, VD – диод, L – дроссель и т.п.) – прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т. п.) – не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства (C_d , L_{m1} и т. п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ✧ Шрифт обозначений *параметров* (C – емкость, I – ток, L – индуктивность и т. п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное+цифровое окончания обозначения устройства (I_1 , L_s , $U_{уп1}$ и т. п.)
 - в индексе, цифровое и буквенное русское окончание – шрифт прямой, буквенное латинское окончание – шрифт наклонный;
- ✧ Формат иллюстраций: .tif, .eps, .ai (просьба прилагать отдельными (оригинальными) файлами, дублируя в тексте статьи). **Подписи к рисункам не вносить в рисунки.**

Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

Формат	Размер, мм	Стоимость, \$
0,5 А4	190 × 130	50
А4	210 × 290	85
3-я стр. обложки	210 × 290	110
4-я стр. обложки	210 × 290	130
2-я стр. обложки	210 × 290	180

Требования к рекламным макетам

Формат .tif, .eps (конвертирование в кривые), 300 dpi, CMYK.

График выхода журнала

1-й выпуск года (№ 1)	2-й выпуск года (№ 2)	3-й выпуск года (№ 3)	4-й выпуск года (№ 4)
середина марта	середина июня	середина сентября	середина декабря
Срок подачи рекламы – до 3-го числа каждого месяца выхода			

Подробная информация о журнале “Практическая силовая электроника” представлена на сайте:

www.mmp-irbis.ru