

Журнал включен в перечень изданий, рекомендованных ВАК для апробации кандидатских и докторских диссертаций

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. М. Иньков, д. т. н., профессор, главный ученый секретарь АЭН РФ

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

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

Подписано в печать 02.06.2010. 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, А. В. Лукин

Структуры прямоходовых преобразователей со снижением и исключением пульсаций входного тока .. 2

М. Ю. Кастров, В. В. Макаров

Основы разработки преобразователя *Zeta* на базе контроллеров *SIPEX SP16125/6/7* 15

С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. В. Крючков
Формирование ступенчатых выходных напряжений инвертора с улучшенным спектральным составом .. 19

М. М. Дудкин

Энергетические характеристики однофазных обратимых преобразователей напряжения с различными законами модуляции 25

Ю. А. Карпиленко, В. П. Климов

Концепция интеллектуальной системы электроснабжения от группы “РУСЭЛТ” 33

Ю. Г. Следков, С. В. Тараканов

Понижающий преобразователь постоянного напряжения для систем электропитания на основе солнечных батарей 39

Д. Р. Манбеков, Д. А. Шевцов

Симметрирование процесса перемагничивания сердечника двухтактного преобразователя в режиме *current mode* 45

Д. Р. Манбеков, Д. А. Шевцов

Симметрирование режима перемагничивания сердечника трансформатора мостового преобразователя путем изменения наклона опорного пилообразного напряжения ШИМ 48

Д. С. Дейнеко, А. В. Лукин

СТРУКТУРЫ ПРЯМОХОДОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СО СНИЖЕНИЕМ И ИСКЛЮЧЕНИЕМ ПУЛЬСАЦИЙ ВХОДНОГО ТОКА

D. S. Deineko,
A. V. LukinForward Converter Topologies With Input Current Reduction
and Cancellation

Рассмотрены варианты структур прямоходовых преобразователей постоянного напряжения, позволяющие снизить, или практически полностью исключить пульсации входного тока преобразователя. Приведены результаты моделирования схем на основе рассмотренных структур

Various forward converter topologies allowing to reduce or practically fully eliminate input current ripples are considered, and simulation results of the schemes based on presented topologies are given.

Ключевые слова: прямоходовый преобразователь, снижение пульсаций тока, исключение пульсаций тока, моделирование

Key words: forward converter, current ripples reduction, current ripples cancellation, simulation

В течение долгого времени считалось, что структура прямоходового преобразователя с активным ограничением (ППН-АО) имеет наилучшие рабочие характеристики [1], поэтому она принята в качестве базовой.

Рассмотренные в [2, 3] прямоходовый преобразователь со снижением пульсаций входного тока (ППН-СПВТ) и прямоходовый преобразователь с исключением входного тока (ППН-ИПТ) (рис. 1) имеют ряд преимуществ, по сравнению с ППН-АО, например, снижение уровня электромагнитных помех и лучшие динамические характеристики при минимальном числе электронных компонентов.

Однако для предотвращения насыщения сердечника трансформатора в обеих структурах коэффици-

ент заполнения ограничен величиной 0,5. В результате, как в ППН-СПВТ, так и в ППН-ИПТ используется меньший коэффициент трансформации, что приводит к увеличению действующего значения тока в первичных обмотках. Например, при входном напряжении 40–60 В, выходном напряжении 5 В и токе нагрузки 40 А коэффициент трансформации в ППН-АО равен 4:1, а в ППН-СПВТ и ППН-ИПТ 3:1. Таким образом, действующее значение тока в первичной цепи этих преобразователей больше (рис. 2а). При этом меньший коэффициент трансформации приводит к повышению допустимого обратного напряжения используемых выпрямительных диодов. Повышение допустимого обратного напряжения приводит к повышению прямого падения напряжения,

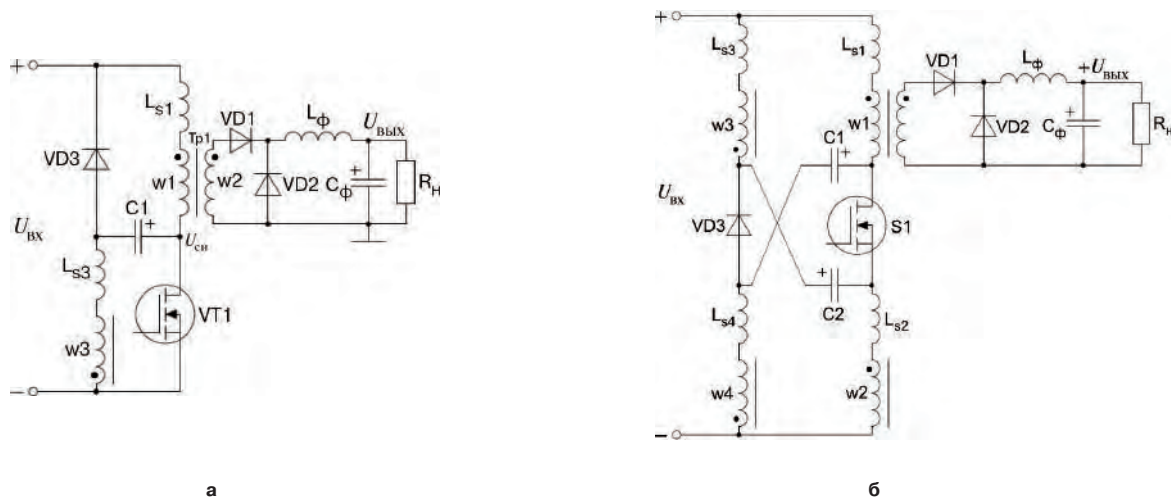


Рис. 1. Структуры ППН-СПВТ (а) и ППН-ИПТ (б): обе структуры допускают максимальный коэффициент заполнения $D_{\max} \leq 0,5$

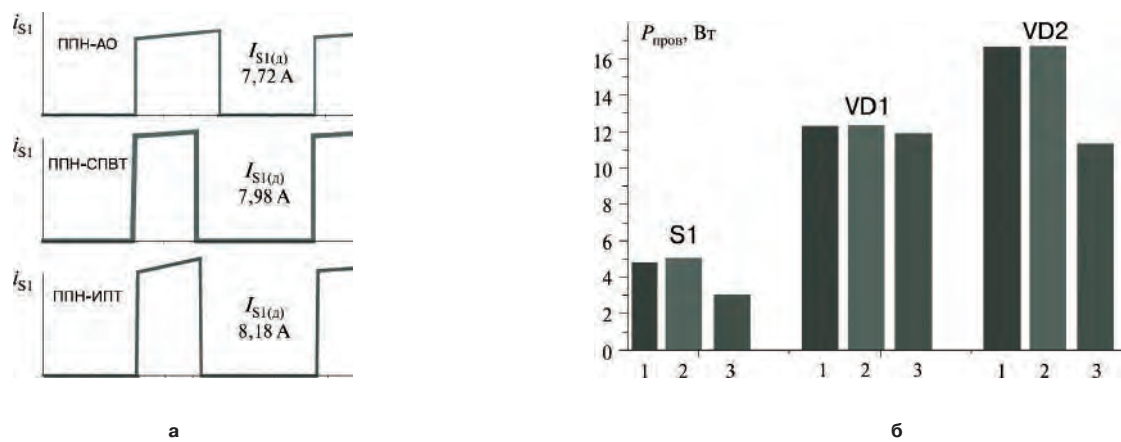


Рис. 2. Сравнение действующих значений токов через силовой ключ (а) и распределения потерь на проводимость в силовом ключе и диодах (б) (1 – ПН-АО; 2 – ПН-СПВТ; 3 – ПН-ИПТ)

что, в свою очередь, ведет к увеличению потерь на проводимость (рис. 2б). Как следствие, рассмотренные преобразователи проигрывают ПН-АО по КПД.

Далее будет рассмотрена схема, позволяющая повысить максимальное значение коэффициента заполнения для повышения коэффициента трансформации, что позволит снизить действующее значение тока в первичной цепи и величину допустимого обратного напряжения выпрямительных диодов.

С другой стороны, уменьшить эквивалентное сопротивление силового транзистора в открытом состоянии ($R_{DS(on)}$) можно за счет способа последовательного включения компонентов.

Поэтому будут рассмотрены несколько расширенных структур ПН-СПВТ и ПН-ИПТ, в которых использованы способы повышения максимального значения коэффициента заполнения и последовательного включения полупроводниковых компонентов, позволяющие улучшить КПД преобразователей.

Кроме того, технику двунаправленной перестановки, способы снижения пульсаций и встроенного фильтра можно применить к структуре повышающего преобразователя с гальванической развязкой, работающего в режиме ШИМ. При этом обеспечивается снижение пульсаций тока и габаритов выходного конденсатора.

Повышение КПД за счет увеличения максимального коэффициента заполнения схемы

Для повышения КПД преобразователя ключевым фактором является коэффициент трансформации. Его повышение позволяет уменьшить не только величину тока в первичной цепи, но и перенапряжение на выпрямителе вторичной стороны. Таким образом, снижение потерь на проводимость приводит к повышению КПД преобразователя. Для увеличения максимального значения коэффициента заполнения более 0,5 рассмотрим структуру ПН-СПВТ с увеличенным коэффициентом заполнения (ПН-УКЗ-СПВТ), а также две известные структуры двухтактного прямоходо-

вого преобразователя (ДППН) [4] и симметричного двухтактного прямоходового преобразователя (СДППН) [5]. Эти три преобразователя могут работать с коэффициентом заполнения, превышающим 0,5, что приводит к повышению их КПД.

Поскольку ДППН и СДППН соответственно обладают свойствами снижения и исключения пульсаций, их можно отнести к семействам ПН-СПВТ и ПН-ИПТ. Эти преобразователи будут рассмотрены в последующих разделах статьи.

Прямоходовой преобразователь с увеличенным коэффициентом заполнения и снижением пульсаций входного тока

Структура прямоходового преобразователя с увеличенным коэффициентом заполнения (ПН-УКЗ-СПВТ), позволяющая обеспечить величину коэффициента заполнения $D \leq 0,66$, показана на рис. 3а.

Помимо изменений, внесенных за счет двух первичных обмоток со средней точкой $w1-w2$ и $w3-w4$, имеющих одинаковое число витков, в структуру введены два новых компонента конденсатор $C2$ и диод $VD4$. За счет отпирания диодов $VD3$ и $VD4$ размагничивающее напряжение обеспечивается входным напряжением, либо напряжением на конденсаторах $C1$ и $C2$. К первичным обмоткам трансформатора приложено входное напряжение, поскольку $U_{C1} = U_{C2} = U_{вх}$. Таким образом, размагничивающее сердечник напряжение становится равным $2U_{вх}$, и коэффициент заполнения, равный 0,66, может быть достигнут без насыщения сердечника трансформатора. Однако недостатком такой структуры является трехкратное перенапряжение на силовом ключе $S1$ (рис. 3б).

Следовательно в таком преобразователе можно использовать коэффициент трансформации 4:1, аналогично ПН-АО при $U_{вх} = 40-60 \text{ В}$; $U_{вых} = 5 \text{ В}$; $I_{вх} = 40 \text{ А}$. Поскольку действующее значение первичного тока и перенапряжение на выпрямителе вторичной стороны будут такими же как и в случае применения структуры ПН-АО, потери на проводимость в по-

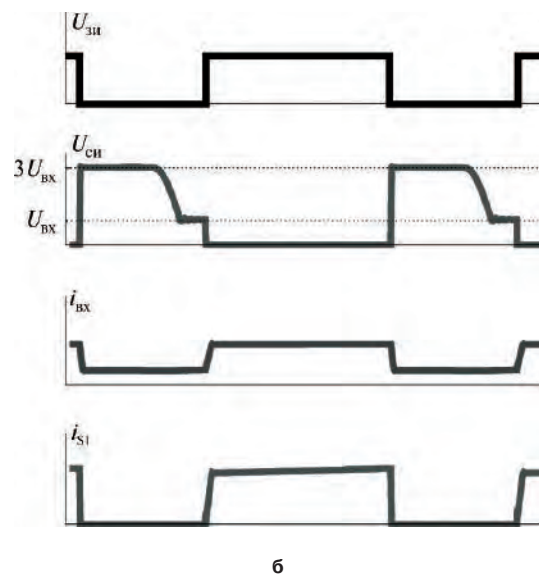
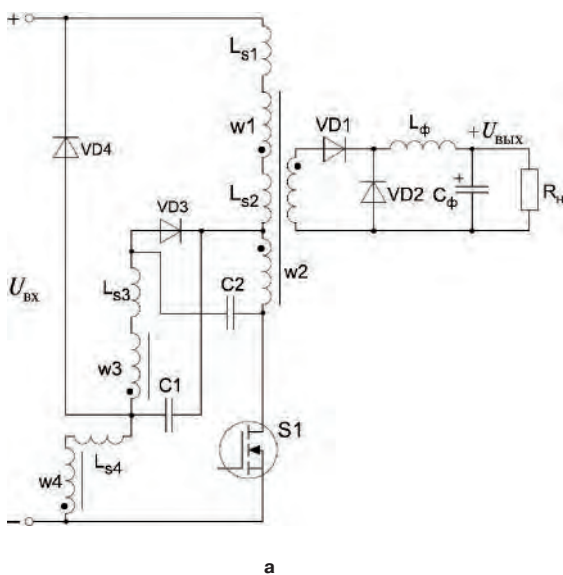


Рис. 3. Схема (а) и основные временные диаграммы (б) ППН-УКЗ-СПВТ

лупроводниковых компонентах снизятся, а КПД повысится.

Помимо этого, структура ППН-УКЗ-СПВТ позволяет обеспечить две частоты режекции [3]

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_2 + L_4)C_2}} \text{ и } f_{p2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_3 + L_4)C_1}}$$

Если эти частоты приблизить к частоте переключений, например, 137 кГц и 150 кГц, характеристики режекторного фильтра улучшатся (рис. 4). По сравнению с ППН-ИПТ структура ППН-УКЗ-ИПТ имеет более широкую полосу режекции и улучшение на 8 дБ на частоте переключений 150 кГц (рис. 4б и г).

Схема модели ППН-УКЗ-СПВТ показана на рис. 5а, а результаты моделирования – напряжение на затворе МДП-транзистора ($v(g)$), токи дросселей ($i(L1)$ и $i(L3)$), ток через МДП-транзистор ($i(SM1)$), входной ток ($i(V1)$) и напряжение сток-исток транзистора ($v(d)$) – на рис. 5б.

Двухтактный прямоходовой преобразователь (ДППН)

Для обеспечения коэффициента заполнения больше 0,5 используются мостовая или полумостовая схемы. Полумостовая (двухтактная) схема получила более широкое распространение, вследствие меньшего числа силовых компонентов и более простой схемы управления. Такая схема реализуется с помощью чередования двух прямоходовых преобразователей. Однако, такая схема имеет два серьезных недостатка выбросы напряжения и небаланс магнитного потока трансформатора.

В отличие от этого, при использовании чередования двух ППН-СПВТ проблемы выбросов напряжения и небаланса потока будут решены. Однако использование двух одинаковых преобразователей существенно усложнит реализацию схемы и повысит ее стоимость.

Вместо этого достаточно простая схема может быть реализована при использовании структуры ППН-СПВТ и ее зеркального отображения (ЗППН-СПВТ). Образование структуры ДППН на основе этих структур показано на рис. 6.

Необходимо учесть, что, когда силовые МДП-транзисторы закрыты, их внутренние диоды используются в качестве ограничительных.

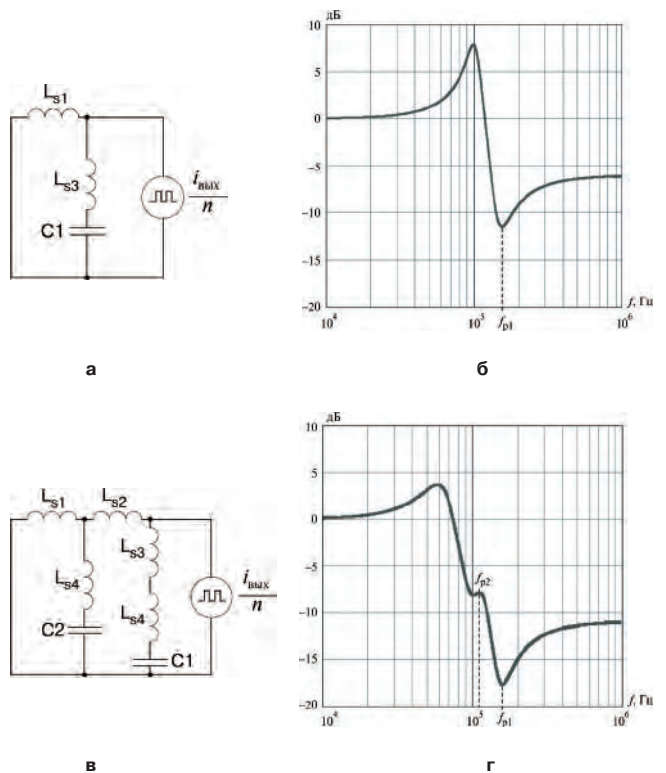
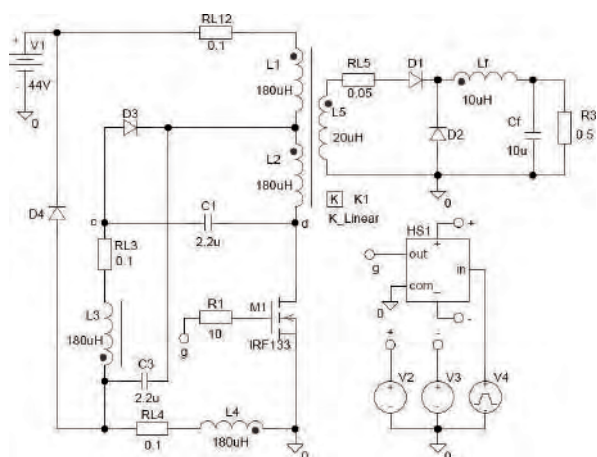
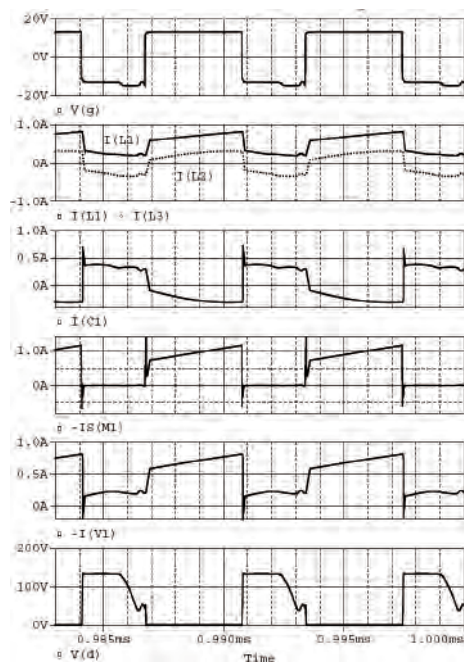


Рис. 4. Эквивалентная схема режекторного фильтра ППН-СПВТ (а) и его передаточная функция (б); эквивалентная схема режекторного фильтра ППН-УКЗ-ИПТ (в) и его передаточная функция (г)



а



б

Рис. 5. Схема модели ПНН-УКЗ-СПВТ (а) и результаты моделирования (б)

Ряд преимуществ ДППН по сравнению с двухтактными преобразователями, например, отсутствие выбросов напряжений на силовых транзисторах, симметричная работа трансформатора, вследствие отсутствия небаланса потока, а также снижение уровня пульсаций входного тока, позволяющее уменьшить габариты входного фильтра, рассмотрены в [4]. Однако, способ использования встроенного фильтра не рассмотрен.

Формы токов через силовой ключ S1 (i_{S1}) четырех преобразователей ПНН-АО, ПНН-ИПТ, ПНН-СПВТ и ДППН показаны на рис. 7а. На этом же рисунке приведены величины действующих значений токов этих преобразователей. Поскольку коэффициент в такой структуре может быть больше 0,5, коэффициент трансформации преобразователя может быть увеличен, например до 5:1.

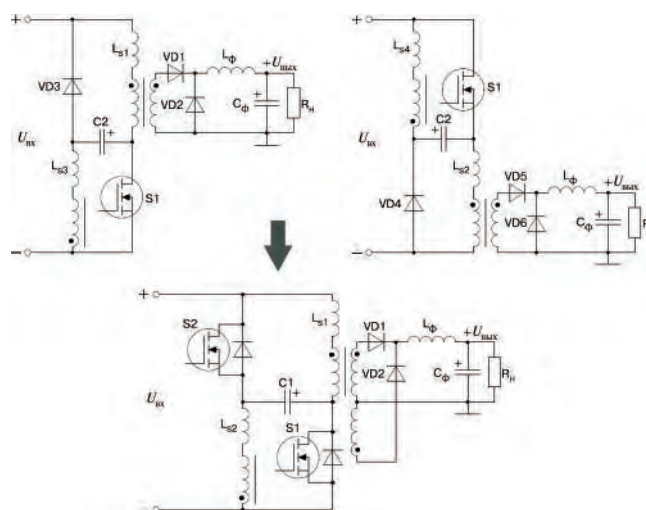
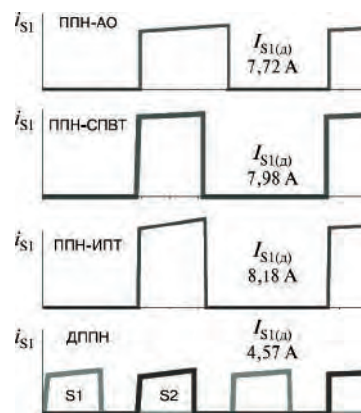
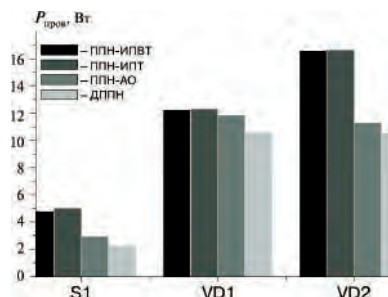


Рис. 6. Структуры ПНН-СПВТ, ПНН-СПВТ и сформированная структура ДППН

Вследствие того, что действующий ток ДППН распределяется между двумя МДП-транзисторами, на вторичной стороне преобразователя можно использовать диоды с меньшим допустимым обратным напряжением. Таким образом, ДППН позволяет обеспечить наименьшие среди всех структур потери на проводимость (рис. 7б).



а



б

Рис. 7. Сравнение форм и действующих значений токов через силовой ключ S1 преобразователей (а) и потери в полупроводниковых компонентах (б)

Для сравнения преобразователей по КПД использован преобразователь с входным напряжением 40–60 В, выходным напряжением 5 В, мощностью 200 Вт и частотой переключений 150 Гц.

Схема модели ДППН показана на рис. 8а, а результаты моделирования – напряжение на затворах МДП-транзисторов ($V(g1)$ и $V(g2)$), токи обмоток ($I(L1)$ и $I(L2)$), токи через МДП-транзисторы ($I(S(M1))$ и $I(S(M2))$), входной ток ($I(V1)$) и напряжения сток-исток транзисторов ($V(+Es, s2)$ и $V(d1)$) – на рис. 8б.

Поскольку эквивалентный коэффициент заполнения ДППН превышает 0,5, его коэффициент трансформации выбран 5:1. При этом обеспечено

наименьшее действующее значение тока через МДП-транзистор и перенапряжения на выпрямительных диодах. Оба этих фактора позволили повысить КПД и, таким образом, среди всех рассмотренных преобразователей ДППН оказался наиболее эффективным (рис. 9).

Симметричный двухтактный преобразователь (СДППН)

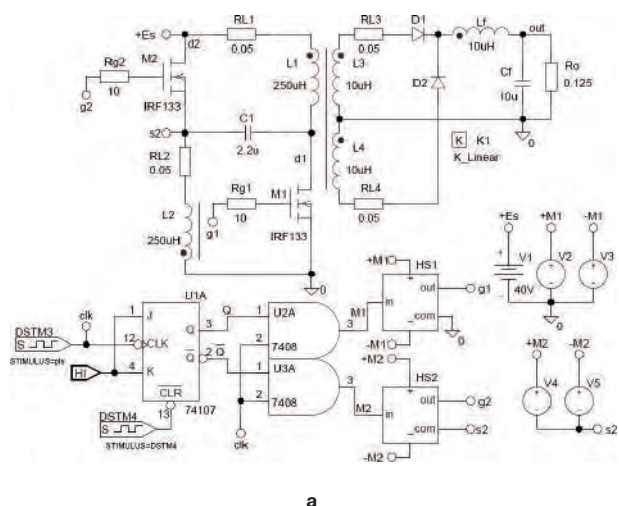
Максимальная величина коэффициента заполнения может быть увеличена с помощью образования новой структуры за счет чередования структур ППН-ИПТ и ЗППН-ИПТ. Образование структуры симметричного двухтактного преобразователя показано на рис. 10 [5].

Структура СДППН позволяет обеспечить практически нулевые пульсации входного тока за счет эквивалентного входного LC -фильтра, образованного индуктивностью вводного провода и плавающих конденсаторов. Однако механизм исключения пульсаций полностью не исследован.

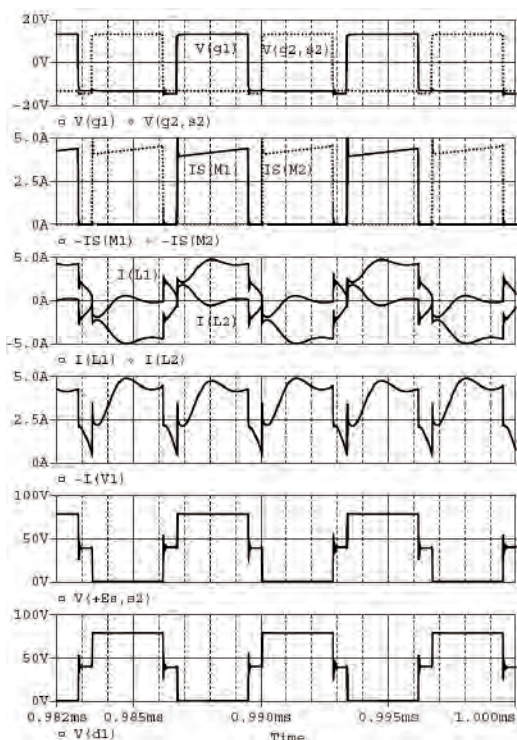
Структура (рис. 10) была реализована как двухтактный преобразователь с улучшенными характеристиками. Магнитный компонент реализован не как трансформатор, а как магнитно связанный дроссель, применяемый в модулях регуляторов напряжения без гальванической развязки. Форма входного тока практически гладкая, поскольку две обмотки, по которым проходят пульсации входного тока взаимно исключаются за счет использования способа интегрированных магнитных компонентов. Таким образом, входной фильтр является встроенной функцией образованной новой структуры, и в качестве входного фильтра используются индуктивности рассеяния обмоток первичной стороны.

Схема модели ДППН показана на рис. 11а, а результаты моделирования – напряжения на затворах МДП-транзисторов ($V(g1)$ и $V(g2)$), токи обмоток ($I(L1)$ и $I(L2)$), токи через МДП-транзисторы ($I(S(M1))$ и $I(S(M2))$), входной ток ($I(V1)$) и напряжения сток-исток транзисторов ($V(+Es, s2)$ и $V(d1)$) на – рис. 11б.

Сравнение потерь ДППН и СДППН приведено на рис. 12а. Поскольку формы и действующие значения



а



б

Рис. 8. Схема модели ДППН (а) и результаты моделирования (б)

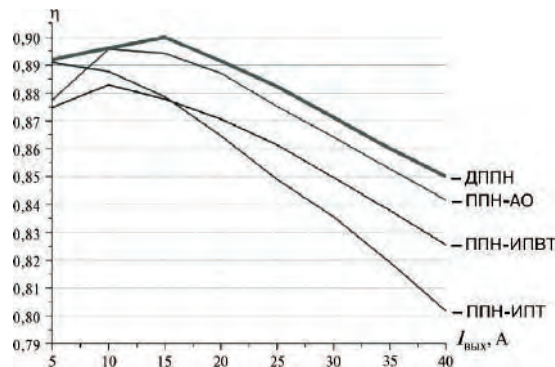


Рис. 9. Измеренный КПД преобразователей

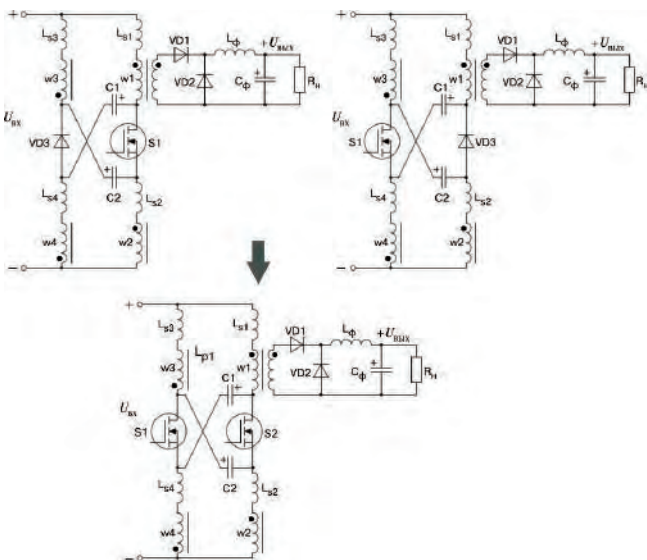


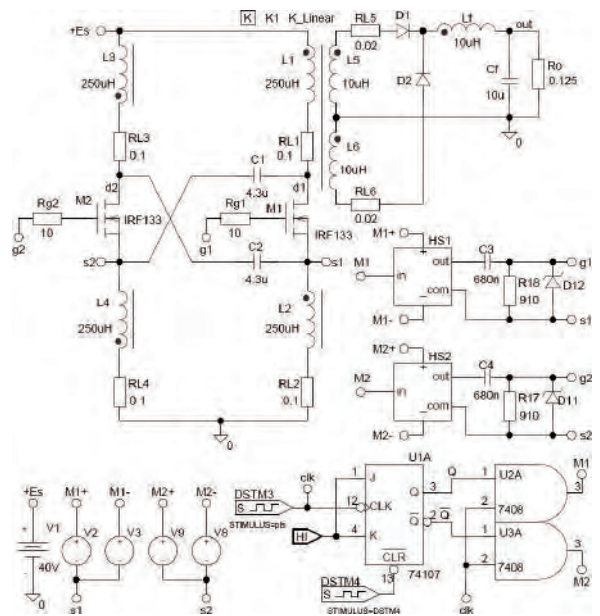
Рис. 10. Структуры ППН-ИПТ, ЗППН-ИПТ и образование симметричного двухтактного преобразователя СДППН

приведенных к первичной стороне токов нагрузки одинаковы, сравнение проводится по таким параметрам, как ток через конденсатор и потери в обмотках трансформатора. Оба преобразователя успешно реализованы в качестве модулей регуляторов напряжения для компьютеров. Зависимости измеренных КПД трех преобразователей от тока нагрузки приведены на рис. 12б. Приведенные зависимости показывают, что улучшенный двухтактный преобразователь имеет самый высокий КПД во всем диапазоне изменения нагрузки.

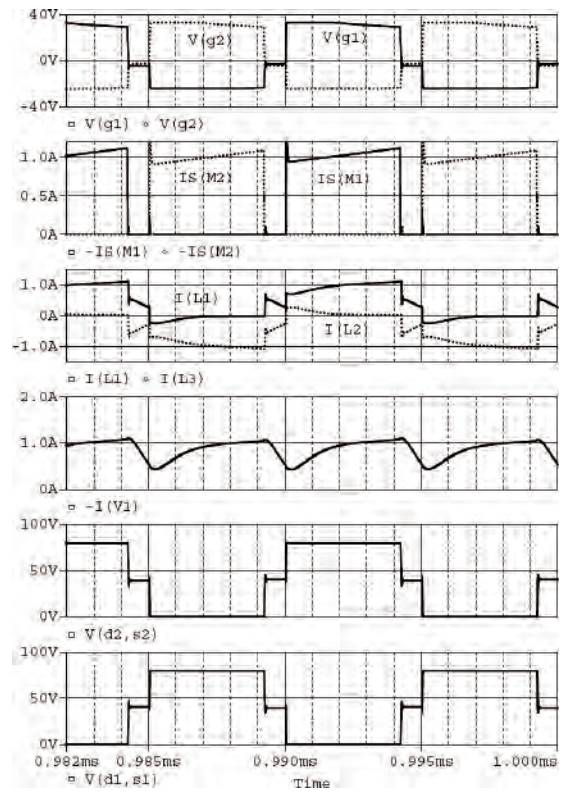
Повышение КПД за счет снижения перенапряжения на силовом ключе

Помимо структуры с увеличенным максимальным значением коэффициента заполнения, для повышения КПД используется способ последовательного соединения силовых ключей.

Перенапряжение на МДП-транзисторах ППН-СПВТ (рис. 1а) и ППН-ИПТ (рис. 1б) равно удвоенному входному напряжению. Для преобразователей постоянного напряжения существуют силовые ключи с достаточно высокими допустимыми напряжениями. Однако, чем выше допустимое напряжение, тем больше сопротивление МДП-транзистора в открытом состоянии ($R_{DS(on)}$), что приводит к повышению потерь на проводимость. Для использования преимуществ низковольтных МДП-транзисторов с низким сопротивлением в открытом состоянии используется способ последовательного их соединения, что позволяет повысить КПД схемы. Например, при использовании в автономном преобразователе постоянного напряжения два последовательно соединенных МДП-транзистора *SPW52N50C3* фирмы *Infineon* (500В; 0,07 Ом) имеют более низкое эквивалентное сопротивление $R_{dc(on)}$, чем один высоковольтный МДП-транзистор *SPA17N80C3* той же фирмы (800 В; 0,29 Ом), или



а

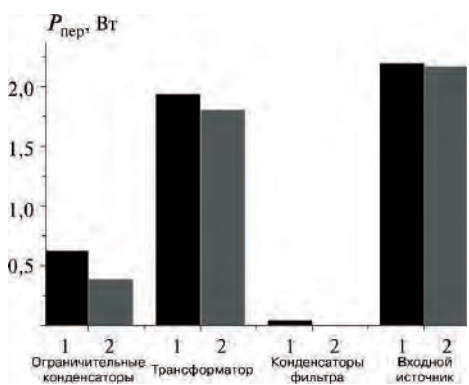


б

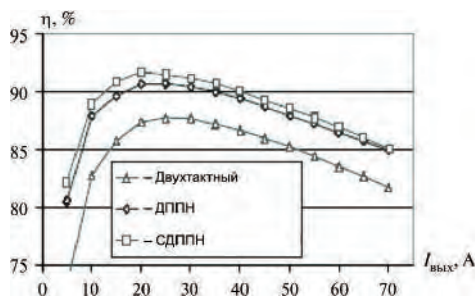
Рис. 11. Схема модели СДППН (а) и результаты моделирования (б)

FQA11N90 фирмы *Fairchild* (900 В; 0,95 Ом). Такой способ позволяет снизить потери на проводимость.

Однако, основной при использовании способа последовательного соединения полупроводниковых приборов, является проблема обеспечения баланса напряжений между этими приборами как в статике, так и в динамике во время переходных процессов.



а



б

Рис. 12. Сравнение потерь на проводимость (а) и КПД (б): 1 – ДППН, 2 – СДППН

Таким образом, необходимо введение дополнительной схемы ограничения напряжения.

Благодаря простой и надежной схеме ограничения, обеспечиваемой в ППН-СПВТ и ППН-ИПТ ограничительным конденсатором, можно получить структуры двухключевых прямоходовых преобразователей со снижением пульсаций входного тока (2К-ППН-СПВТ) и исключением пульсаций входного тока (2К-ППН-ИПТ). Для обеспечения баланса напряжений как в статике, так и в динамике в их структуры добавлены два ограничительных диода, что позволило снизить перенапряжения на силовых ключах в таких структурах до уровня входного напряжения. Несмотря на то, что схемы несколько усложнились, а число компонентов в них увеличилось это небольшая плата за те преимущества, которые достигнуты в результате применения этого способа.

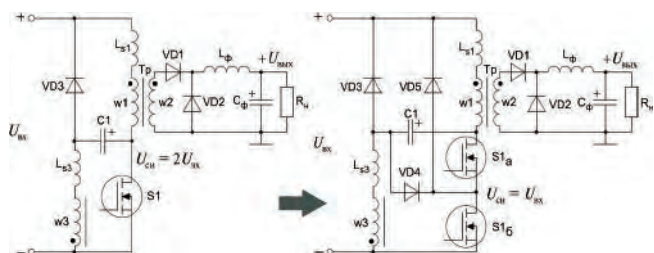


Рис. 13. Схема ППН-СПВТ (а) и сформированная за счет способа последовательного включения схема 2К-ППН-СПВТ

Прямоходовой преобразователь со снижением пульсаций входного тока с двумя силовыми ключами

Для обеспечения свойств снижения пульсаций входного тока и перенапряжения на силовом ключе два ППН-СПВТ могут быть соединены последовательно. Однако сложность такой схемы затрудняет ее применение.

Напротив, использование способа последовательного соединения полупроводниковых приборов позволяет создать ППН-СПВТ с двумя силовыми ключами (2К-ППН-СПВТ), показанный на рис. 13. Встроенная схема ограничения напряжения формируется из ограничительного конденсатора с добавлением двух диодов VD4 и VD5. Напряжение на ключах S1 или S2 ($U_{сн1}$, $U_{сн2}$) ограничено входным напряжением за счет отпираания диодов VD4 и VD5. Таким образом, распределение напряжения между двумя ключами осуществляется необходимым образом, как в статике, так и в динамике.

Схема модели 2К-ППН-СПВТ показана на рис. 14а, а результаты моделирования напряжения на затворе МДП-транзистора ($V(g1)$), токи обмоток ($I(L1)$ и $I(L2)$), ток через конденсатор ($I(C1)$), входной ток ($I(V1)$) и напряжения сток-исток транзисторов ($V(d1, ds)$ и $V(d2)$) – на рис. 14б.

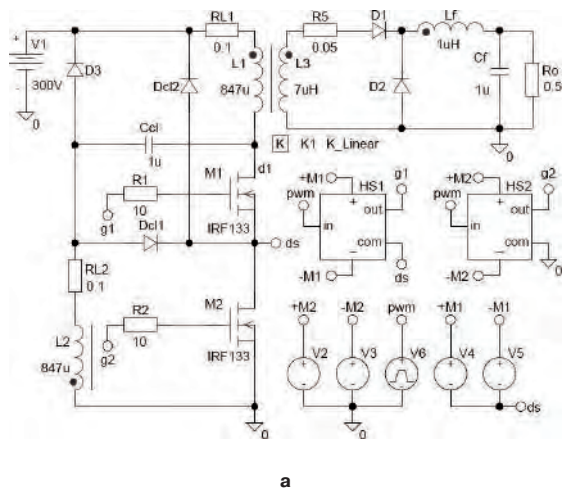
За счет свойства снижения пульсаций, пульсации тока уменьшаются до половины приведенного тока нагрузки, и проблемы электромагнитных помех в преобразователе снижены. Когда основные ключи открыты, ток линейно нарастает и обеспечивает необходимые выходные токи. Когда силовые ключи заперты, ток резко падает, вследствие запирающего прямого диода VD1 на вторичной стороне. В оставшееся время этим током заряжается конденсатор C1.

Ключи S1 и S2 отпираются одновременно. Однако в силу неодинаковости компонентов драйверов и характеристик МДП-транзисторов, они не будут одновременно запираются. $U_{сн1}$ и $U_{сн2}$ ограничены на уровне входного напряжения, и функция распределения напряжений осуществляется правильно, благодаря отпираанию диодов VD4 и VD5. Кроме того, об эффективном поглощении энергии рассеяния говорит тот факт, что в формах напряжений отсутствуют выбросы.

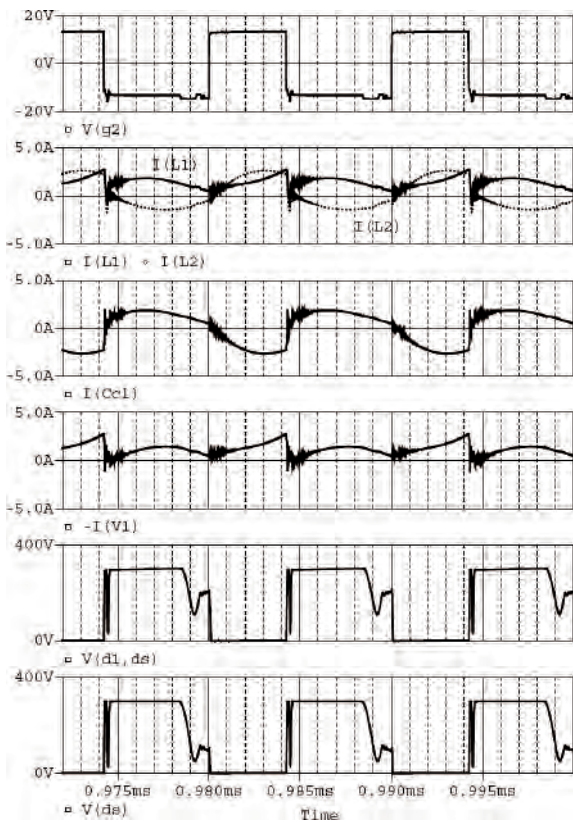
Ограничительные диоды VD3, VD4 и VD5 отпираются одновременно и обеспечивают функции ограничения и распределения напряжений.

КПД силовой части 2К-ППН-СПВТ был измерен как при изменении нагрузки, так и входного напряжения (рис. 15). Максимальное значение КПД (81%) достигается при минимальном входном напряжении. КПД повышен по следующим причинам.

- Потери на проводимость на первичной стороне снижены, благодаря меньшей величине действующего значения входного тока и малой величине $R_{ds(on)}$ используемых МДП-транзисторов.



а



б

Рис. 14. Схема модели 2К-ППН-СПВТ (а) и результаты моделирования (б)

- Перед отпиранием силовых ключей напряжение на каждом из них равно половине входного напряжения, и потери на включение определяются соотношением:

$$P_{\text{вкл}} = 2 \cdot \left(\frac{C_{\text{и}} U_{\text{си}}^2}{2} \right) = 2 \cdot \left[\frac{1}{2} C_{\text{и}} \left(\frac{U_{\text{вх}}}{2} \right)^2 \right] = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} C_{\text{и}} U_{\text{вх}}^2 \right).$$

Таким образом, потери на включение меньше в два раза, по сравнению с однотранзисторной прямоходовой структурой.

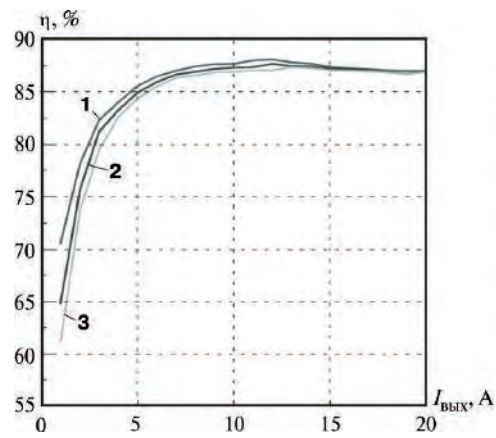


Рис. 15. Измеренный КПД силовой части 2К-ППН-СПВТ: 1 – $U_{\text{вх}} = 270 \text{ В}$; 2 – $U_{\text{вх}} = 300 \text{ В}$; 3 $U_{\text{вх}} = 330 \text{ В}$

- Благодаря наличию ограничительного конденсатора энергия рассеяния накапливается и передается в нагрузку.

Поскольку перенапряжение ограничено на уровне входного напряжения, рассмотренный 2К-ППН-СПВТ пригоден для применения в автономных источниках питания.

Прямоходовой преобразователь с исключением пульсаций тока с двумя силовыми ключами (2К-ППН-ИПТ)

Для обеспечения входного тока без пульсаций и малого перенапряжения два ППН-ИПТ могут быть соединены последовательно. Однако сложность такой схемы затрудняет ее применение.

Более простая схема ППН-ИПТ с двумя силовыми ключами (2К-ППН-ИПТ) показана на рис. 16. Встроенная схема ограничения напряжения формируется из ограничительных конденсаторов $C1$ и $C2$ с добавлением двух диодов $VD_{\text{огр1}}$ и $VD_{\text{огр2}}$. Из рис. 4.14 видно, что напряжение на ключах $S1$ или $S2$ ($U_{\text{си1}}$, $U_{\text{си2}}$) ограничено входным напряжением за счет отпирания диодов $VD_{\text{огр1}}$ и $VD_{\text{огр2}}$. Таким образом, распределение напряжения между двумя ключами осуществляется необходимым образом как в статике, так и в переходных процессах.

Схема модели 2К-ППН-ИПТ показана на рис. 17а, а результаты моделирования напряжение затвор-исток ($V(g1, c)$), токи обмоток ($I(L1)$ и $I(L2)$), ток конденсатора ($I(C1)$), входной ток ($I(V1)$) и напряжения сток-исток транзисторов ($V(d1, c)$ и $V(c, s2)$) на – рис. 17б.

Ключи $S1$ и $S2$ отпираются одновременно. Отсутствие выбросов напряжения при отпирании и запираии (рис. 17) подтверждает эффективность накопления энергии рассеяния. При отпирании ограничительных диодов $VD_{\text{огр1}}$ и $VD_{\text{огр2}}$ напряжение на обоих ключах ограничено на уровне входного напряжения (рис. 17).

Вместо пульсирующей формы, присущей традиционным преобразователям с двумя силовыми ключами

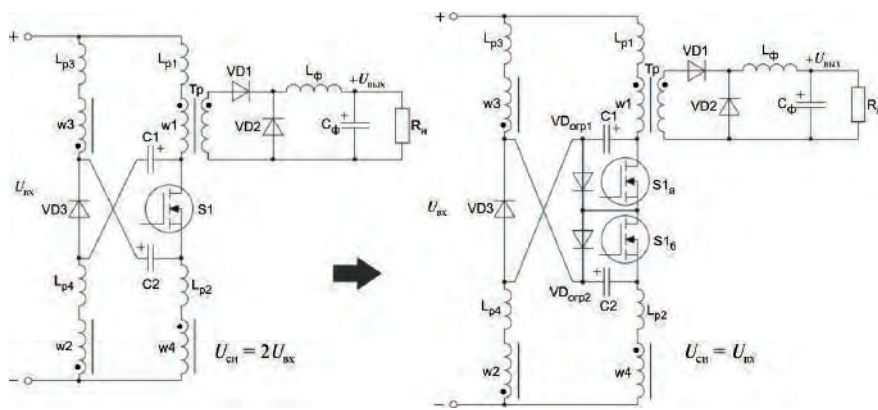


Рис. 16. Структура ППН-ИПТ (а) и образование структуры 2К-ППН-ИПТ (б)

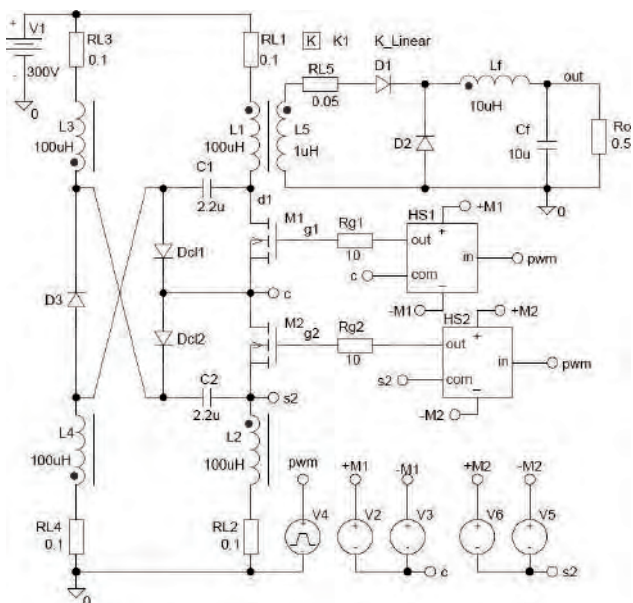
чами, входной ток 2К-ППН-ИПТ имеет почти синусоидальную форму без пульсаций, обеспечиваемую за счет механизма исключения пульсаций.

Когда силовые ключи закрыты, токи резко спадают вследствие запирающего действия диода $VD1$ на вторичной стороне трансформатора. Все остальное время этими токами заряжаются конденсаторы $C1$ и $C2$.

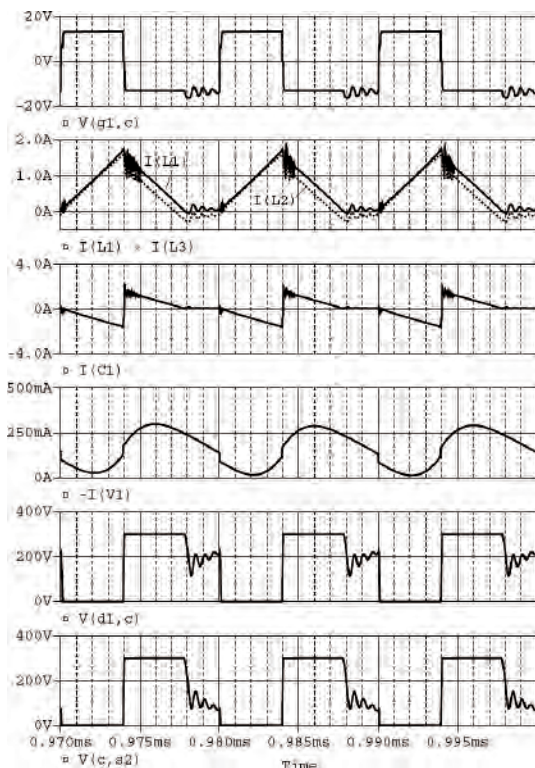
Как и в случае 2К-ППН-СПВТ малое значение перенапряжения позволяет использовать их в автономных преобразователях электроэнергии.

Прямоходовой преобразователь с исключением пульсаций тока с четырьмя силовыми ключами

В схеме, показанной на рис. 18а, напряжение на запертом МДП-транзисторе ограничено на уровне входного напряжения. Последовательное соединение двух таких преобразователей позволяет получить структуру прямоходового преобразователя с исключением пульсаций тока с четырьмя ключами (4К-ППН-ИПТ), показанную на рис. 18б, позволяющую еще более снизить перенапряжение на силовых ключах.



а



б

Рис. 17. Схема модели 2К-ППН-ИПТ (а) и результаты моделирования (б)

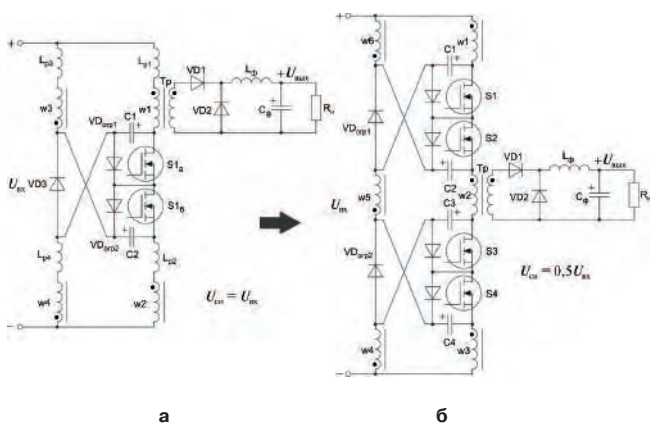


Рис. 18. Структуры 2К-ППН-ИПТ (а) и 4К-ППН-ИПТ (б)

чах. Основанная на ППН-ИПТ с последовательным соединением первичных цепей, такая структура обеспечивает перенапряжение $0,5 U_{BX}$, за счет ограничительных конденсаторов и диодов.

Схема модели 4К-ППН-ИПТ показана на рис. 19а, а результаты моделирования – напряженые затвор-исток ($v(M1, ds12)$), токи обмоток ($I(L2)$ и $I(L5)$), ток конденсатора ($I(C1)$), входной ток ($I(V1)$) и напряжения сток-исток транзисторов – на рис. 19б.

Все четыре основных ключа отпираются одновременно. Отсутствие выбросов напряжений при включении и отключении (рис. 19) подтверждает эффективность накопления энергии индуктивности рассеяния в ограничительном конденсаторе. Кроме того, за счет отпираания ограничительных диодов обеспечивается распределение напряжения между ключами, поэтому напряжение на каждом ключе ограничено на уровне половины напряжения питания. В результате появляется возможность использования низковольтных МДП-транзисторов с малым сопротивлением в открытом состоянии ($R_{ds(on)}$), что обеспечивает повышение КПД преобразователя.

Кроме того, перед отпираанием МДП-транзистора напряжение на нем составляет $0,25 U_{BX}$. В этом случае потери на включение определяются выражением

$$P_{вкл} = 4 \cdot \frac{C_{и} U_{СИ}^2}{2} = 4 \cdot \frac{C_{и}}{2} \cdot \left(\frac{U_{BX}^2}{4} \right) = \frac{C_{и} U_{BX}^2}{8}.$$

Таким образом, по сравнению со структурой прямоходового преобразователя с одним ключом потери на включение снижаются в четыре раза.

За счет накопления и передачи энергии рассеяния на одном периоде переключений ограничительный

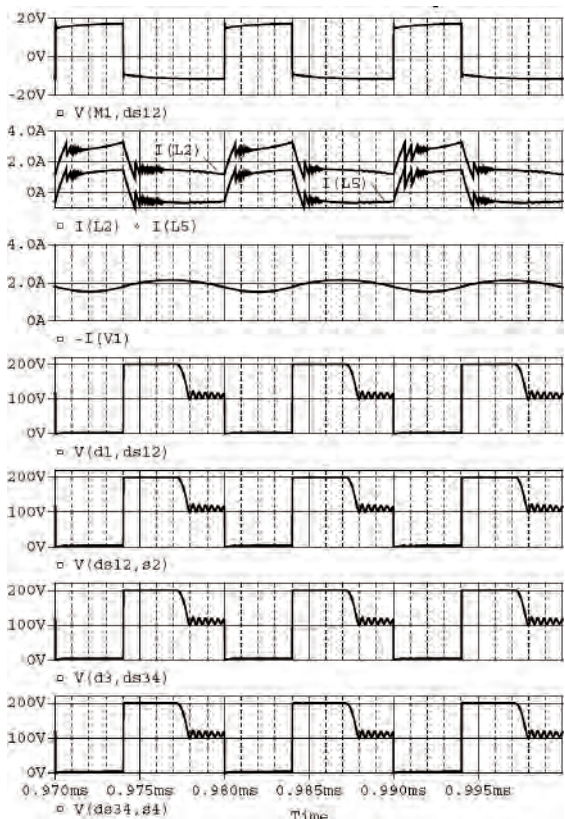
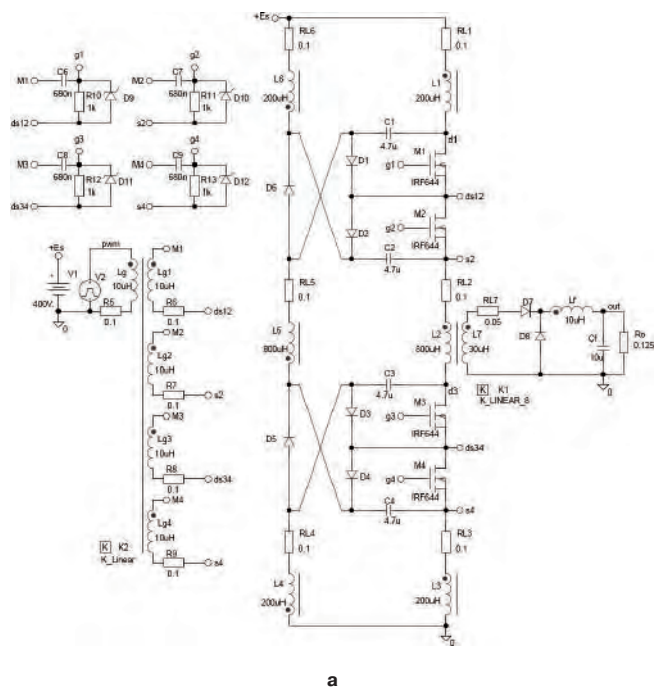


Рис. 19. Схема модели 4К-ППН-ИПТ (а) и результаты моделирования (б)

конденсатор становится источником напряжения величиной $0,25 U_{BX}$. Перенапряжение на ограничительных диодах $VD_{огр1}$ и $VD_{огр2}$ составляет величину напряжения питания.

Повышение КПД за счет расширения диапазона изменения коэффициента заполнения и снижения перенапряжения

КПД ППН-СПВТ и ППН-ИПТ был улучшен за счет использования схем расширения диапазона изменения коэффициента заполнения, либо ограничения перенапряжений. Таким образом, дальнейшее повышение КПД можно обеспечить за счет одновременного применения в преобразователе обеих схем при некотором увеличении стоимости и повышении сложности структуры. Однако это незначительная плата за преимущества, которые будут получены для преобразователей с большой выходной мощностью с повышенным входным напряжением.

Мостовой преобразователь со снижением пульсаций входного тока (МП-СПВТ)

Структура мостового преобразователя со снижением пульсаций входного тока (МП-СПВТ), созданного на основе структуры ДППН, приведенной на рис. 4.6, показана на рис. 20. Такая структура позволяет использовать преимущества способа ограничения напряжения ДППН для высоких входных напряжений.

Четыре дополнительных диода добавлены в схему для обеспечения распределения напряжения между ключами S1–S2 и S3–S4. Максимальное напряжение на всех ключах ограничено напряжением питания ($U_{вх}$).

Схема модели МП-СПВТ показана на рис. 21а, а результаты моделирования – напряжение затвор-исток ($V(g2), V(g3, ds34)$), токи обмоток ($I(L2)$ и $I(L1)$), ток конденсатора ($I(C1)$), входной ток ($I(V1)$) и напряжения сток-исток транзисторов – на рис. 21б.

Конденсатор C1 заряжается во время паузы и отдает энергию в нагрузку, когда открыты силовые ключи S1–S2 или S3–S4.

Пары силовых ключей S1–S2 или S3–S4 переключаются в противофазе. Однако, за счет отличий характеристик МДП-транзисторов и расположения драйверов они переключаются не совсем синхронно. Таким образом, необходимо использование механизма ограничения напряжения и его распределения.

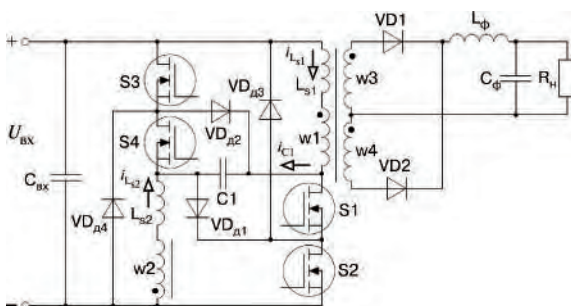


Рис. 20. Структура мостового преобразователя со снижением пульсаций входного тока (МП-СПВТ)

Напряжения $U_{сн1}$ и $U_{сн2}$ ($U_{сн3}$ и $U_{сн4}$) ограничены на уровне напряжения питания. Функция распределения напряжения обеспечена за счет отпириания диодов

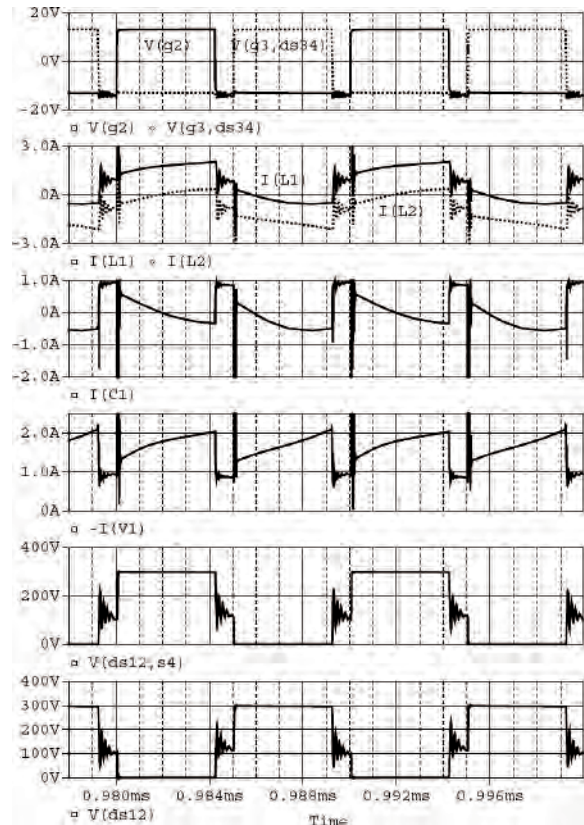
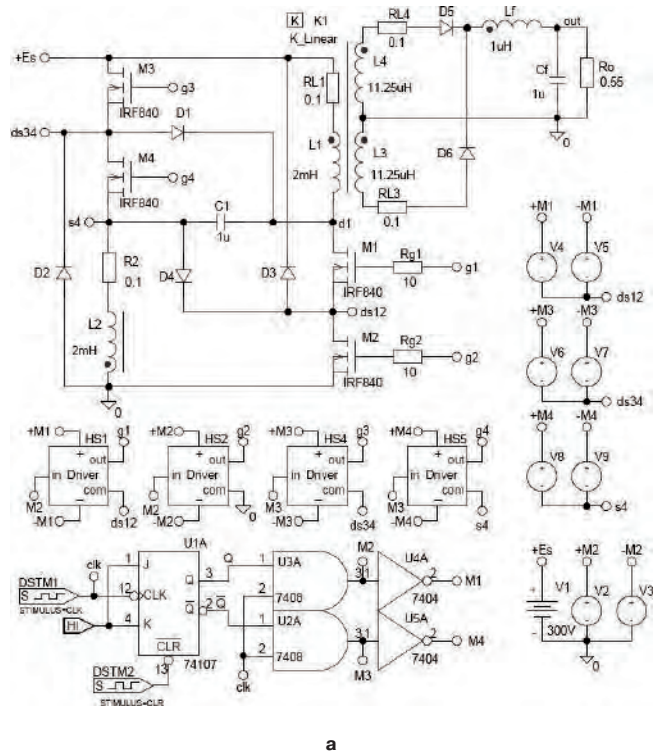


Рис. 21. Схема модели МП-СПВТ (а) и результаты моделирования (б)

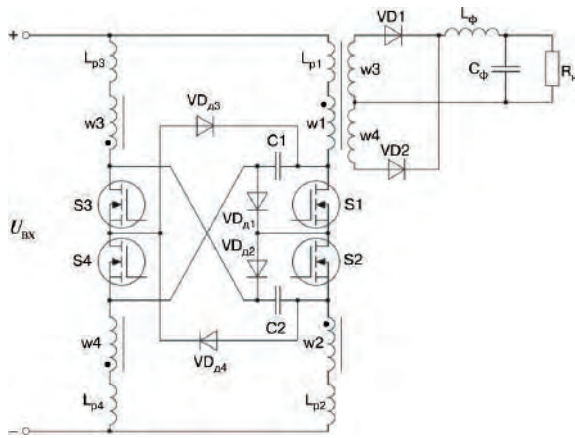


Рис. 22. Структура мостового преобразователя со снижением пульсаций входного тока (МП-ИПТ)

$VD_{d1} - VD_{d2}$, ($VD_{d3} - VD_{d4}$). Отсутствие выбросов напряжения подтверждает эффективное поглощение энергии рассеяния конденсаторами.

Мостовой преобразователь с исключением пульсаций тока (МП-ИПТ)

Структура мостового преобразователя с исключением пульсаций входного тока (МП-ИПТ), созданного на основе структуры СДППН, приведенной на рис. 10, показана на рис. 22. Такая структура позволяет использовать преимущества способа ограничения напряжения СДППН для высоких входных напряжений.

Схема модели МП-СПВТ показана на рис. 23а, а результаты моделирования – напряжение затвор-исток ($V(g2)$, $V(g3, s3)$), ток конденсатора ($I(C1)$), токи обмоток ($I(L2)$ и $I(L2)$), входной ток ($I(V1)$) и напряжения сток-исток транзисторов – на рис. 23б.

Пары силовых ключей S1–S2 и S3–S4 отпираются и запираются в противофазе. Отсутствие выбросов при отпирании и запираении подтверждает эффективность поглощения энергии рассеяния и ограничения напряжения. Напряжение на каждом из силовых ключей ограничено на уровне напряжения питания за счет отпирания ограничительного диода.

В отличие от преобразователя в режиме ШИМ характер входного тока не импульсный за счет обеспечения функции исключения пульсаций.

Во время паузы напряжение на закрытых силовых ключах имеет колебательную составляющую, вызванную резонансом между индуктивностью рассеяния и паразитными емкостями. Из рис. 23 видно, что перед подачей сигнала на затвор напряжение сток-исток падает. Следовательно, потери на переключение снижаются, и повышается КПД.

Выводы

Использование рассмотренных способов позволило получить структуры ППН-СПВТ и ППН-

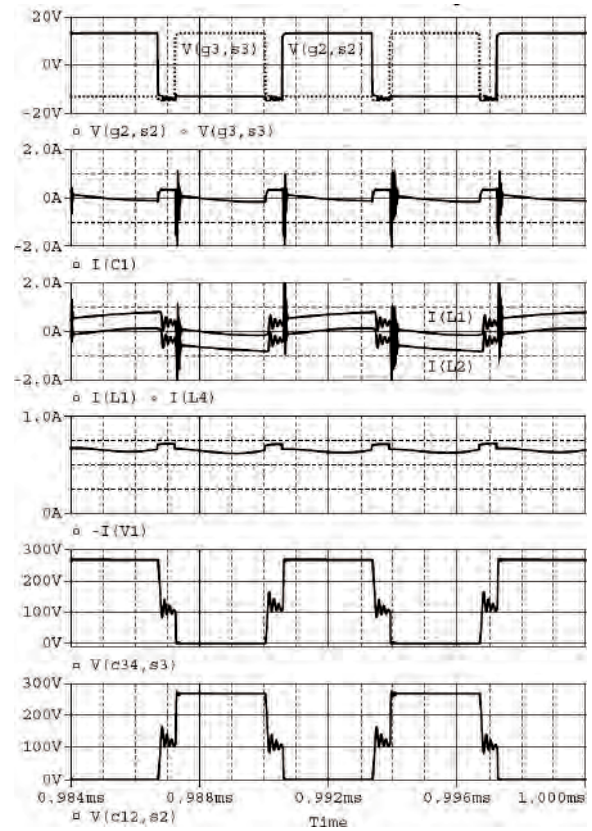
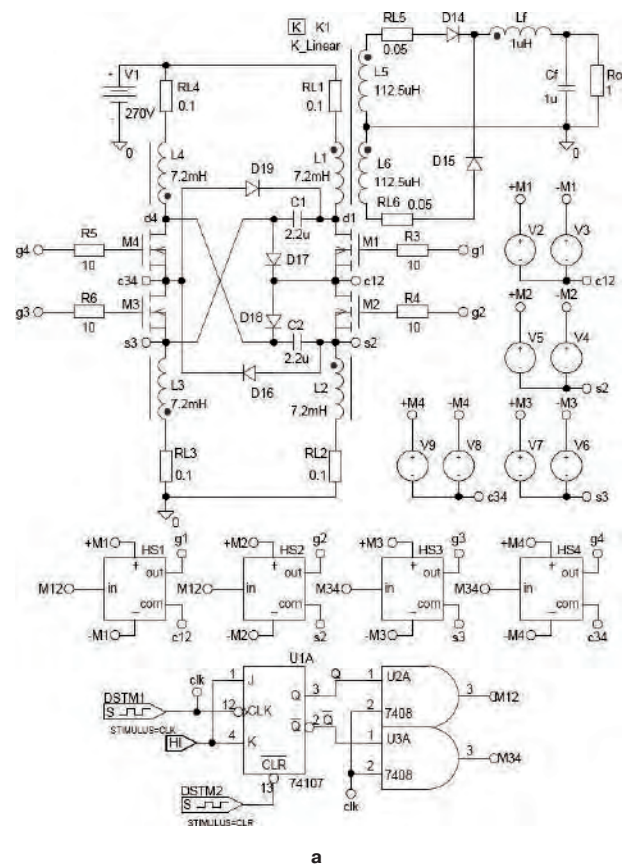


Рис. 23. Схема модели МП-СПВТ (а) и результаты моделирования (б)

ИПТ, рассмотренные в [1, 2] и имеющие ряд преимуществ, по сравнению с традиционным ППН-АО. Помимо меньшего числа электронных компонентов, такие преобразователи позволяют использовать энергию рассеяния трансформатора. Кроме того, ослабление интенсивности электромагнитных помех, позволило уменьшить габариты входного фильтра.

Однако обе рассмотренные структуры проигрывают ППН-АО по КПД. Показано, что ключевым фактором в повышении КПД является снижение потерь на проводимость полупроводниковых компонентов. Для достижения этой цели использованы способы расширения диапазона изменения коэффициента заполнения и последовательного включения полупроводниковых приборов. Первый способ позволяет снизить действующее значение тока и перенапряжение на диодах, а второй — уменьшить эквивалентное сопротивление МДП-транзисторов в открытом состоянии ($R_{ds(on)}$) за счет их последовательного включения. Кроме потерь на проводимость второй способ позволил также снизить потери на включение силовых транзисторов. Рассмотрены шесть структур ППН-УКЗ-СПВТ, 2К-ППН-СПВТ, 2К-ППН-ИПТ, 4К-ППН-ИПТ, МП-СПВТ и МП-ИПТ и приведены результаты моделирования этих структур.

Литература

1. Дейнеко Д. С. Сравнение структур прямоходвых преобразователей постоянного напряжения. — Практическая силовая электроника, № 4 (36), 2009, С. 7–12.
2. Лукин А. В., Дейнеко Д. С. Прямоходовой преобразователь со снижением пульсаций входного тока. — Там же, С. 13–22.
3. Дейнеко Д. С. Прямоходовой преобразователь с исключением пульсаций входного тока. — Практическая силовая электроника, № 1 (37), 2010, С. 9–18.
4. Xunwei Zhou, Bo Yang, Amoroso L., Lee F.C., Pit-Leong Wong. A novel high-input-voltage, high efficiency and past transient voltage regulator module-push-pull forward converter. — Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual Volume 1, 14–18 March 1999, pp. 279–283, vol.1.
5. Edward Herbert. Analysis of the Near Zero Input current ripple Condition in a Symmetrical Push-Pull Power Converter. — High Frequency Power Conversion Conference proc., 1989, pp. 357–371.

Дейнеко Дмитрий Сергеевич, заместитель Генерального директора ЗАО «ММП_Ирбис» по маркетингу, тел.: 8(495) 987-10-16.

М. Ю. Кастров, В. Д. Макаров

ОСНОВЫ РАЗРАБОТКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ZETA НА БАЗЕ КОНТРОЛЛЕРОВ SIPEX SP16125/6/7

M. U. Kastrov,
V. D. Makarov

Zeta converter based on SIPEX SP16125/6/7 controllers
design baseline

Рассмотрена методика разработки преобразователя Zeta на основе контроллеров SP6125/6/7 фирмы Sipex. Приведен пример разработки и результаты моделирования.

The paper presents Zeta converter design procedure based on Sipex SP6125/6/7 controllers. Exemplary embodiment and simulation results are given.

Ключевые слова: преобразователь Zeta, методика расчета, контроллер, моделирование

Key words: Zeta converter, design procedure, controller, simulation

Преобразователь типа *Zeta* (рис. 1) представляет собой неинвертирующий понижающе-повышающий преобразователь, похожий на преобразователь *SEPIC* (рис. 2) (эта аббревиатура расшифровывается как *Single-Ended Primary Inductance Converter* преобразователь с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью). Структура преобразователя *Zeta* также аналогична структуре преобразователя *SEPIC* с той точки зрения, что в ней использованы два дросселя и конденсатор для развязки входа и выхода преобразователя. Однако, в преобразователе *Zeta* в качестве первичного ключа необходим МДП-транзистор с *p*-каналом. Такая структура дает возможность использовать в преобразователе *Zeta* контроллеры *SP6125/6/7* фирмы *Sipex*.

Принцип действия преобразователя Zeta

При рассмотрении временных диаграмм преобразователя *Zeta* необходимо помнить, что в равновесном состоянии средний ток дросселя *L1* (i_{L1}) равен входному току ($i_{вх}$), а средний ток дросселя *L2* (i_{L2}) равен выходному току ($i_{вых}$), поскольку постоянный ток не протекает через конденсатор связи $C_{св}$. Кроме

того, к обоим дросселям не приложено постоянное напряжение. Таким образом, на левой стороне конденсатора $C_{св}$ потенциал “земли”, а на правой выходное напряжение, т. е. постоянное напряжение на конденсаторе $C_{св}$ равно выходному ($U_{вых}$).

Когда транзистор *VT1* открыт (рис. 3), к дросселям *L1* и *L2* приложено напряжение. К диоду *VD1* приложено напряжение $U_{вх} + U_{вых}$. Когда транзистор *VT1* закрыт, сбрасывается энергия, накопленная в дросселях *L1* и *L2*, и диод *VD1* смещается в прямом направлении (рис. 4). Основные временные диаграммы, поясняющие работу преобразователя, показаны на рис. 5.

Коэффициент преобразования напряжения

Выходное напряжение преобразователя определяется следующим соотношением

$$U_{\text{вых}} = \frac{DU_{\text{вх}}}{1 - D},$$

где *D* – коэффициент заполнения.

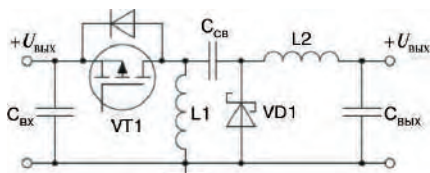


Рис. 1. Структура преобразователя Zeta

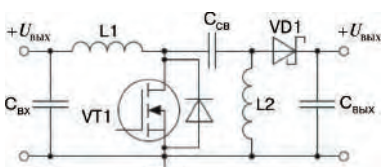


Рис. 2. Структура преобразователя SEPIC

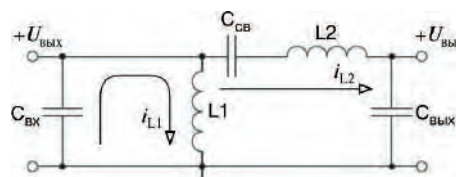


Рис. 3. Эквивалентная схема преобразователя Zeta при открытом VT1

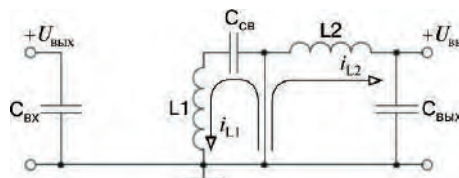


Рис. 4. Эквивалентная схема преобразователя Zeta при закрытом VT1

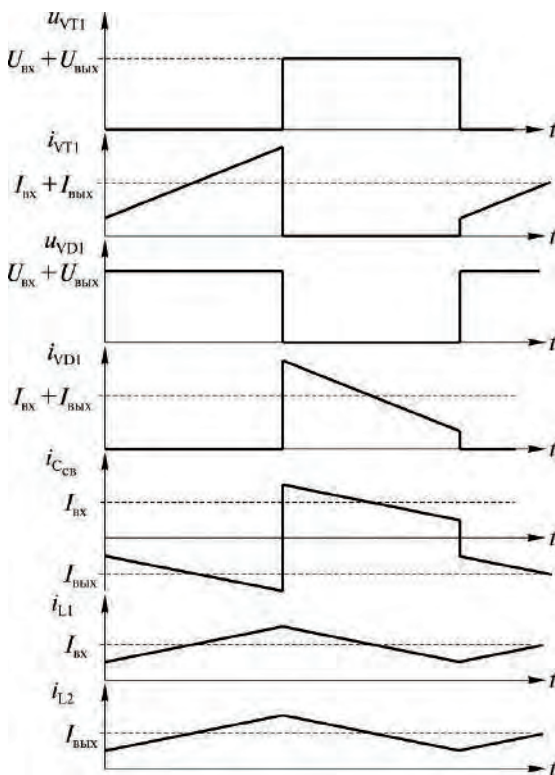


Рис. 5. Идеализированные временные диаграммы, поясняющие работу преобразователя Zeta

Зависимость выходного напряжения преобразователя от коэффициента заполнения показана на рис. 6. Можно увидеть, что при коэффициенте заполнения, меньшем 0,5, преобразователь работает с понижением напряжения, а при коэффициенте заполнения, большем 0,5 – с повышением.

Выбор компонентов

Выбор дросселя L1. Дроссель L1 выбирается по индуктивности, току насыщения и номинальному значению постоянного тока.

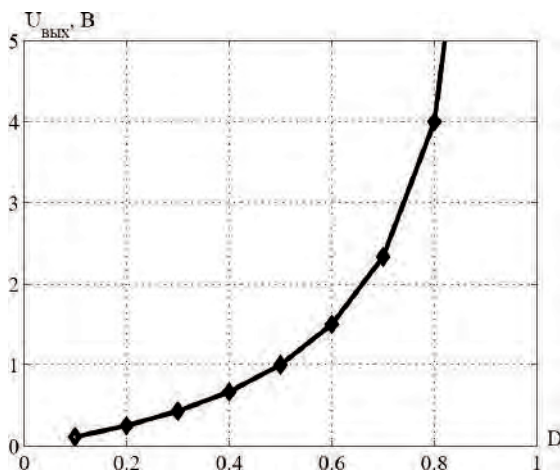


Рис. 6. Зависимость выходного напряжения преобразователя от коэффициента заполнения

Индуктивность дросселя рассчитывается по формуле

$$L_1 = \frac{U_{ВХ\max} \cdot U_{ВЫХ}}{I_{пульс} f_{пер} (U_{ВХ\max} + U_{ВЫХ})}, \quad (1)$$

где $I_{пульс}$ – допустимый максимальный размах пульсаций (типичное значение: $0,5 I_{ВЫХ}$);

$f_{пер}$ – частота переключений;

$U_{ВХ\max}$ – максимальное входное напряжение.

Рассчитываем номинальное значение постоянной составляющей тока через дроссель L1:

$$I_{L1\text{пост}} = \frac{U_{ВЫХ} I_{ВЫХ}}{U_{ВХ\min} \cdot \eta}, \quad (2)$$

где $U_{ВХ\min}$ – минимальное входное напряжение;

η – КПД преобразователя (типичное значение: 85%).

Рассчитываем ток насыщения

$$I_{L1\text{нас}} \geq 1,15 I_{L1\text{пост}}. \quad (3)$$

Выбор дросселя L2. Выбираем величину индуктивности дросселя L2: $L_2 = L_1$. Это справедливо, поскольку, согласно рис. 3, когда открыт транзистор VT1, для обоих дросселей

$$L = \frac{U_{ВХ} T_{отк}}{\Delta i}, \quad (4)$$

где $T_{отк}$ – время открытого состояния транзистора VT1.

Выбор $L_2 = L_1$ позволяет при необходимости выполнить обмотки обоих дросселей на одном сердечнике. Постоянная составляющая тока дросселя L2 должна, по крайней мере, быть равной $I_{ВЫХ}$. Ток насыщения дросселя L2 рассчитывается по формуле (3).

Выбор конденсатора связи. Конденсатор $C_{св}$ выбирается по емкости, допустимому постоянному напряжению и номинальной величине размаха пульсаций тока $I_{пульс}$.

Рассчитываем емкость конденсатора $C_{св}$

$$C_{св} = \frac{U_{ВЫХ} I_{ВЫХ}}{(U_{ВЫХ} + U_{ВХ\min}) f_{пер} U_{пульс}}, \quad (5)$$

где $U_{пульс}$ – величина пульсаций напряжения на конденсаторе $C_{св}$ (типичное значение: 1% от $U_{ВЫХ}$).

При этом допустимое напряжение конденсатора должно превышать $U_{ВЫХ}$, а допустимая величина пульсаций тока должна быть больше $I_{ВЫХ}$.

Выбор МДП-транзистора. МДП-транзистор выбирается по допустимому напряжению сток-сток, величине сопротивления сток-исток в открытом состоянии ($R_{ds(on)}$), величинам заряда затвор-исток (Q_{gs}) и теплового сопротивления R_{Γ} . Допустимое напряжение сток-исток должно превышать величину $U_{ВХ} + U_{ВЫХ}$, что позволит обеспечить область безопасной работы во время переходных процессов при переключении. МДП-транзистор должен выдерживать суммарный максимальный ток обоих дросселей. бо-

лее подробную информацию можно найти в любом справочном листке на контроллеры фирмы *Sipex* в разделе “Выбор МДП-транзистора” [1].

Выбор диода. Диод выбирается по допустимому обратному напряжению ($U_{обр доп}$) и допустимому прямому току ($I_{пр доп}$). Величина $U_{обр доп}$ должна превышать $U_{вх} + U_{вых}$, а величина $I_{пр доп}$ должна быть больше $I_{вх} + I_{вых}$.

Выбор входного конденсатора. Конденсатор $C_{вх}$ выбирается по допустимому напряжению, величине пульсаций тока и емкости. Упрощенно выражение для определения емкости конденсатора можно получить в предположении, что коэффициент заполнения $D = 0,5$ и КПД $\eta = 100\%$. В этом случае $I_{вх} = I_{вых}$, и действующее значение тока входного равно

$$I_{C_{вх}(д)} = \frac{I_{вых}}{2}.$$

В общем случае, величина пульсаций входного напряжения не должна превышать 1,5% от $U_{вх}$ (0,18 В). Используя те же допущения, что и для упрощенного расчета пульсаций тока, получаем выражение для расчета требуемой емкости входного конденсатора

$$C_{вх} = \frac{I_{вых}}{2f_{пер} U_{вх} \cdot 0,015}$$

Необходимо учесть, что в выражении (5) не учтены эквивалентное последовательное сопротивление и расчетный срок службы конденсатора. Это справедливо для керамических, а также высококачественных танталовых и алюминиевых электролитических конденсаторов.

Выбор выходного конденсатора. Конденсатор $C_{вых}$ выбирается по емкости, допустимому напряжению и эквивалентному последовательному сопротивлению. Для упрощения анализа предположим, что в схеме используется керамический конденсатор с эквивалентным последовательным сопротивлением 5 мОм. В этом случае пульсациями, вызванными этим сопротивлением можно пренебречь. Для расчета емкости выходного конденсатора предполагаем, что пульсации тока дросселя составляют 30% от выходного тока. Тогда

$$C_{вых} = \frac{I_{пульс}}{8U_{пульс} f_{пер}}$$

где $I_{пульс}$ — величина пульсаций тока дросселя (типичное значение 30% от $I_{вых}$);

$U_{пульс}$ — допустимая величина пульсаций выходного напряжения (типичное значение 1% от $U_{вых}$).

Пример расчета

Рассчитаем преобразователь *Zeta*, работающий в диапазоне входных напряжений (10 ... 18) В, с выходным напряжением 12 В и выходным током 0,7 А.

• **Выбор контроллера.** В качестве контроллера выбираем микросхему *SP6126* фирмы *Sipex*, работающую на частоте 600 кГц и обеспечивающую управление p -канальным МДП-транзистором.

• **Дроссель $L1$.** С помощью выражений (1) и (2) рассчитываем индуктивность дросселя и постоянную составляющую тока: $L_1 = 34,29$ мГн; $I_{L1 пост} = 1$ А. Согласно (3) ток насыщения должен превышать 1,15 А.

• **Дроссель $L2$.** Индуктивность дросселя $L2$ выбираем как $L_2 = L_1 = 34,29$ мГн. Таким образом, может быть использован двухобмоточный дроссель.

• **Конденсатор $C_{св}$.** Рассчитанная согласно (4), емкость составляет 5,303 мкФ. Чтобы схема была более традиционной, выбираем керамический конденсатор емкостью 4,7 мкФ.

• **МДП-транзистор $VT1$.** Перечисленным выше требованиям удовлетворяет транзистор *Si2319DS* фирмы *Vishay/Siliconix*: допустимое напряжение сток-исток $U_{си(доп)} = 40$ В; $R_{ds(on)} = 0,13$ Ом.

• **Диод $VD1$.** Всем требованиям удовлетворяет диод *MBRA340T3* фирмы *On semiconductor*: $U_{обр(доп)} = 40$ В; $I_{пр(доп)} = 3$ А.

• **Конденсатор $C_{вх}$.** Согласно выражению (5) емкость конденсатора составляет 2,16 мкФ. Выбираем керамический конденсатор емкостью 2,2 мкФ.

• **Конденсатор $C_{вых}$.** Согласно выражению (6) емкость конденсатора составляет 0,3646 мкФ. Однако в целях компенсации переходных процессов в нагрузке выбираем керамический конденсатор емкостью 10 мкФ.

Для проверки результатов расчета исследована модель преобразователя, показанная на рис. 7. Результаты моделирования при максимальном ($U_{вх max} = 18$ В) и минимальном ($U_{вх min} = 10$ В) входных напряжениях приведены на рис. 8а и б соответственно. Результаты моделирования полностью совпадают с теоретическими положениями, приведенными в статье.

Создан и испытан при входных напряжениях (10 ... 18) В лабораторный макет преобразователя, схема которого показана на рис. 9. Зависимости КПД преобразователя при разных входных напряжениях от тока нагрузки приведены на рис. 10.

Выводы

Несмотря на то, что контроллеры серий *SP6125/26/27* используются для управления понижающими

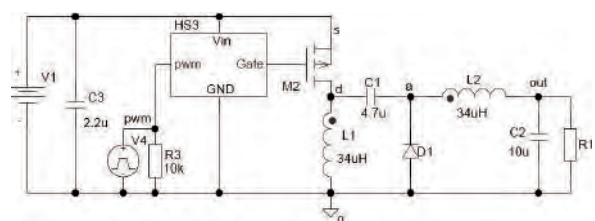


Рис. 7. Схема модели преобразователя

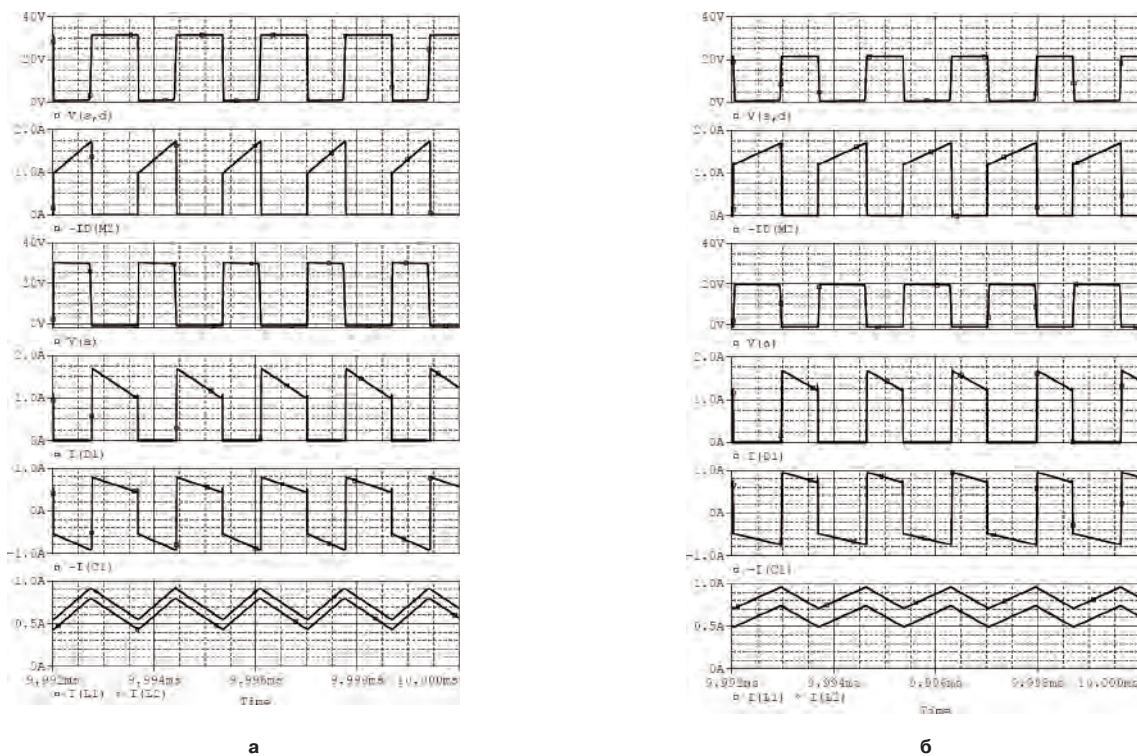


Рис. 8. Результаты моделирования: а – $U_{вх} = 18 В$; б – $U_{вх} = 10 В$

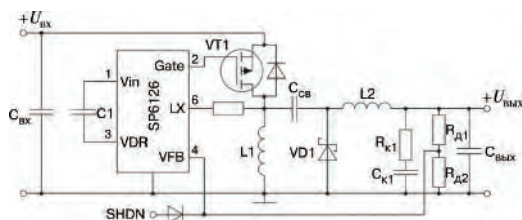


Рис. 9. Схема преобразователя Zeta

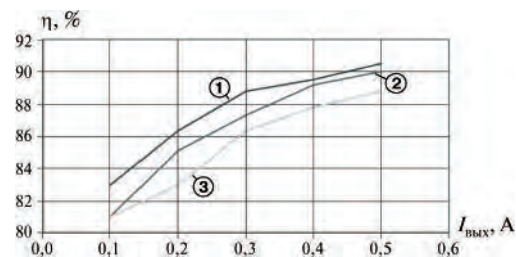


Рис. 10. Зависимость КПД преобразователя от тока нагрузки: 1 – $U_{вх} = 10 В$; 2 – $U_{вх} = 12 В$; 3 – $U_{вх} = 15 В$

преобразователями постоянного напряжения, добавление к ним ряда недорогих электронных компонентов позволяет применить их для управления неинвертирующим понижающе-повышающим преобразователем Zeta, позволяющими обеспечить выходной ток до 1 А. Приведенная в статье простая методика позволяет выбрать все необходимые компоненты для создания недорогого преобразователя Zeta.

Литература

1. SP6126. High-Voltage Step Down Controller in

TSO-T5. – Datasheet, Sipex Corporation.

2. Zeta Converter Basics Based on Sipex’s SP6125/26/27 controllers. – Application Note ANP29.

Макаров Вячеслав Владимирович, начальник отдела ЗАО “ММП-Ирбис”, тел. 8(495) 987-10-16;

Кастров Михаил Юрьевич, к. т. н., главный инженер ЗАО “ММП-Ирбис”, тел. 8(495) 987-10-16, e-mail: kastrov@mmp-irbis.ru

С. В. Аверин, Т. В. Анисимова, А. Н. Данилина, В. В. Крючков

ФОРМИРОВАНИЕ СТУПЕНЧАТЫХ ВЫХОДНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ ИНВЕРТОРА С УЛУЧШЕННЫМ СПЕКТРАЛЬНЫМ СОСТАВОМ

T. V. Anisimova,
V. V. Kruichkov

Producing inverter output stepped waveforms
with improved harmonic content

В статье рассмотрена задача формирования напряжений ступенчатой формы (многоуровневых) с помощью обобщенного ряда Фурье. Этот метод может быть применен, главным образом, для устройств силовой электроники в качестве средства, позволяющего формировать переменные напряжения, аппроксимирующие синусоидальные. Такой подход к синтезу переменных напряжений основан на разложении в ряд Фурье множества ортогональных функций. Используя аналитические методы и выражения, приведенные в статье, можно определить оптимальные параметры напряжений, обеспечивающие минимальное содержание в их спектрах высших гармоник. Представленное математическое средство крайне полезно при разработке структур и алгоритмов управления преобразователями со ступенчатым выходным напряжением.

Ключевые слова: ряд Фурье, инвертор, ступенчатое напряжение, аппроксимация, спектральный состав

The problem of producing stepped (multilevel) waveforms using general Fourier series is presented. Such technique can be applied first of all to power electronics as a tool for producing stepped waveforms approximating sinusoidal waveform. Such approach to the synthesis of AC voltages is based on Fourier series of orthogonal functions set. Using presented analytical methods and expressions, one can determine optimal parameters of voltages ensuring minimal harmonic content. Presented mathematical tool is very useful when designing structures and control algorithms for converters with multilevel output waveforms.

Fourier series, multilevel converter, inverter, stepped voltage, approximation, harmonic content

В области силовой электроники существует большое количество устройств, например электроприводы переменного тока, источники бесперебойного питания, агрегаты распределенных систем генерирования электроэнергии, где крайне важным требованием является генерирование синусоидального напряжения (или тока) достаточно высокого качества. Постоянное напряжение, например выпрямителя, аккумулятора, ветроэнергетической установки, панели солнечных батарей или топливных элементов преобразуется в переменное с помощью силовых электронных преобразовательных устройств. В результате такого преобразования формируются напряжения прямоугольной или ступенчатой формы. Качество таких напряжений должно удовлетворять соответствующие стандарты. В математике качество аппроксимации принято оценивать среднеквадратической ошибкой. В устройствах же силовой электроники наиболее популярным и полезным средством оценки качества напряжений, аппроксимирующих синусоидальное, является коэффициент гармоник (k_r), несмотря на то, что он не несет никакой полезной информации о форме напряжения, имеющего определенный спектральный состав.

Наиболее часто используемым устройством для такого рода преобразования электроэнергии является двухуровневый инвертор напряжения, управляемый с помощью способа широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Но инверторы в режиме ШИМ имеют хорошо известные недостатки, относящиеся к высокой частоте переключений, вызывающей потери мощности коммутирующих элементах, а также необходимость использования специальных фильтров для обеспечения заданного качества выходного напряжения. Эти недостатки можно уменьшить при использовании преобразователей с многоуровневым выходным напряжением и способов амплитудной модуляции.

В статье представлен математический подход к стратегии управления преобразователями с многоуровневыми (ступенчатыми) выходными напряжениями. Рассмотрен относящийся к данному вопросу метод синтеза выходных напряжений с применением обобщенного ряда Фурье [1, 2]. Благодаря полученному эффективному аналитическому описанию он позволяет легко оптимизировать параметры выходных напряжений преобразователя. Представленный математический метод синтеза напряжений

является полезным средством при разработке алгоритмов управления и структур инверторов со ступенчатым выходным напряжением.

Синтез напряжений на основе ряда Фурье

Стандартная аппроксимация Фурье. Задана масштабная функция

$$f(x) = \begin{cases} 1, & \text{при } \leq x < \alpha; \\ 0, & \text{при других } x. \end{cases} \quad (1)$$

При этом $\alpha \neq 0$.

Масштабная функция $f(x)$ определяется следующим образом

$$f_n(x) = f(x - n\alpha) \text{ для } n = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots \quad (2)$$

Уравнение (2) определяет последовательность прямоугольных импульсов единичной амплитуды и угловой длительности α . Положение импульса на оси x зависит от параметра n . Таким образом, установка этого параметра позволяет регулировать длительность импульса. Несколько примеров масштабных функций приведены на рис. 1.

На интервале $x \in [a, b]$, длина которого равна $k\alpha$ ($k \geq 1$), функции $f_n(x)$ удовлетворяют двум условиям

$$\begin{aligned} \|f_n\|^2 &= \int_a^b f_n^2(x) dx = \alpha; \\ \int_a^b f_k(x) f_m(x) dx &= 0, \text{ если } k \neq m. \end{aligned} \quad (3)$$

Таким образом, с помощью (2) создается множество ортогональных функций, называемых ортогональным базисом. Поскольку все функции $f_n(x)$ имеют нормы $\|f_n\|^2$, равные α , этот базис называют ортогональным базисом.

Разложение функции $f(x)$ в обобщенный ряд Фурье устанавливает соотношение между множеством масштабных функций $f_n(x)$ следующим образом

$$f(x) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n f_n(x), \quad (4)$$

где

$$c_n = \frac{(f, f_n)}{\|f_n\|^2} = \frac{\int_a^b f(x) f_n(x) dx}{\alpha}. \quad (5)$$

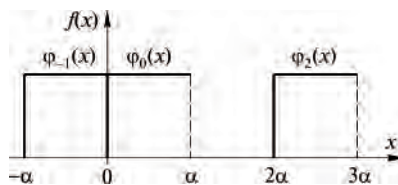


Рис. 1. Примеры масштабных функций $f_{-1}(x)$, $f_0(x)$, $f_2(x)$

Разложение (4) справедливо для любой функции $f(x) \in L^2_{[a, b]}$. Ряд Фурье содержит бесконечное число членов и дает возможность аппроксимировать функцию $f(x)$, используя бесконечное множество (сумму) одинаково отмасштабированных функций $f_n(x)$. В частности, имеется возможность разложить в ряд функцию $f(x) = \sin(x)$, суммируя бесконечное множество прямоугольных импульсов. Это находится в противоречии с типовым применением ряда Фурье, когда любая функция раскладывается на множество гармонических составляющих. Согласно (4) и (5) разложение функции $\sin(x)$ на интервале $[a, b]$ имеет вид

$$\sin(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{\int_a^b \sin(x) f_n(x) dx}{\alpha} f_n(x) \right] \quad (6)$$

Выражение (6) задает последовательность прямоугольных импульсов, определяемых функциями $f_n(x)$. Амплитуды импульсов отличаются друг от друга и определяются после вычисления интеграла. Это выражение можно использовать в силовой электронике для отображения синусоидальных функций. Прямоугольные импульсы являются основной формой выходных напряжений (токов) инверторов. Естественно способ формирования ступенчатых форм из прямоугольных импульсов применяется во многих устройствах, но формирование осуществляется за счет “вертикального” суммирования напряжений, т. е. результирующее ступенчатое напряжение образуется с помощью сложения напряжений, формируемых различными ячейками многокаскадного инвертора. Рассматриваемый способ предполагает суммирование импульсов “по оси x ”, т. е. по оси времени. Таким образом, выходное напряжение (ток) преобразователя формируется из следующих один за другим импульсов.

Практически, в устройствах силовой электроники аппроксимация синусоидального напряжения может осуществляться конечным числом (p) членов ряда, и естественным стремлением разработчиков всегда было использование наименьшего возможно числа p . Но от p зависит точность аппроксимации. Численно эта точность может быть оценена различными способами. В математике точность аппроксимации определяется среднеквадратической ошибкой σ . Это очень полезный критерий, предназначенный именно для таких случаев. Если аппроксимация функции $f(x) = \sin(x)$ проведена на отрезке $[a, b]$ с использованием p членов ряда, среднеквадратическую ошибку можно выразить следующей формулой

$$\sigma = \frac{1}{b-a} \int_a^b \left[\sin(x) - \sum_{n=0}^{p-1} c_n f_n(x) \right]^2 dx, \quad (7)$$

при $x \in [a, b]$ и $b > a$.

В силовой электронике наиболее важным критерием точности или, вернее, качества аппроксимированных напряжений является коэффициент гармоник. Для иллюстрации рассматриваемой задачи на рис. 2 и 3 приведены результаты аппроксимации. Спектральные составы приведены рядом с формами напряжений, чтобы показать очевидную связь между числом ступенек и порядком содержащихся гармоник. На рис. 2 и 3 показаны ступенчатые формы напряжений, полученные с помощью аппроксимации на основе множеств, определенных согласно (1) и (2).

Результаты аппроксимации с помощью ряда Фурье для выбранных значений p сведены в табл. 1.

Таблица 1

F_p	α	$N_{\text{Эп}}$	σ	$k_r, \%$
2	π	1	0,0947	48,37
6	$\pi/3$	2	0,0440	31,09
12	$\pi/6$	3	0,0113	15,23
16	$\pi/8$	4	0,0064	11,41
24	$\pi/12$	6	0,0028	07,63

Величины среднеквадратической ошибки, рассчитанные согласно выражению (7), приведены в столбце, озаглавленном “ s_p ”. Символом “ F_p ” обозначено число ступенек на рассматриваемом отрезке в данном случае $[0, 2\pi]$. Параметром $N_{\text{Эп}}$ обозначено требуемое количество источников постоянного

напряжения или тока. Взаимозависимость между этими двумя параметрами описывается следующим условием:

$$\begin{aligned} \frac{F_p}{4} \in A &\rightarrow N_{\text{Эп}} = \frac{F_p}{4}; \\ \frac{F_p}{4} \notin A &\rightarrow N_{\text{Эп}} = E\left\{\frac{F_p}{4} + 1\right\}, \end{aligned} \quad (8)$$

где A – множество целых чисел;

E – функция $[x]$ (целая часть числа).

Величина $N_{\text{Эп}}$ крайне важный параметр для преобразователей со ступенчатым выходным напряжением (многоуровневым).

Форма напряжения, полученного при крайне низком уровне аппроксимации, показана на рис. 2. Отношение амплитуд ступенек равно двум. Оно такое же как в трехфазном инверторе при подсоединенной нагрузке и состоит из аналогичного множества прямоугольных импульсов. Для реализации такого напряжения в однофазном инверторе необходимы только два источника постоянного напряжения, которые легко обеспечить делением пополам напряжения одного источника.

Оптимизированная аппроксимация Фурье

Форма напряжения с отношением амплитуд ступенек, показанная на рис. 2, не обеспечивает минимальное содержание высших гармоник, возможное при наличии всего двух источников питания. Далее будет показано, что изменение отношения напряжений источников питания и регулировка длительности

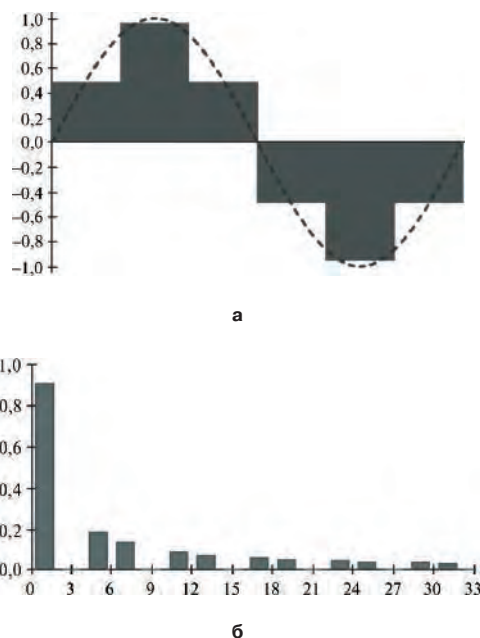


Рис. 2. Аппроксимация функции $f(x) = \sin(x)$ при $p = 6$ ($\alpha = \pi/3$) (а) и спектр сформированного напряжения (б)

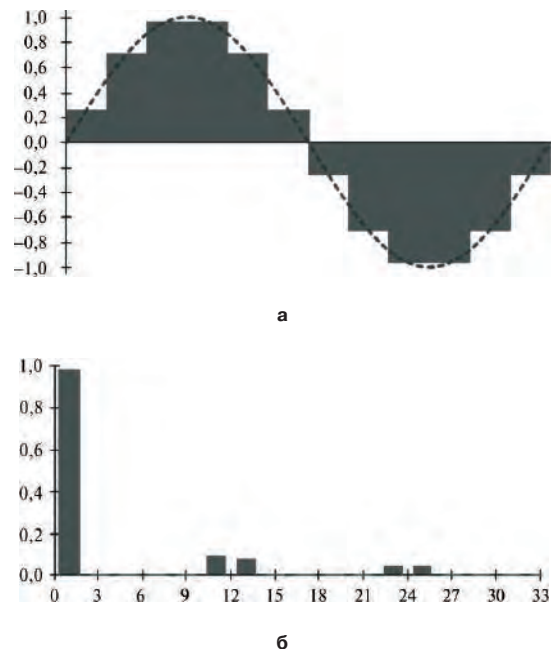


Рис. 3. Аппроксимация функции $f(x) = \sin(x)$ при $p = 12$ ($\alpha = \pi/6$) (а) и спектр сформированного напряжения (б)

тей импульсов дает возможность уменьшить величину коэффициента гармоник выходного напряжения инвертора.

В общем случае, применение ряда Фурье в области аппроксимации не требует использования ортогонального базиса масштабных функций. Необходимым условием является ортогональность базиса. Таким образом, для аппроксимации можно применить другое множество ортогональных функций. Это может быть множество прямоугольных импульсов разной длительности α_k по оси x

$$f_k(x) = \begin{cases} 1, & \text{при } 0 \leq x \leq \alpha_k; \\ 0, & \text{при других } x, \end{cases} \quad (9)$$

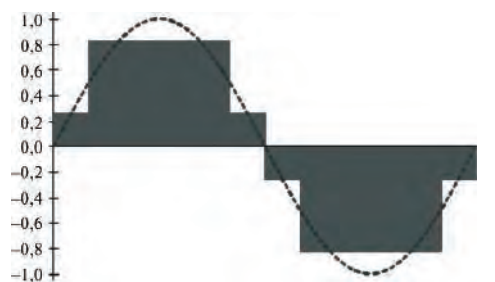
где $\alpha_k > 0, k = 0, 1, 2, \dots$

Масштабная функция $f_n(x)$ определяется следующим образом

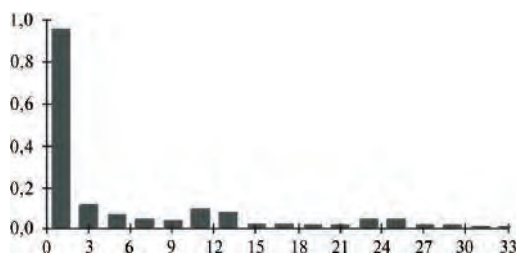
$$f_n(x) = f\left(x - \sum_{k=0}^{n-1} \alpha_k\right), \quad (10)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$

Пример аппроксимации при использовании двух масштабных функций $f_0(x)$ и $f_1(x)$ приведен на рис. 4. Соответствующие этому примеру параметры: $\alpha_0 = \pi/6, \alpha_1 = 2\pi/3$. В этом случае спектральный состав неравномерный и содержит все низшие из высших гармоник, включая третью. Коэффициент гармоник такого напряжения меньше ($k_r = 21,62\%$), чем у напряжения, показанного на рис. 2 ($k_r = 31,09\%$), при использовании стандартной аппроксимации. Точность аппроксимации достигает величины $\sigma = 0,0222$.



а



б

Рис. 4. Аппроксимация функции $f(x) = \sin(x)$ при $p = 2$ ($\alpha_0 = \pi/6, \alpha_1 = 2\pi/3$) (а) и спектр сформированного напряжения (б)

В случае напряжения, показанного на рис. 2, амплитуды всех четных гармоник равны нулю, амплитуды нечетных гармоник определяются как

$$b_k = \frac{4}{k\pi} [U_1 + (U_2 - U_1) \cos(\alpha)] \quad k \in p, \quad (11)$$

где U_1 и U_2 – амплитуды ступенек;

α – угол первой ступеньки.

Здесь предполагается, что напряжение на каждой половине периода симметрично относительно прямой линии

$$\alpha = \frac{\pi}{2} + n\pi, \quad \text{при } n = \dots 2, 1, 0, 1, 2, \dots$$

Соотношение (11) можно использовать при выборе уровней ступенек, для исключения заданных высших гармоник. Задача селективного исключения гармоник хорошо известна в современной электронике как одна из базовых. Приведенный здесь пример лишь иллюстрирует результаты, полученные для трехуровневого преобразователя. Полагая, что из спектра выходного напряжения необходимо исключить третью и пятую гармоники, можно записать следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} 4[U_1 + (U_2 - U_1) \cos(\alpha)] = \pi; \\ U_1 + (U_2 - U_1) \cos(3\alpha) = 0; \\ U_1 + (U_2 - U_1) \cos(5\alpha) = 0. \end{cases} \quad (12)$$

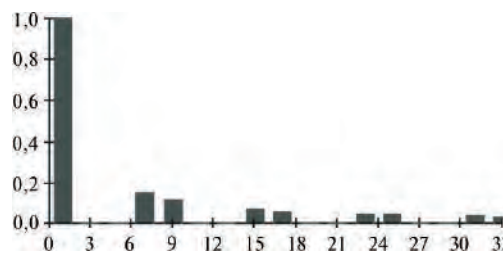
Решая систему уравнений (12), получаем

$$U_1 = 0,3927; U_2 = 0,9481; \alpha = \pi/4; b_1 = 1; b_3 = b_5 = 0.$$

Результаты вычислений показаны на рис. 5. Рассчитанный коэффициент гармоник равен 23,1%.



а



б

Рис. 5. Аппроксимация функции $f(x) = \sin(x)$ при $p = 2$ (а) ($\alpha_0 = \pi/4, \alpha_1 = \pi/2$) и спектр сформированного напряжения (б)

Выбор в качестве критерия минимальной величины коэффициента гармоник дает возможность найти оптимальное отношение амплитуд ступенек на основе минимальной величины выражения

$$k_r = \frac{1}{b_1} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} b_{2k+1}^2} \quad (13)$$

С учетом (11)

$$k_r = \frac{4U_1}{\pi b_1} \sqrt{f(\alpha, \theta)}, \quad (14)$$

и минимальное значение k_r связывается с минимальным значением функции

$$f(\alpha, \theta) = \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{2k+1} [\theta + (1-\theta)\cos[(2k+1)\alpha]] \right\}^2 \quad (15)$$

Трехмерный график анализируемой функции $f(\alpha, \theta)$ представлен на рис. 6.

Параметры оптимальной аппроксимации при минимальной величине коэффициента гармоник:

$$\alpha = 2\pi/9; \theta = 0,4; b_1 = 1; U_1 = 0,3655; U_2 = 0,9136.$$

Оптимальная форма напряжения и спектральный состав приведены на рис. 7.

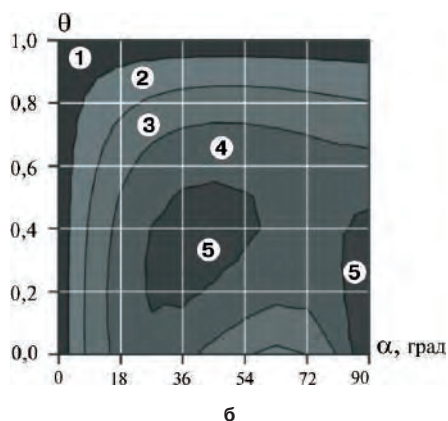
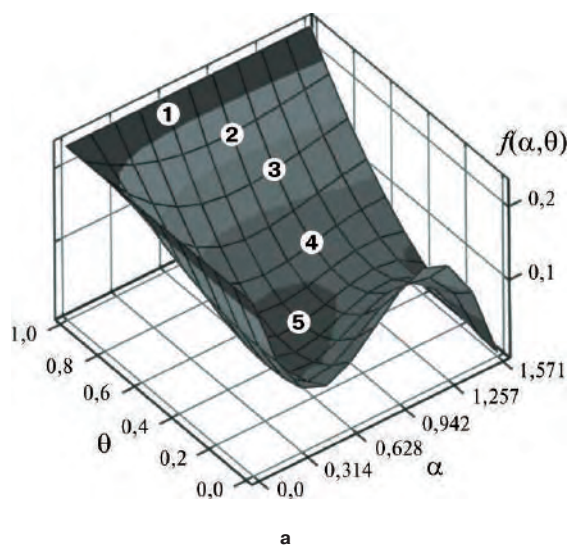


Рис. 6. Трехмерное представление функции $f(\alpha, \theta)$ (а) и ее проекция на плоскость (α, θ) (б)

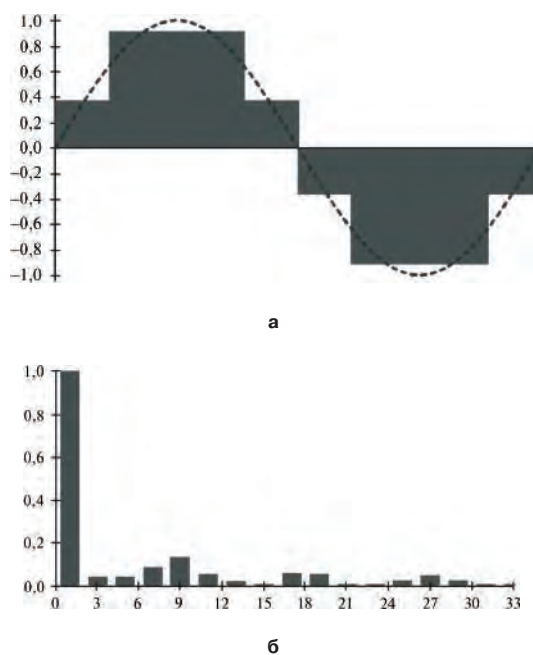


Рис. 7. Аппроксимация функции $f(x) = \sin(x)$ при $p = 2$ при минимальном $k_r = 20,4\%$ ($\alpha_0 = 2\pi/9, \alpha_1 = 5\pi/9$) (а) и спектр сформированного напряжения (б)

Примеры реализации

Рассмотренную методику можно использовать для описания выходных ступенчатых напряжений многоуровневых преобразователей в форме ортогональных прямоугольных импульсов. Выходное напряжение формируется как сумма последовательных импульсов, смещенных по оси ωt . Понятие суммирования импульсов пояснено на рис. 8. Такой преобразователь состоит из двух однофазных мостовых коммутаторов МК1 и МК2 и схемы суммирования (Σ).

Отдельные импульсы последовательности формируются таким образом, чтобы конец предыдущего совпадал с началом последующего. В результате имеется возможность создания схем, соединенных напрямую (без схемы суммирования) аналогично многофазным преобразователям. Алгоритм управле-

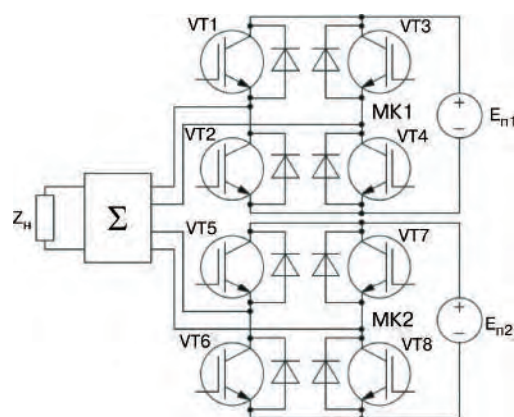


Рис. 8. Пример однофазного инвертора напряжения позволяющего сформировать выходное напряжение при $F_p = 6$

ния силовыми ключами мостовых коммутаторов инвертора получается непосредственно на основе рассмотренного способа формирования ступенчатого напряжения. Алгоритм управления каждым силовым ключом мостового коммутатора формируется непосредственно согласно методике формирования выходного напряжения.

Схема трехфазного трехуровневого инвертора с непосредственной связью на основе трех однофазных инверторов, состоящих из четырех силовых ключей, показана на рис. 9.

Выводы

Рассмотренный метод аппроксимации синусоидального напряжения позволяет определить математическую модель инвертора, в которой синтез различных выходных напряжений осуществляется с помощью обобщенного ряда Фурье. Ряд Фурье содержит набор ограниченного числа ортогональных функций в виде прямоугольных импульсов. Представленные примеры реализации показывают возможности практического использования рассмотренного метода.

Литература

1. *Iwaszkiewicz Jan*. Mathematical Models of Power Electronic Multilevel Converters – Analysis and Applications. Proceedings of Electrotechnical Institute, vol. 227, pp. 1–42, Warsaw, 2006, Poland.

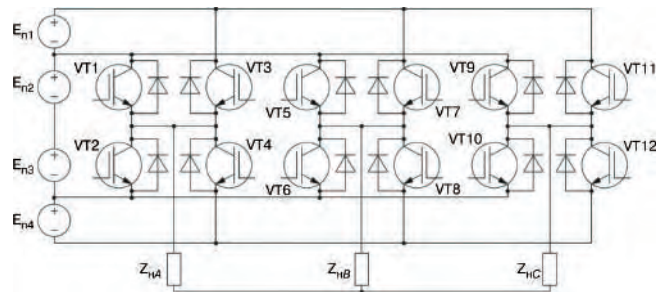


Рис. 9. Схема трехфазного трехуровневого инвертора с непосредственной связью на основе трех однофазных инверторов

2. *Iwaszkiewicz Jan, Perz Jacek*. Fourier Series and Wavelet Transform Applied to Steped Waveforms Synthesis in Multilevel Converters”. – Proceedings of Electrotechnical Institute, vol. 227, pp. 59–74, Warsaw, 2006, Poland.

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 электросистем” МАИ, тел.: (499)158-45-59;

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

М. М. Дудкин

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОДНОФАЗНЫХ ОБРАТИМЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ С РАЗЛИЧНЫМИ ЗАКОНАМИ МОДУЛЯЦИИ

М. М. Dudkin

Energy characteristics of single-phase reversible voltage converters based on different modulation principles

В статье рассмотрены энергетические характеристики однофазных обратимых преобразователей напряжения (активных выпрямителей) с широтно-импульсной и частотно-широотно-импульсной модуляцией и симметричным переключением силовых ключей. Приведены достоинства и недостатки рассмотренных законов модуляции, получены аналитические выражения и временные диаграммы, позволяющие определить характер изменения токов и напряжений в схемах, рассмотрены спектральные характеристики преобразователей.

Ключевые слова: энергетические характеристики, однофазный преобразователь напряжения, активный выпрямитель, широтно-импульсная модуляция, частотно-широотно-импульсная модуляция, спектральная характеристики

The article examines energy characteristics of single-phase voltage reversible converters (active rectifiers) based on pulse-width and -pulse-width frequency modulation and symmetric switching of power switches. Advantages and disadvantages of considered modulation principles are discussed. The analytic equations and time graphs that allow to determine the behavior of currents and voltages in the circuits are obtained, as well as converters spectral characteristics are considered.

Key words: energy characteristics, single-phase voltage converter, active rectifier, pulse-width modulation, -pulse-width- frequency modulation, spectral characteristic

Обратимые преобразователи напряжения (активные выпрямители) за последнее время получили широкое применение в практике силовой электроники. Это регулируемый электропривод постоянного и переменного тока большой мощности [1], активные фильтры и компенсаторы реактивной мощности [2], нагрузочно-питающие устройства [3], комбинированные системы электроснабжения [4]. Обратимые преобразователи напряжения (ОПН) позволяют не только повысить энергосбережение электроустановок за счет рекуперации энергии в сеть в режимах торможения, но делают возможным улучшить гармонический состав тока, потребляемого преобразователем из сети или возвращаемого в сеть, и получить желаемое значение коэффициента мощности.

В настоящее время в силовой электронике для управления вентилями преобразователями (ВП) в основном используется широтно-импульсная модуляция (ШИМ) и практически не рассматриваются другие виды модуляции, например, частотно-широотно-импульсная (ЧШИМ). Поэтому в данной работе основное внимание уделено сравнительному анализу энергетических характеристик однофазного ОПН с ШИМ и ЧШИМ.

Функциональная схема обратимого преобразователя напряжения

Функциональная схема однофазного ОПН совместно с системой управления, обеспечивающей стабилизацию напряжения на нагрузке при заданном $\cos\varphi_1$

на входе с помощью релейного регулирования, приведена на рис. 1. ОПН представляет собой однофазный мост с ключами V1–V4, шунтированными обратными диодами VD1–VD4, с дросселем L1 на входе и емкостным накопителем C_d на выходе. Схема всегда работает в режиме повышающего преобразователя постоянного напряжения и обеспечивает двуправленный поток мощности в системе между нагрузкой и сетью u_1 . Коэффициент повышения определяется как

$$K_{\text{пов}} = U_d / U_{1m}, \quad (1)$$

где U_d – постоянное напряжение на выходе ОПН;

U_{1m} – амплитудное значение напряжения сети u_1 .

Система управления однофазным ОПН (рис. 1) должна сформировать синусоидальную форму тока с заданным $\cos\varphi_1$. С этой целью в системе управления используется датчик напряжения ДН1, который формирует опорное напряжение синусоидальной формой $U_{\text{оп}} \sin(\omega t)$. В ячейке сдвига ЯС осуществляется фазовый сдвиг синусоидального сигнала на заданный угол φ_1 , что обеспечивает регулирование требуемого $\cos\varphi_1$ на входе преобразователя.

Для стабилизации выпрямленного напряжения U_d на конденсаторе C_d и расчета амплитуды заданного тока $I_{1m,\text{зад}}$ в системе управления введен внешний контур напряжения, состоящий из датчика напряжения ДН2, сглаживающего фильтра Φ , сумматора Σ , источника сигнала задания $U_{d,\text{зад}}$ и ПИ-регулятора напряжения РН с блоком ограничения

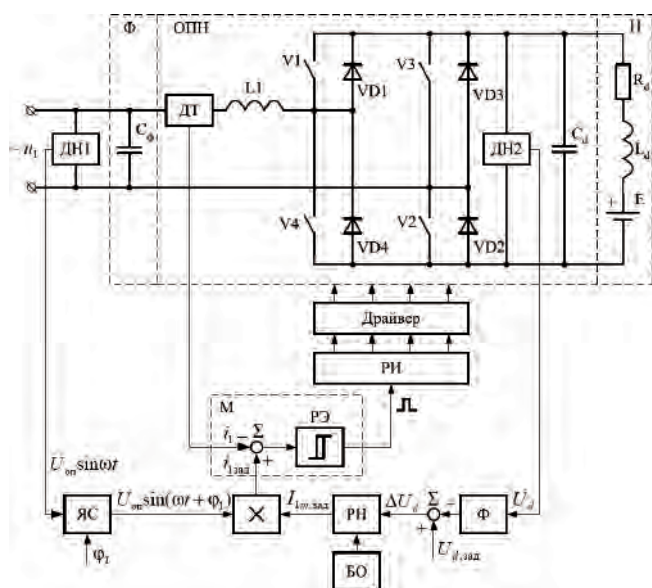


Рис. 1. Функциональная схема однофазного ОПН совместно с системой управления на основе релейного регулирования

БО, ограничивающим амплитуду потребляемого тока $I_{1m,зад}$. В блоке перемножения формируется мгновенное значение заданного тока $i_{1,зад} = I_{1m,зад} \sin(\omega t + \varphi_1)$.

В модуляторе М, состоящем из сумматора Σ и релейного элемента РЭ, сравниваются мгновенные значения входного тока i_1 , измеряемого датчиком тока ДТ1, с заданным током $i_{1,зад}$. За счет РЭ, выполняющего роль регулятора тока, в системе задается зона неоднозначности Δi или “токовый” коридор, в котором пульсирует ток i_1 (рис. 2в). Сигнал с выхода модулятора М поступает на схему распределителя импульсов РИ, выполняющую функцию распределения импульсов управления по соответствующим ключам ОПН в соответствии с требуемым законом управления.

Драйверы в системе управления обеспечивают усиление и согласование управляющих импульсов РИ с силовыми ключами ОПН.

Конденсатор C_ϕ на входе преобразователя выполняет роль сетевого фильтра, подавляющего высокочастотные гармоники, возникающие вследствие высокочастотной модуляции ключей ОПН (рис. 1). В качестве нагрузки ОПН используется активно-индуктивная RL -нагрузка с противо-ЭДС (ПЭДС) E , что эквивалентно преобразователю совместно с электрической машиной. Такая замена справедлива и для электропривода постоянного тока с широтно-импульсным преобразователем, и для привода переменного тока с автономным инвертором напряжения.

Алгоритм переключения силовых ключей однофазного ОПН может осуществляться по двум основным способам управления: симметричным и несимметричным [5]. Как показано в [6], при несимметричном способе управления форма тока i_1 , формируемая ОПН, сильнее искажается в моменты времени перехода напряжения u_1 через нуль по сравнению с симметричным управлением, так как при малых входных напряжениях отсутствует источник энергии для накопления энергии в дросселе L1. При симметричном способе управления данная энергия потребляется из конденсатора C_d и форма тока i_1 становится практически синусоидальной (рис. 2в), что позволяет снизить процентное содержание высших гармоник входного тока i_1 . По этой причине в однофазных ОПН рекомендуется применять симметричный способ управления, согласно которому в проводящее состояние поочередно переходят ключи, расположенные по диагоналям моста (рис. 1). Однако следует помнить, что при симметричном способе

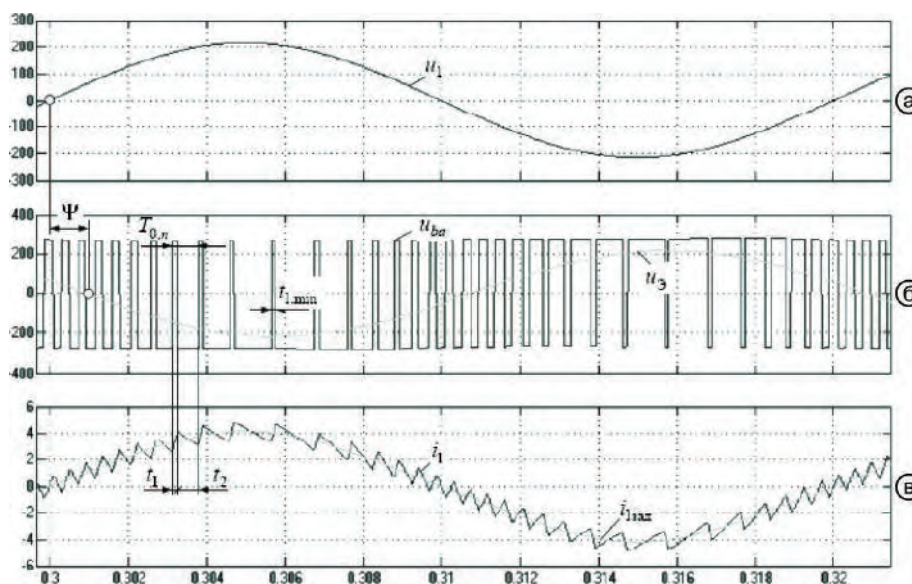


Рис. 2. Осциллограммы токов и напряжений в однофазном мостовом ОПН при симметричном способе управления и релейном регулировании тока

управления увеличиваются габариты входного дросселя L1 вследствие двухполярного модулирующего напряжения u_{ba} на зажимах ab стойки моста (рис. 2б).

Рассмотрим процессы в схеме ОПН, приведенного на рис. 1, при симметричном способе управления и релейном регулировании. Если на интервале времени t_1 при положительной полуволне напряжения (рис. 2а) включить ключи V3, V4, то ток i_1 начнет нарастать под действием суммарного напряжения $(u_1 + u_d)$ (рис. 2в). Электромагнитная энергия запасается в индуктивности L1. При достижении током i_1 заданного значения $i_{1\text{зад.макс}}$, фиксируемого релейным элементом, ключи V3, V4 выключаются, и на индуктивности L1 возникает ЭДС самоиндукции u_L . Под действием суммарного напряжения $(u_1 + u_L)$ происходит заряд емкостного накопителя C_d через обратные диоды VD1, VD2 (интервал t_2). При спаде тока i_1 до заданного значения $i_{1\text{зад.мин}}$ ключи V3, V4 включаются снова, процессы повторяются.

При подаче на вход отрицательной полуволны напряжения u_1 процессы происходят аналогично, но ток проходит через ключи V1 и V2, когда энергия запасается в индуктивности L1, и диоды VD3, VD4 при отдаче запасенной энергии в емкостной накопитель C_d . Таким образом, используя релейный закон управления, удастся сформировать синусоидальную форму тока на входе преобразователя, совпадающую, например, по фазе с сетевым напряжением (рис. 2а, в). Преобразователь работает в режиме выпрямления, преобразуя энергию от сети к нагрузке.

Если электрическая машина, включенная на выходе преобразователя, переходит в генераторный режим, то ЭДС E превышает напряжение U_d на емкостном накопителе C_d , и ток в нагрузке становится отрицательным. ОПН переходит в инверторный режим, возвращая механическую энергию машины в сеть переменного тока. В этом случае, например при положительной полуволне напряжения сети, в проводящее состояние переходят ключи V1 и V2 (рис. 1), которые создают пути для протекания отрицательного тока нагрузки. Поскольку напряжение $U_d > U_{1м}$, то ток i_1 протекает на встречу напряжения сети u_1 , электромагнитная энергия запасается в индуктивности L1. При замыкании ключей V3 и V4 ток i_1 замыкается через обратные диоды VD3, VD4 за счет ЭДС самоиндукции дросселя L1.

Режим работы ОПН (выпрямительный или инверторный) определяется автоматически регулятором напряжения РН. Так, например, положительному напряжению с выхода РН соответствует выпрямительный режим, а отрицательному инверторный, при котором изменяется фазовый сдвиг между входным напряжением u_1 и током i_1 на 180 эл. град при условии поддержания в системе $\cos\phi_1 = 1$.

Режим частотно-широотно-импульсной модуляции

Как видно из временных диаграмм сигналов (рис. 2б), ОПН с релейным регулированием относится

к системам с частотно-широотно-импульсной модуляцией, при которой одновременно изменяется как период следования импульсов $T_{0,n}$, так и относительное время включения силовых ключей (коэффициент заполнения) $\gamma = t_1/T_{0,n}$. Так, например, при модулирующем сигнале синусоидальной формы, частота импульсов на интервале значений, близких к амплитудному значению сети $U_{1м}$, ниже, чем на интервалах, близких к переходу синусоиды сети u_1 через нуль (рис. 2 а, б).

Исходя из принципа работы ОПН с релейным регулированием, его внутренний контур тока можно представить в виде структурной схемы, приведенной на рис. 3, где дроссель Д представлен интегрирующим звеном с постоянной времени интегрирования $T_{и} = L_1$. Такая замена допустима при условии равенства нулю активного сопротивления дросселя.

Запишем уравнение процесса интегрирования на интервале времени t_1 (рис. 2)

$$i_1 = \frac{1}{L_1} \cdot \int_0^{t_1} (U_d + u_1) \cdot dt + i_{\text{нач}}$$

Решим последнее уравнение относительно времени t_1 при условии, что $i_1 = i_{1\text{зад}} + \Delta i$, $i_{\text{нач}} = i_{1\text{зад}} - \Delta i$, а напряжение сети u_1 представляет собой постоянное напряжение $U_{\text{вх}}$, тогда

$$t_1 = \frac{2 \cdot \overline{\Delta i} \cdot L_1}{1 + \overline{U_{\text{вх}}}} \quad \text{или} \quad t_1 = \frac{0,5 \cdot T_0}{1 + (1/K_{\text{пов}})} \quad (2)$$

Здесь $\overline{\Delta i} = |\Delta i / U_d|$ – относительное значение амплитуды пульсаций тока i_1 (относительное значение “токавого” коридора);

$\overline{U_{\text{вх}}} = |U_{\text{вх}} / U_d|$ – относительное значение напряжения питания на входе ОПН;

$K_{\text{пов}} = U_d / U_{1м} = U_d / U_{\text{вх}}$ – коэффициент повышения преобразователя;

$T_0 = 4 \cdot \overline{\Delta i} \cdot L_1$ – эквивалентная постоянная времени преобразователя при $U_{\text{вх}} = 0$.

После изменения знака сигнала u_{ba} на выходе РЭ (рис. 3) к дросселю L1 прикладывается напряжение $(U_d + U_{\text{вх}})$ (рис. 2 а, б), что приводит к снижению темпа спада тока i_1 (рис. 2 в). В результате для интервала времени t_2 получим

$$t_2 = \frac{2 \cdot \overline{\Delta i} \cdot L_1}{1 - \overline{U_{\text{вх}}}} \quad \text{или} \quad t_2 = \frac{0,5 \cdot T_0}{1 - (1/K_{\text{пов}})} \quad (3)$$

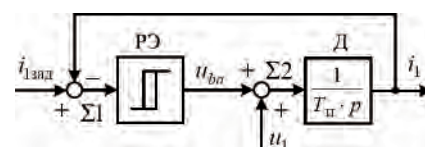


Рис. 3. Структурная схема замещения внутреннего контура регулирования ОПН с релейным регулятором тока

Период выходных импульсов РЭ $T_{0,n} = t_1 + t_2$

$$T_{0,n} = \frac{4 \cdot \overline{\Delta i} \cdot L_1}{1 - \overline{U}_{\text{вх}}^2} \text{ или } T_{0,n} = \frac{4 \cdot \overline{\Delta i} \cdot L_1}{1 - (1/K_{\text{пов}})^2} \quad (4)$$

С учетом выражений (2), (4) найдем относительное время включения силовых ключей преобразователя (коэффициент заполнения) $\gamma = t_1/T_{0,n}$

$$\gamma = 0,5 \cdot (1 - \overline{U}_{\text{вх}}) \text{ или } \gamma = 0,5 \cdot (1 - (1/K_{\text{пов}})) \quad (5)$$

Частота выходных импульсов f модулятора М обратно пропорциональна периоду $T_{0,n}$

$$f = f_0 \cdot (1 - \overline{U}_{\text{вх}}) \text{ или } f = f_0 \cdot [1 - (1/K_{\text{пов}})^2] \quad (6)$$

Здесь $f_0 = 1/(4 \cdot \overline{\Delta i} \cdot L_1)$ – несущая частота преобразователя при $U_{\text{вх}} = 0$.

Из последнего уравнения относительное значение амплитуды пульсаций тока при релейном регулировании

$$\overline{\Delta i} = 1/(4 \cdot f_0 \cdot L_1) \quad (7)$$

Выражение (7) позволяет рассчитать относительное значение амплитуды пульсаций тока Δi при заданных значениях несущей частоты f_0 ЧШИМ – модулятора и индуктивности дросселя L1. При этом коэффициент пульсаций тока дросселя

$$q = \Delta i / I_{1m} = (\overline{\Delta i} \cdot U_d) / I_{1m}$$

не должен превышать значения 10–30% (I_{1m} – амплитуда основной гармоники потребляемого из сети тока).

Режим широтно-импульсной модуляции

Рассмотрим теперь, как формировать напряжение при ШИМ, чтобы обеспечить те же возможности регулирования.

Схема замещения ОПН представлена на рис. 4а. В схеме замещения учтено активное сопротивление R1 дросселя D в цепи переменного тока, а ключи приняты идеальными. Тогда уравнение баланса мощностей на входе и выходе схемы с учетом потерь в реакторе преобразуется к виду

$$U_1 I_1 \cos \varphi = U_d I_d + I_1^2 R_1 \quad (8)$$

Энергетически наиболее целесообразно в выпрямительном режиме (при потреблении энергии из сети) иметь на входе $\cos \varphi_1 = 1$, а в инверторном режиме (при отдаче энергии в сеть) $\cos \varphi_1 = -1$. В дальнейшем рассмотрим только эти случаи. Тогда уравнение (8) запишется так

$$\pm U_1 I_1 = U_d I_d + I_1^2 R_1 \quad (9)$$

Здесь верхний знак “+” соответствует выпрямительному режиму, а нижний “–” инверторному.

Анализ процессов с ШИМ проведем методом основной гармоники. Схема рис. 4 а может быть преоб-

разована в эквивалентную схему рис. 4б, если учесть, что на входе вентильного моста действует основная гармоника напряжения (гладкая синусоидальная составляющая), где u_3 – эквивалентное напряжение (рис. 2б). Тогда максимальная амплитуда этого напряжения равна U_d , а действующее значение напряжения U_3 с учетом коэффициента модуляции μ

$$U_3 = \frac{\mu U_d}{\sqrt{2}} \quad (10)$$

На рис. 4в–г построены векторные диаграммы для выпрямительного режима, когда энергия передается от U_1 к U_3 , и для инверторного режима, когда энергия передается от U_3 к U_1 . В соответствии с векторными диаграммами и выражением (10)

$$(U_1 \mp I_1 R_1)^2 + (I_1 \cdot \omega L_1)^2 = \left(\frac{\mu U_d}{\sqrt{2}} \right)^2 \quad (11)$$

Здесь верхний знак “–” соответствует выпрямительному режиму, а нижний “+” – инверторному.

Перейдем в уравнении (11) от действующих к амплитудным значениям, и, разделив все члены выражения на U_{1m}^2 , с учетом того, что полное внутреннее сопротивление фазы, определяемое параметрами дросселя

$$Z_1 = \sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2},$$

получим

$$1 \mp 2R_1 \cdot \frac{I_{1m}}{U_{1m}} + \frac{I_{1m}^2 \cdot Z_1^2}{U_{1m}^2} = \mu^2 \cdot \left(\frac{U_d}{U_{1m}} \right)^2 \quad (12)$$

Перейдем к относительным единицам, приняв за базовые величины амплитуду напряжения сети U_{1m} , амплитуду сетевого тока при коротком замыкании за реактором $I_{1m,\text{max}} = U_{1m}/Z_1$ и полное внутреннее сопротивление фазы Z_1 , тогда обозначения для относительных величин:

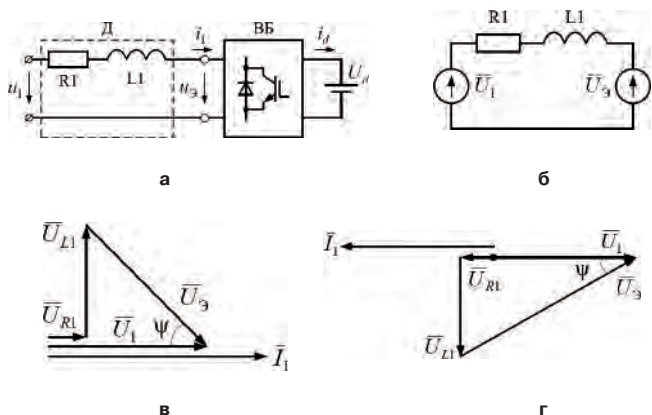


Рис. 4. Схема замещения однофазного ОПН (а), эквивалентная схема (б) и векторные диаграммы для выпрямительного (в) и инверторного (г) режимов

$$\bar{I}_{lm} = \frac{I_{lm}}{I_{lm.max}}; \bar{I}_d = \frac{I_d}{I_{lm.max}}; \bar{r}_1 = \frac{R_1}{Z_1}. \quad (13)$$

Если учесть принятые относительные величины, то с учетом (13) уравнение (12) запишется в виде

$$1 \mp 2 \cdot \bar{r}_1 \cdot \bar{I}_{lm} + \bar{I}_{lm}^2 = \mu^2 \cdot K_{пов}^2. \quad (14)$$

Уравнение (14) определяет необходимый коэффициент модуляции μ для получения сетевого тока с заданной амплитудой I_{lm} при данном значении $K_{пов}$ и величине \bar{r}_1 . Однако, остается неизвестной фаза эквивалентного напряжения u_3 .

Для определения фазы управляющего напряжения найдем угол сдвига ψ между напряжением сети U_1 и эквивалентным напряжением U_3 по векторным диаграммам (рис. 4 в–г). Из треугольников напряжений найдем

$$\text{ctg } \psi = \frac{U_1 \pm U_{R1}}{U_{L1}}, \quad (15)$$

где U_{L1} и U_{R1} – падение напряжения на индуктивности и активном сопротивлении реактора. Верхний знак соответствует выпрямительному режиму. После преобразований получим

$$\text{ctg } \psi = \frac{1}{\frac{I_{lm}}{I_{lm.max}}} \cdot \frac{Z_1 \pm R_1}{\omega L_1}. \quad (16)$$

Имеют смысл только малые значения R_1 , так как с ростом R_1 резко падает КПД. Тогда $Z \approx \omega L_1$. Если учесть принятые относительные величины, то с учетом (13) и малости R_1 уравнение (16) запишется в виде

$$\text{ctg } \psi \approx \frac{1}{\bar{I}_{lm}} \pm \bar{r}_1. \quad (17)$$

При этом, судя по векторным диаграммам (рис. 4в–г), в выпрямительном режиме напряжение U_3 отстает от напряжения U_1 , то есть угол ψ отрицательный, а в инверторном режиме U_3 опережает U_1 , следовательно, угол ψ положительный. Таким образом, можно с помощью ШИМ сформировать напряжение U_3 нужной величины и фазы так, чтобы обеспечить протекание тока требуемой величины при $\cos \phi_1 = 1$.

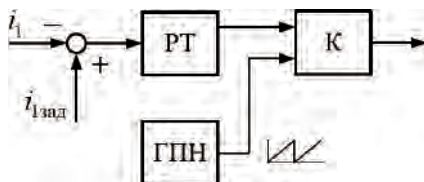


Рис. 5. Внутренний контур регулирования тока ОПН с широтно-импульсной модуляцией

Для перехода к ШИМ в систему управления (рис. 1) вместо релейного элемента РЭ необходимо ввести ПИрегулятор тока РТ и блок ШИМ, состоящий из генератора пилообразного напряжения ГПН, задающего несущую частоту f_0 ШИМ, и компаратора К, формирующего импульсный сигнал управления в результате сравнения сигнала ошибки с выхода РТ и ГПН (рис. 5). Регулятор тока осуществляет регулирование коэффициента модуляции μ и фазы управляющего сигнала.

Процесс линейного нарастания и спада тока дросселя при ШИМ и постоянном напряжении питания $U_{вх}$ описывается уравнениями:

$$i_1 = \frac{(U_{вх} + U_d)}{L_1} \cdot t, \quad i_1 = \frac{(U_d - U_{вх})}{L_1} \cdot (T_0 - t). \quad (18)$$

Здесь T_0 – период коммутации силовых ключей преобразователя при ШИМ.

Решая совместно уравнения (18) относительно времени $t = t_1$ при условии, что $\gamma = t_1/T_0$, получим регулировочную характеристику преобразователя, совпадающую с выражением (5) для ОПН с ЧШИМ.

Двойная амплитуда пульсаций тока дросселя

$$2\Delta i = \frac{(U_{вх} + U_d)}{L_1} \cdot t_1. \quad (19)$$

При совместном решении уравнений (19), (5) и $\gamma = t_1/T_0$ получим

$$\Delta i = \frac{(U_{вх} + U_d)}{2 \cdot L_1 \cdot f_0} \cdot \frac{(U_d - U_{вх})}{2 \cdot U_d} \quad \text{или} \quad \bar{\Delta i} = \frac{(1 - \gamma) \cdot \gamma}{L_1 \cdot f_0}, \quad (20)$$

где $f_0 = 1/T_0$ – несущая частота коммутации ключей преобразователя.

Сравнительный анализ законов модуляции ШИМ и ЧШИМ

Решение уравнений (7) и (20) представлено в виде графика зависимости $\bar{\Delta i} = f(\gamma)$ на рис. 6. Из графика видно, что для ОПН с ШИМ относительная амплитуда пульсаций тока при изменении γ носит переменный характер и достигает максимального значения $\bar{\Delta i} = 1/(4 \cdot L_1 \cdot f_0)$ при коэффициенте заполнения импульсов $\gamma = 0,5$. Для ОПН с ЧШИМ уровень пульсаций всегда остается постоянным и соответствует



Рис. 6. Зависимость $\bar{\Delta i} = f(\gamma, L_1 f_0 = 200)$ для ОПН с различными законами модуляции

максимальному значению пульсаций для ШИМ $\Delta i = 1/(4 \cdot L_1 \cdot f_0)$. Диапазон изменения $0 \leq \gamma \leq 0,5$ соответствует выпрямительному режиму работы ОПН, а $0,5 < \gamma \leq 1,0$ инверторному, когда осуществляется рекуперация энергии в сеть.

С целью сравнения энергетических характеристик ОПН с различными законами модуляции в программе *MatLab+Simulink* была разработана компьютерная модель преобразователя (рис. 7), в состав которой входят: источник однофазного напряжения с входным фильтром (1), дроссель L1 (2), вентильный блок (3), система управления ОПН (4), нагрузка активно-индуктивного типа с ПЭДС (5), источник сигнала задания (6) и регистрирующие приборы (7). В модели предусмотрена возможность выбирать различные законы модуляции в блоке системы управления (2) и измерять необходимые энергетические показатели.

На рис. 8 а приведена зависимость минимального коэффициента заполнения γ_{\min} от коэффициента повышения $K_{\text{пов}}$, снятая при помощи моделирования и рассчитанная на основании выражения (5), для ШИМ и ЧШИМ при работе преобразователя в выпрямительном режиме. Здесь $\gamma_{\min} = t_{\text{1min}}/T_{0,n}$ наименьшая относительная длительность включения ключей (минимальный коэффициент заполнения).

При снятии зависимости $\gamma_{\min} = f(K_{\text{пов}})$ постоянное напряжение на нагрузке U_d поддерживалось постоянным за счет внешнего контура напряжения, в силу чего изменялась амплитуда напряжения сети U_{1m} . Для ШИМ и ЧШИМ данные зависимости совпадают (рис. 8а). Наименьшая длительность включения ключей t_{1min} в выпрямительном режиме работы ОПН наблюдается при максимальном значении напряжения сети u_1 (рис. 2), когда к дросселю L1 прикладывается наибольшая сумма напряжений $(U_d + U_{1m})$. При увеличении $K_{\text{пов}}$ коэффициент заполнения γ_{\min} сначала увеличивается (рис. 8а), так как происходит уменьшение амплитуды входного напряжения U_{1m} , а, значит, в

интервале времени t_{1min} к дросселю L1 прикладывается меньшая сумма напряжений $(U_d + U_{1m})$ и темп нарастания тока i_1 падает. При дальнейшем росте $K_{\text{пов}}$ происходит снижение γ_{\min} , когда наблюдается увеличение тока i_1 , потребляемого из сети, вследствие уменьшения напряжения сети при поддержании постоянной мощности на нагрузке. При этом, как видно из векторной диаграммы (рис. 4в), увеличивается угол ψ между входным напряжением u_1 и эквивалентным напряжением u_3 на входе моста (рис. 2).

Расчетная зависимость $\gamma_{\min} = f(K_{\text{пов}})$ практически совпадает с характеристикой, снятой при моделировании, в области $1,1 \leq K_{\text{пов}} \leq 2,0$ и сильно расходится при $K_{\text{пов}} > 2,0$, так как уравнение (5) было получено для постоянного напряжения на входе и не учитывает фазового сдвига ψ между входным u_1 и эквивалентным u_3 напряжениями (рис. 2).

Сравним рассмотренные законы модуляции с точки зрения диапазона регулирования $D = t_{\text{1min}}/t_2$, который ограничивается минимальным значением времени импульса t_{1min} по отношению к паузе в сигнале u_{ba} (рис. 2 б). На рис. 8 б приведены зависимости $\bar{t}_{\text{1min}} = f(K_{\text{пов}})$, снятые при помощи моделирования и рассчитанные на основании выражения (3) для ЧШИМ и уравнения (5) для ШИМ, при работе преобразователя в выпрямительном режиме. Здесь $\bar{t}_{\text{1min}} = t_{\text{1min}}/T_0$ – нормированное значение времени импульса, отнесенного к периоду коммутации при ШИМ.

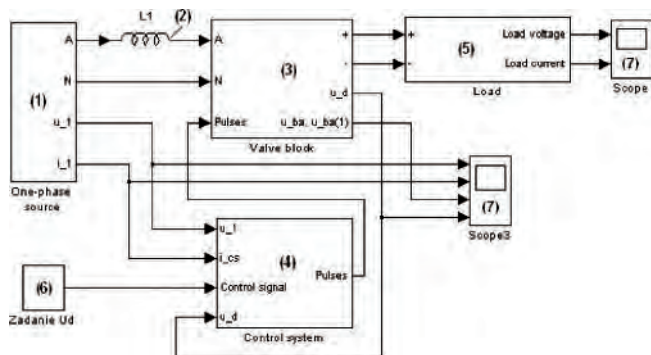


Рис. 7. Компьютерная модель обратимого преобразователя напряжения в среде MatLab+Simulink:
 индуктивное сопротивление дросселя $L_1 = 40$ мГн;
 активное сопротивление дросселя $R_1 = 1,0$ Ом;
 входной фильтр $C_\phi = 5$ мкФ; емкостной накопитель $C_d = 940$ мкФ;
 активное сопротивление нагрузки $R_d = 180$ Ом;
 напряжение на нагрузке $U_d = 270$ В;
 несущая частота коммутации ключей $f_0 = 5$ кГц

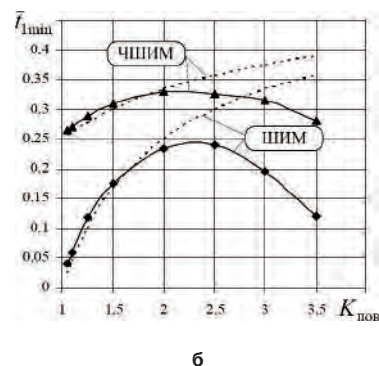
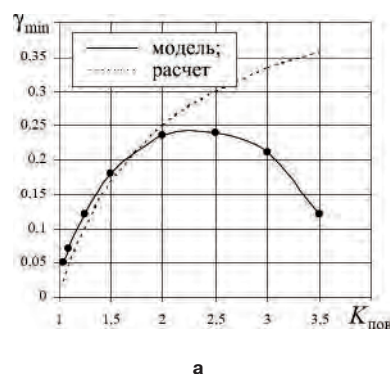


Рис. 8. Зависимости $\gamma_{\min} = f(K_{\text{пов}})$ (а) и $\bar{t}_{\text{1min}} = f(K_{\text{пов}})$ (б) при работе преобразователя в выпрямительном режиме

В ОПН с ШИМ наименьшее значение импульса $\bar{i}_{\min} \rightarrow 0$ достигается при $K_{\text{пов}} \rightarrow 1,0$, когда амплитудное значение напряжения сети U_{1m} становится равным напряжению на нагрузке U_d . Для ОПН с ЧШИМ при $K_{\text{пов}} \rightarrow 1,0$ $\bar{i}_{\min} = 0,25$. Это однозначно свидетельствует о расширении диапазона регулирования преобразователя по сравнению с ШИМ, и делает возможным работу ОПН с ЧШИМ при $K_{\text{пов}} \rightarrow 1,0$. Расчетные выражения (3) и (5) справедливы до значения $K_{\text{пов}} \leq 2,0$, так как получены для постоянного напряжения на входе и не учитывают фазового сдвига ψ между входным u_1 и эквивалентным u_3 напряжениями (рис. 2).

Оценим степень влияния закона модуляции на коммутационные потери силовых ключей преобразователей. Для ОПН с ШИМ коммутационные потери остаются постоянными, так как частота коммутации (несущая) $f_0 = \text{const}$ (рис. 9а). При ЧШИМ частота коммутации ключей снижается по мере увеличения входного напряжения u_1 . Наименьшего значения частота переключения f_{\min} достигает при максимальном значении напряжения сети u_1 (рис. 2а, б), т. е. при $K_{\text{пов}} \rightarrow 1,0$ (рис. 9а), где $\bar{f}_{\min} = f_{\min} / f_0$ – нормированное значение наименьшей частоты переключения силовых ключей, отнесенной к несущей частоте f_0 при ШИМ. Наоборот, при увеличении коэффициента повышения $K_{\text{пов}}$, когда уменьшается входное напряжение, происходит возрастание частоты переключения (рис. 9а) по квадратичной зависимости. Расчетная зависимость $\bar{f}_{\min} = F(K_{\text{пов}})$ для ЧШИМ построена на основании уравнения (6). Снижение частоты пере-

ключения при $K_{\text{пов}} > 2,0$ связано с ростом тока i_1 , потребляемого из сети, и возрастанием фазового сдвига ψ между входным u_1 и эквивалентным u_3 напряжениями (рис. 2).

На рис. 9б приведены зависимости $\bar{n} = f(K_{\text{пов}})$ для ШИМ и ЧШИМ. Здесь $\bar{n} = n/n_{\text{ШИМ}}$ – относительное значение включения ключевого элемента за один период напряжения сети; $n_{\text{ШИМ}}$ – количество включений ключевого элемента за один период напряжения сети при ШИМ. Таким образом, за счет снижения частоты коммутации количество включений ключей при ЧШИМ в диапазоне $1,1 \leq K_{\text{пов}} \leq 1,5$ уменьшается на 20–40% по сравнению с ШИМ, что в свою очередь позволяет снизить коммутационные потери в ключах также на 20–40%.

Рассмотрим спектральные характеристики тока, потребляемого из сети ОПН, при различных законах модуляции, с целью оценки вредного влияния того или иного закона на сеть переменного тока и массогабаритные показатели сетевого фильтра C_ϕ .

При ШИМ входной ток содержит основную гармонику 50 Гц, величина которой зависит от тока нагрузки ОПН, и высокочастотные гармоники, сконцентрированные в области кратных целых значений несущей частоты коммутации f_0 (рис. 10а)

$$f_n = a \cdot f_0 \pm b \cdot f_1, \quad (21)$$

где f_1 – основная частота (первая гармоника);

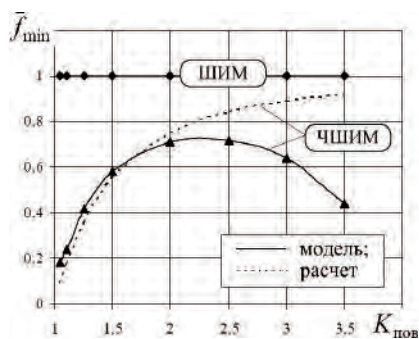
$a = 0, 1, 2 \dots$ – кратность группы высокочастотных гармоник;

$b = 0, 1, 2 \dots$ – кратность основной частоты в группе высокочастотных гармоник.

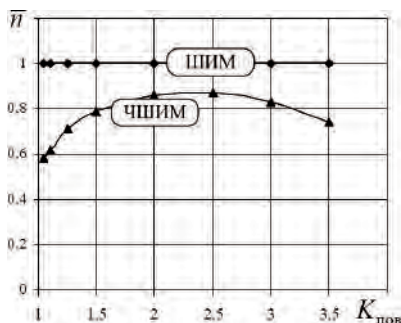
С точки зрения минимизации размеров и стоимости фильтрующих элементов целесообразно иметь высокую частоту коммутации. При этом следует помнить, что при высокой частоте коммутационные потери составляют значительную составляющую часть в общих потерях преобразователя. Поэтому на практике несущую частоту рекомендуют выбирать в пределах от 525 кГц. Из рис. 10 а видно, что наиболее высокая амплитуда высокочастотной гармоники (порядка 3,5%) при ШИМ проявляется на несущей частоте f_0 , поэтому чтобы ослабить эту высшую гармонику, например, в 100 раз (на 40 дБ), необходимо выбрать частоту среза $f_{\text{ср}}$ сетевого фильтра C_ϕ из условия: $f_{\text{ср}} < 0,1f_0$.

При ЧШИМ спектр тока распространяется в широкой области частот вследствие снижения частоты переключения ключей (рис. 9а), амплитуды высших гармоник не превышают 2%, процентное содержание высших гармоник тока (коэффициент THD) при ЧШИМ примерно на 1,5% ниже, чем при ШИМ (рис. 10).

С точки зрения массогабаритных показателей сетевого фильтра ЧШИМ проигрывает ШИМ, так как при ЧШИМ частота коммутации снижается по квадратичной зависимости (б) с ростом напряжения сети u_1 . Поэтому выбор частоты среза фильтра при ЧШИМ



а



б

Рис. 9. Зависимости $\bar{f}_{\min} = F(K_{\text{пов}})$ (а) и $\bar{n} = f(K_{\text{пов}})$ (б) для однофазного ОПН при различных законах модуляции

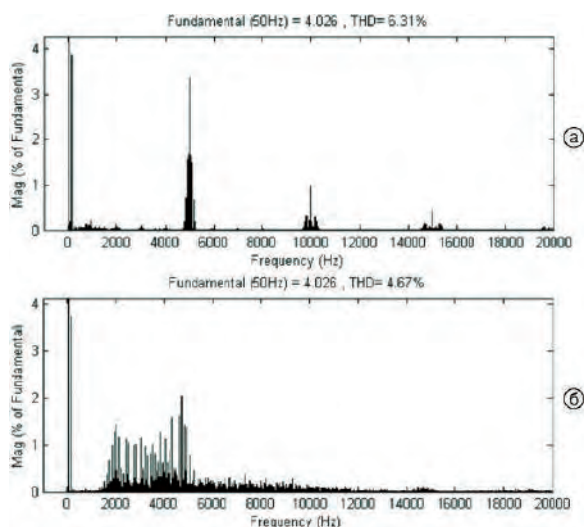


Рис. 10. Спектральные характеристики тока, потребляемого из сети ОПН, при ШИМ (а) и ЧШИМ (б)

для ослабления первой высшей гармоники, например, в 100 раз, следует осуществлять по наименьшей частоте f_{\min} из условия $f_{\text{cp}} < 0,1f_{\min}$.

В общем случае уровень помех на входном конденсаторе C_{ϕ} , определяющий стоимость фильтра, прямо пропорционален величине пульсаций тока (рис. 6) и обратно пропорционален величине емкости конденсатора. С точки зрения электромагнитных помех, наводимых на входном конденсаторе C_{ϕ} , ЧШИМ является наиболее благоприятной по сравнению с ШИМ, так как при ЧШИМ спектр тока (рис. 10б) распространяется в широкой области частот, за счет чего уменьшается максимальное значение помехи, а, следовательно, требуются меньшие затраты на фильтрацию [7].

Найдем теперь КПД обратимого преобразователя напряжения. Для однофазных схем при $\cos\varphi_1 = 1$ в режиме выпрямления и инвертирования соответственно

$$\eta_{\text{в}} = \frac{U_d I_d}{U_1 I_1}, \quad \eta_{\text{и}} = \frac{U_1 I_1}{U_d I_d}. \quad (22)$$

Тогда с учетом (9) после перехода к относительным единицам (13) для выпрямительного и инверторного режимов соответственно получим

$$\eta_{\text{в}} = 1 - \bar{r}_1 \cdot \bar{I}_{1m}, \quad \eta_{\text{и}} = \frac{1}{1 + \bar{r}_1 \cdot \bar{I}_{1m}} \quad (23)$$

Из выражений (23) видно, что КПД падает с ростом тока потребляемого или отдаваемого в сеть, поэтому для достижения высоких энергетических показателей коэффициент повышения ОПН должен выбираться в диапазоне $1,1 \leq K_{\text{пов}} \leq 1,5$. Уравнения (23) получены при условии идеальности ключей.

Выводы

Таким образом, применение ЧШИМ в ОПН позволяет уменьшить коммутационные потери на 20–40% по сравнению с ШИМ и тем самым повысить надежность работы преобразователя, расширить диапазон регулирования преобразования вплоть до $K_{\text{пов}} \rightarrow 1$, снизить уровень электромагнитных помех. С точки зрения массогабаритных показателей сетевого фильтра ЧШИМ уступает ШИМ вследствие снижения частоты коммутации с ростом напряжения сети. Для достижения высоких энергетических показателей коэффициент повышения ОПН необходимо выбирать в диапазоне $1,1 \leq K_{\text{пов}} \leq 1,5$.

Литература

1. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока / А. А. Ефимов, Р. Т. Шрейнер; под ред. Р. Т. Шрейнера. – Новоуральск: НГТИ, 2001. – 250 с.
2. *Akagi H.* Active filters for power conditioning. The power electronics: Handbook / Ed. T. L. Scvorenina. USA: CRC Press, 2002.
3. Пат. 2345376 Российская федерация, МПК7 G 01 R 31/40. Нагрузочно-питающее устройство / М. В. Гельман, Р. З. Хусаинов, О. Г. Терещина, Р. М. Рахматуллин, М. М. Дудкин. – № 2007130645/28; заявл. 10.08.07; опубл. 27.01.09, Бюл. № 3. – 5 с.
4. *Гельман М. В., Хохлов Ю. И., Преображенский К. А.* Повышение энергетических показателей системы электроснабжения управляемых электроприводов переменного тока и прочих нагрузок постоянного и переменного тока // Труды международной тринадцатой научно-технической конференции “Электроприводы переменного тока ЭППТ-05”. – Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2005, С. 223–226.
5. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями / С. Г. Герман-Галкин, В. Д. Лебедев, Б. А. Марков, Н. И. Чичерин. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ие, 1986. – 248 с.
6. Электротехника: учеб. пособие для вузов: В 3 кн. Кн. II. Электрические машины. Промышленная электроника. Теория автоматического управления / под ред. П. А. Бутырина, Р. Х. Гафиятуллина, А. Л. Шестакова. – М.; Челябин.: Изд-во ЮУрГУ, 2004. – 711 с.
7. *Карзов Б.Н., Кастров М.Ю.* Схемы коррекции коэффициента мощности с учетом фильтрации помех сетевого напряжения // Практическая силовая электроника, № 2 (34), 2009, С. 2–7.

Дудкин Максим Михайлович, к.т.н., доцент кафедры “Электропривода и автоматизации промышленных установок” Южно-Уральского государственного университета, тел. 8(351) 267-93-21, e-mail: dudkinmax@mail.ru.

Ю. А. Карпиленко, В. П. Климов

КОНЦЕПЦИЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ОТ ГРУППЫ “РУСЭЛТ”

U. A. Karpilenko,
V. P. Klimov

Intelligent Electric Power Supply System
Concept From “RUSELT” Group

В статье описана интеллектуальная система электроснабжения (ИСЭЛ), разработанная группой “РУСЭЛТ”. ИСЭЛ – это распределенный комплекс электротехнического оборудования, аппаратного и программного обеспечения, необходимого и достаточного для безопасного, рационального и эффективного управления электроснабжением объекта.

Данная система (ИСЭЛ) является составным элементом интеллектуальных систем управления предприятием (ИСУП), зданием (ИСЗ) или других сложных объектов.

Ключевые слова: система электроснабжения, интеллектуальная система, электромагнитные помехи, искажения напряжения, структура системы электроснабжения, программно-аппаратные средства управления

The paper describes Intellectual electric power supply system (IEPSS) developed by “Ruselt” Group. IEPSS is a distributed equipment system of electrical machinery, system hardware and software necessary and sufficient for safe, rational and efficient control of energy supply for the utility.

This system (IEPSS) is an integral part of smart control systems for an enterprise (SCSE), building (ECSB) and other complex plants.

Key words: electric power supply system, intelligent system, electromagnetic interference, voltage distortions, power supply system architecture, control software and hardware

Интеллектуальная система электроснабжения (ИСЭЛ) использует открытые протоколы обмена данными между различными элементами через сетевые контроллеры, позволяя создать распределенную инфраструктуру, которая имеет высокую степень открытости для наращивания и модернизации.

В максимальной конфигурации интеллектуальная система электроснабжения (ИСЭЛ) сможет осуществлять централизованный мониторинг оборудования и управление следующими инженерно-техническими системами и комплексами:

- ввода и распределения электроэнергии;
- защиты и заземления;
- общего электроснабжения;
- аварийного электроснабжения;
- гарантированного и бесперебойного электроснабжения;
- энергосбережения и оптимизации нагрузки;
- электропитания высокотехнологического оборудования;
- контроля, управления и учета электроэнергии.

Архитектура ИСЭЛ

Архитектура ИСЭЛ позволяет сформировать **пять уровней шин электропитания**, обеспечивающих необходимую надежность, эффективность и качество энергии в соответствии со стандартом [1] для различных групп электрооборудования и обеспечить решение системных задач по электромагнитной совместимости (ЭМС).

ИСЭЛ предусматривает:

- обеспечение централизованного контроля и управления электроснабжением предприятия (здания, объекта) с заданной надежностью и энергоэффективностью;
- управление в автоматическом режиме работой системы электропровода и распределения электроэнергии по потребителям;
- обеспечение бесперебойного питания критичного электрооборудования;
- получение объективной информации о работе и состоянии всех подсистем и своевременного сообщения диспетчерам о необходимости вызова специалистов по сервисному обслуживанию в случае отклонения параметров элементов системы от штатных показателей;
- обеспечение адаптации системы к проблемам ЭМС, перенастройки параметров и структуры системы для оптимальной работе в условиях нелинейных нагрузок;
- оптимальный режим управления инженерным оборудованием с целью сокращения затрат на использование энергоресурсов;
- осуществление своевременной локализации аварийных ситуаций.

В таблице 1 представлен состав потребителей и требования к надежности их электроснабжения в соответствие с требованиями нормам ПУЭ [2].

Группы А, В, С расположены в порядке снижения категории надежности.

Таблица 1. Требования к надежности электроснабжения различных групп потребителей

№ п/п	Параметры схемы электроснабжения	Группы потребителей					
		А		В		С	
1	Количество независимых вводов от энергосистемы	2	1	2	1	2	1
2	Потребность в ДГУ	*	да	*	да	нет	нет
3	Потребность в ИБП	да	да	нет	нет	нет	нет
4	Фактическое количество источников электроснабжения	4	3	3	2	2	1
5	Категория надежности по классификации ПУЭ	Особая группа	Особая группа	Особая группа	I	I	II

* – не обязательна, определяется требованиями при проектировании объекта

Архитектура ИСЭЛ также позволяет:

- осуществлять своевременную локализацию аварийных ситуаций; оперативно принимать решения при аварийных и нештатных ситуациях (отключении электроснабжения, пожаре и т. п.);
- ввести объективный анализ работы оборудования и действий инженерных служб;
- сократить расходы на дорогостоящие ремонт и замену вышедшего из строя оборудования, продлить срок его службы за счет постоянного мониторинга параметров системы и своевременного проведения ремонтных работ;
- снизить на 20-30% ежемесячные платежи за счет работы систем в наиболее экономном режиме и автоматического перевода инженерии объекта из дневного в ночной режим работы;
- сократить в 2–3 раза расходы на службу эксплуатации электрооборудования за счет перевода системы в автоматический режим, что снижает расходы на ремонт или замену дорогостоящего оборудования, вышедшего из строя по причине халатности персонала или ошибок оператора;
- снизить расходы при расширении системы и модернизации за счет использования возможностей открытой архитектуры.

Архитектура ИСЭЛ позволяет обеспечить общий контроль системы с помощью программно-аппаратных средств управления и мониторинга параметров системы.

Проблемы с электропитанием

Наиболее часто потребители электроэнергии встречаются с следующими видами искажения напряжения в системах электропитания:

- ✧ импульсные помехи и высокочастотный шум;
- ✧ повышенное или пониженное напряжение;
- ✧ отклонение частоты или гармонические искажения напряжения;
- ✧ искажение напряжения при переходных процессах;

✧ кратковременные перебои или полное пропадание электропитания.

Эти помехи вызываются различными причинами, включая аварии, проблемы при переключениях в кабельных сетях и распределительных устройствах, работа мощного промышленного оборудования, экстремальные погодные условия. Проблемы с электропитанием могут приводить к снижению производительности, выходу из строя оборудования, ухудшению качества продукции, ошибкам в обработке данных, рискам потери важной информации и т. д.

Основные виды искажения напряжения, присутствующие в системах электропитания промышленных и бытовых потребителей, причины их возникновения и средства защиты сведены в таблицу 2.

Структура интеллектуальной системы электроснабжения

Обобщенная структура ИСЭЛ представлена на рис. 1. Формирование шин питания различного уровня обеспечивается аппаратными и программными средствами для стабилизации, преобразования и резерва электропитания потребителей различного уровня надежности.

Нулевой уровень шины питания соответствует качеству напряжения входного фидера с трансформаторной подстанцией (ТП).

Два входных фидера с ТП и АВР1 формируют **шину первого уровня** с качеством электроэнергии, поступающей от общепромышленной сети.

Вводно-распределительное устройство (ВРУ) формирует **шину второго уровня**, защищенную от сетевых перенапряжений, высокочастотных гармоник и шума. Шина второго уровня обеспечивает защиту от перегрузок, короткого замыкания, компенсацию реактивной составляющей мощности.

Стабилизатор напряжения переменного тока (СН) формирует **шину третьего уровня**, обеспечивающую стабильное напряжение питания в определенном диапазоне отклонений напряжения сети.

Таблица 2. Виды искажения напряжения и средства защиты от них

№ п/п	Вид искажения	Описание характера искажения	Причина возникновения искажения	Средства защиты от искажения
1	Импульсные помехи	Импульсы напряжения 50 В ... 6 кВ с коротким передним фронтом и длительностью 0,5 мкс ... 2мс	Включение или выключение мощных нагрузок, срабатывание предохранителей, грозовые разряды	Варисторные ограничители перенапряжений
2	Радиопомехи	Высокочастотные электромагнитные помехи 10 кГц ... 100 МГц, амплитуда 0,1 мВ ... 100 В	Воздействие от импульсных источников питания, устройств регулирования частоты, наводятся из эфира.	Сетевые фильтры высокочастотных помех
3	Провалы (просадка) напряжения	Снижение напряжения не более чем до 80% на время более 20 мс	Подключение мощных нагрузок, мягкие электросети, короткие замыкания в сетях	Стабилизатор, ИБП
4	Выбросы (повышение) напряжения	Увеличение напряжения до 115% и выше на время более 20 мс	Выключение мощных нагрузок, переключения в электросетях	Стабилизатор, ИБП
5	Флюктуация (колебания) напряжения	Периодически повторяющиеся изменения напряжения	Пульсирующая, не стабильная нагрузка	ИБП
6	Выбросы (просечки) напряжения	Периодически повторяющиеся выбросы и провалы напряжения на периоде 20 мс	Коммутация диодов, тиристоров выпрямителей или преобразователей	Фильтры высших гармоник
7	Искажение синусоидальной формы напряжения	Наличие высших гармоник напряжения	Влияние работы выпрямителей, фазовых регуляторов, нелинейных нагрузок	Компенсаторы мощности искажения
8	Вариации (плавание) частоты	Отклонение частоты от номинального значения	Низкое качество автономных источников энергии	ИБП
9	Прерывание (отсутствие) напряжения	Отсутствие напряжения в одной из фаз более 20 мс	Авария в электросети	ИБП

Источник бесперебойного питания (ИБП) переменного тока формирует **шину четвертого уровня переменного тока**, обеспечивающую бесперебойное питание однофазных и трехфазных нагрузок переменного тока 50 Гц с высокой стабильностью и низким коэффициентом искажения синусоидальности напряжения шины.

Выпрямительно-зарядное устройство (ВЗУ) формирует **шину четвертого уровня постоянного тока**, обеспечивающую бесперебойное питание нагрузок постоянного тока.

В структуре ИСЭЛ принят каскадно-многоуровневый способ включения компенсаторов реактивной мощности (КРМ) и компенсаторов мощности искажения (КМИ) на шинах второго и третьего уровней (рис. 2) [3]. КРМ подключаются непосредственно как на входе питания мощных индуктивных (ИН), например асинхронных электродвигателей, так и на общей

шине соответствующего уровня. КМИ подключаются на входе нелинейных нагрузок (НН) типа выпрямителей, ИБП, преобразователей частоты (ПЧ), импульсных источников питания и т.д. для компенсации высших гармоник тока, генерируемых нелинейной нагрузкой в общую шину.

Составляющие ИСЭЛ

Вводно-распределительное устройство

Вводно-распределительное устройство (ВРУ) содержит средства защиты, коммутации и распределения электроэнергии сети. Для обеспечения ЭМС с сетью такие помехи, как кратковременные выбросы, переходные перенапряжения, высокочастотный шум, гармонические искажения, могут быть устранены путем применения специальных фильтрующих и защитных устройств:

– сетевые автоматические выключатели,

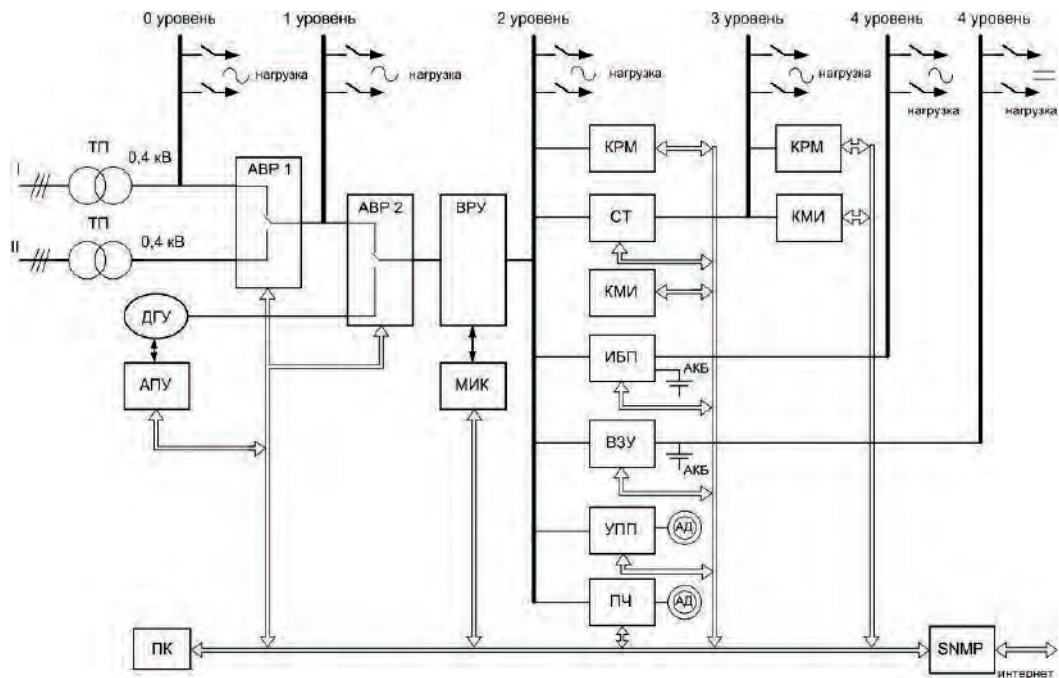


Рис. 1 Структура ИСЭЛ:

ТП – трансформаторная подстанция, ДГУ – дизель-генераторная установка, АПУ – автоматическая панель управления, АВР – установка автоматического ввода резерва, ВРУ – вводно-распределительное устройство, МИК – многофункциональный измерительный контроллер, СТ – стабилизатор напряжения, ИБП – источник бесперебойного питания, АКБ – аккумуляторные батареи, ВЗУ – выпрямительно-зарядное устройство, КРМ – компенсатор реактивной мощности, КМИ – компенсатор мощности искажения, УПП – устройство плавного пуска, ПЧ – преобразователь частоты, ПК – персональный компьютер

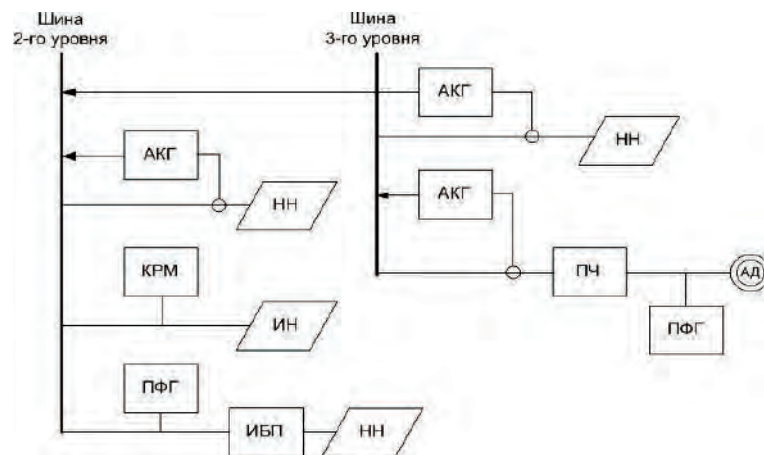


Рис. 2. Каскадно-многоуровневый способ подключения компенсаторов реактивной мощности (КРМ) и мощности искажения (КМИ): АКГ – активный кондиционер гармоник, КРМ – компенсатор реактивной мощности, НН – нелинейная нагрузка, ИН – индуктивная нагрузка, ИБП – источник бесперебойного питания, ПФГ – пассивный фильтр гармоник, ПЧ – преобразователь частоты

- сетевые фильтры высоко частотных шумов,
- варисторные блоки устройств защиты от перенапряжений,
- устройства дифференциальной защиты от токов утечки,
- быстродействующие предохранители плавкие вставки,
- счетчики учета электроэнергии.

Указанные блоки могут быть дополнительно установлены в вводно-распределительном устройстве (ВРУ), формируя **шину трехфазного сетевого напряжения второго уровня гарантии**. В состав ВРУ входят также **многофункциональный измерительный контроллер (МИК), анализатор состояния изоляции кабеля (АСИ), анализатор качества заземления (АКЗ)**.

Компенсаторы реактивной мощности (КРМ)

Ступенчатые КРМ переключают секции конденсаторных батарей, обеспечивая оптимальную компенсацию реактивной мощности. В зависимости от используемых коммутаторов КРМ делятся на: контакторные и тиристорные [4]. Диапазон мощностей КРМ-0,4кВ принят от 16 до 1600 кВАр.

Устройства компенсация мощности искажения (КМИ)

Гармоники тока, создаваемые нелинейными нагрузками, могут представлять собой серьезные проблемы для систем электропитания. Гармонические составляющие тока с частотами, кратными основной частоте источника питания, вызывают появление мощности искажения. Высшие гармоники тока, накладываемые на основную гармонику, приводят к искажению формы тока. В свою очередь искажение тока влияет на форму напряжения в системе электропитания, вызывая недопустимые воздействия на нагрузки системы. Увеличение общего действующего значения тока при наличии высших гармонических составляющих в системе приводит к перегреву всего оборудования распределенной сети электропитания, снижению коэффициента мощности, снижению электрического и механического КПД нагрузок, ухудшению характеристик защитных автоматов и завышению требуемой мощности автономных электроэнергетических установок [5].

КМИ могут быть реализованы на основе пассивных LC-фильтров, настроенных на 3-ю гармонику для однофазных нагрузок, или на 5, 7, 11, 13-ю гармоники для трехфазных нагрузок. Возможно использование активных кондиционеров гармоник (АКГ), самонастраивающихся на определенные частоты высших гармоник [3]. Токовый диапазон компенсации высших гармоник АКГ составляет 20–120 А.

Стабилизаторы напряжения переменного тока

Стабилизаторы напряжения переменного тока 50 Гц предназначены для поддержания стабильного

напряжения питания нагрузок бытового и промышленного назначения при отклонениях сетевого напряжения в широком диапазоне.

Стабилизатор напряжения компенсирует колебания (снижение или повышение) сетевого напряжения, формируя шину стабильного напряжения для потребителей (**шину гарантированного напряжения переменного тока третьего уровня**).

Различают следующие типы стабилизаторов: СТС, СДТ, СДП, СТЭМ:

- СТС** – стабилизатор с подмагничиванием;
- СДТ** – стабилизатор дискретный тиристорный;
- СДП** – стабилизатор двойного преобразования;
- СТЭМ** – стабилизатор электромеханический;

Диапазон мощностей трехфазных стабилизаторов составляет 10–800 кВА.

Источники бесперебойного питания переменного тока (ИБП)

С помощью ИБП формируется **шина гарантированного напряжения четвертого уровня** для питания наиболее критичных нагрузок.

Источники бесперебойного питания (ИБП) предназначены для защиты электрооборудования пользователя от неполадок в сети, включая искажение или пропадание напряжения сети, а также подавление высоковольтных импульсов и высокочастотных помех, поступающих из нее. В структуре ИСЭЛ используются ИБП с двойным преобразованием энергии (ИДП).

Выпрямительно-зарядные устройства (ВЗУ)

Выпрямительно-зарядные устройства входят в состав источников бесперебойного питания постоянного тока (ИБП) и щитов оперативного тока (ШОТ), формирующих **шину гарантированного питания постоянного тока четвертого уровня**.

Электрические параметры ВЗУ. Напряжение шины: 24, 48, 60, 120, 220 В; ток нагрузки 1–100 А.

Устройства плавного пуска (УПП)

Ряд нагрузок с высокими пусковыми токами, таких как асинхронные двигатели, должны оснащаться устройствами плавного пуска (УПП). Повышенный ток в моменты пуска двигателя вызывает перегрев обмоток двигателя, перегружает питающие кабели, может привести к срабатыванию защиты, сокращает срок службы оборудования. Кроме этого, при прямом пуске мощных двигателей имеет место просадка напряжения на сетевой шине, что может отрицательно сказываться на работе другого оборудования.

Преобразователи частоты для управления электродвигателями

Преобразователи частоты (ПЧ) рекомендуются для управления асинхронными электроприводами в разном технологическом оборудовании. Применение

регулируемого электропривода позволяет создавать новую энергосберегающую технологию и предназначены для управления электродвигателями 0,4 кВ мощностью от 0,75 до 400 кВт.

Устройство автоматического ввода резерва (АВР)

АВР1 предназначено для подключения одного из двух сетевых фидеров к шине первого уровня. АВР2 предназначено для подключения автономной **дизель-генераторной установки (ДГУ)** к вводно-распределительному устройству (ВРУ) при длительном отсутствии сетевого напряжения.

ДГУ оснащена **автоматической панелью управления (АПУ)**.

Программно-аппаратные средства управления и мониторинга параметров системы

ИСЭЛ использует открытые протоколы обмена данными между различными элементами через сетевые контроллеры, позволяя создать распределенную инфраструктуру, которая имеет высокую степень открытости для наращивания и модернизации.

Ежедневные операции по измерению, получению данных и планированию энергопотреблению выполняются с помощью высококачественных и эргономических машинных интерфейсов и систем наблюдения и контроля.

Многофункциональный измерительный контроллер (МИК) и серия регуляторов коэффициента мощности (КРМ) поддерживают протокол *Modbus RTU* и

Modbus ASCII при использовании портов *RS-232* и *RS-485*. Использование этих функций позволяет считывать показания приборов и управлять ими с помощью программного обеспечения удаленного контроля *DCRJSW*.

Литература

1. ГОСТ 13109-97 Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.

2. ПУЭ (Правила Устройства Электроустановок) и комплекс стандартов ГОСТ Р 50571 “Электроустановки зданий”.

3. *Климов В. П., Москалев А. Д.* Способы подавления гармоник в системах электропитания. – Практическая силовая электроника № 6, 2003.

4. *В. Климов, Ю. Карпиленко, В. Смирнов.* Компенсаторы реактивной мощности и мощности искажения в системах гарантированного электропитания промышленного назначения. – Силовая Электроника, № 3, 2008.

5. *А. Куско, М. Томпсон.* Качество энергии в электрических сетях. – М.: Додэка-XX1, 2008.

Карпиленко Юрий Анатольевич, генеральный директор ЗАО “РУСЭЛТ”, тел. (495) 752-70-70, e-mail: karpilenko@ruselt.ru;

Климов Валерий Павлович, к. т. н., технический директор ЗАО “РУСЭЛТ”, тел. (495) 752-70-70, e-mail: klimov@ruselt.ru.

Ю. Г. Следков, С. В. Тараканов

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ НА ОСНОВЕ СОЛНЕЧНЫХ БАТАРЕЙ

U. G. Sledkov, S. V. Tarakanov

DC-DC Converter for Photovoltaic Power Systems

В статье описана система светодиодного освещения с питанием от солнечной батареи. Структура схемы такой системы содержит отдельно понижающий преобразователь постоянного напряжения, а также обратногоходовой преобразователь в качестве зарядного устройства и разрядника. При такой структуре схемы коэффициент заполнения понижающего преобразователя может изменяться для регулирования зарядного тока аккумулятора, а обратногоходовой преобразователь с активным ограничителем служит для возврата энергии, накопленной в индуктивности рассеяния трансформатора, чтобы питать систему светодиодного освещения. Для упрощения структуры схемы силовые ключи обоих преобразователей объединены с помощью способа синхронного переключения. При таком подходе система имеет ряд преимуществ, а именно, меньшее число компонентов, вес, размеры, а также более высокий КПД преобразования. По сравнению с традиционными преобразователями, в которых используется жесткое переключение, представленный преобразователь позволяет улучшить КПД преобразования на 7% и обеспечить КПД 83% при полной нагрузке, когда осуществляется питание светодиодов. Для подтверждения теоретических результатов приведены результаты экспериментальных исследований лабораторного образца с выходным напряжением 10 В и выходной мощностью 20 Вт.

Ключевые слова: систем питания на основе солнечных батарей, понижающий преобразователь, обратногоходовой преобразователь, активный ограничитель, мягкое переключение

The paper describes a LED lighting system with photovoltaic (PV) power source. The topology of such system consists separately of buck converter, as well as flyback converter operating both as charger and discharger. With such a structure buck converter duty ratio will vary to regulate accumulator charging current, while a flyback converter with active clamp is needed to recover energy stored in transformer leakage inductor to feed LED lighting system. For system structure simplification the power switches of both converters are combined on the principle of synchronous switch technique. With such approach the system has certain advantages, such as less component count, lighter weight, smaller size and higher conversion efficiency. Compared to conventional converters with hard switching the described converter allows efficiency improvement about 7% that gives total efficiency of 83% under any load condition when the system feeds LEDs. Testing results of a prototype with output voltage of 10 V and output power of 20 W are given.

Key words: photovoltaic system, buck DC-DC converter, flyback converter, active clamp, soft switching

В конце прошлого века серьезные последствия парникового эффекта и загрязнения окружающей среды, вызванные чрезмерным использованием горючих полезных ископаемых, привели к глобальному нарушению климата. В частности, выбросы газов и повышение уровня CO_2 в атмосфере повлияли на температуру на поверхности Земли, которая повышается со скоростью $0,6 \text{ }^\circ\text{C}/100$ лет. Для снижения выбросов отработанных газов бурно развиваются технологии возобновляемых источников энергии. Одним из таких источников является солнечный элемент – чистый, бесшумный способ генерирования электроэнергии. Такие элементы широко используются в системах электроснабжения, например, при генерировании электроэнергии для соединения с электросетью, для уменьшения объема подвижных объектов с питанием от солнечной энергии, заряда аккумуляторов, водяных насо-

сов, на спутниках, в светофорах, электронных табло и т. п.

Благодаря быстрому развитию в последние несколько десятилетий технологий светодиодов, их выход люминесценции повысился в несколько раз. В целом ряде устройств они стали преобладающими, включая задние габаритные огни автомобилей, светодиодную подсветку, светофоры и электронные указатели. В статье описана система освещения для светофора, в которой солнечная панель используется в качестве источника питания.

При питании светодиодного светофора от солнечной панели рассматриваемой системе обязательно необходим аккумулятор для запасания энергии в дневное время и расходования в темное время суток. Таким образом, рассматриваемой системе требуются зарядное устройство и разрядник (рис. 1). Поскольку рассматриваемый преобразователь относится к уст-

ройдствам малой мощности, для его создания можно использовать структуры таких преобразователей, как понижающего, повышающего, обратноходового и прямоходового, вследствие их простоты.

Рассматривая осветительная система состоит из зарядного устройства и разрядника. Поскольку источником питания для зарядного устройства является солнечная панель, ее напряжение, как правило, выше чем у аккумулятора (≈ 6 В). Таким образом, в системе может быть использован понижающий, или понижающе-повышающий преобразователь [1, 3]. Кроме того, поскольку коэффициент передачи понижающе-повышающего преобразователя может как больше, так и меньше единицы, его коэффициент заполнения силового ключа при понижении напряжения составляет половину от коэффициента заполнения понижающего преобразователя. Таким образом, для рассматриваемой системы наиболее пригоден понижающий преобразователь. Для структуры схемы разрядника может быть использована схема повышающего преобразователя, так как напряжение на ее выходе ($U_{\text{вых}}$) превышает напряжение аккумулятора ($U_{\text{АБ}} = 6$ В). Среди схем повышающих преобразователей наиболее выигрышной оказывается схема обратноходового преобразователя, поскольку она обладает такими достоинствами, как простота схемы и более широкий диапазон повышающего коэффициента передачи. Следовательно, в рассматриваемой системе будут раздельно использоваться два преобразователя: повышающий в качестве зарядного устройства, а понижающий в качестве разрядника (рис. 2).

В следствие того, что индуктивность рассеяния трансформатора обратноходового преобразователя будет вызывать выбросы напряжения на силовом ключе и потери энергии, в его схему необходимо ввести

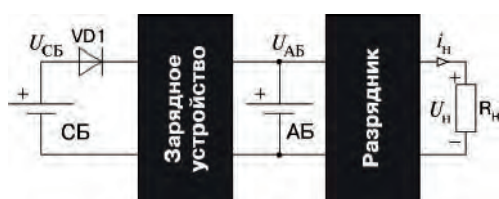


Рис. 1. Блок-схема системы питания светодиодного освещения от солнечных батарей

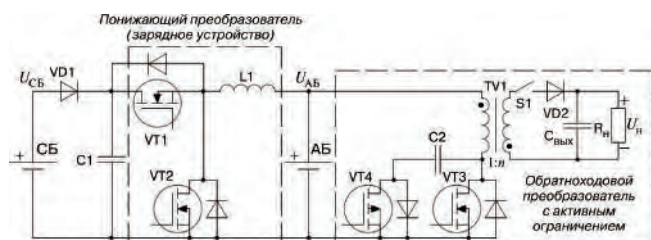


Рис. 2. Типовая схема системы питания светодиодного освещения от солнечной панели

активный ограничитель напряжения, для сброса энергии, накопленной в индуктивности рассеяния (рис. 3а).

Кроме того, для снижения потерь на проводимость в диоде на стороне низкого напряжения в понижающем преобразователе можно использовать способ синхронного выпрямления [4–6]. Поскольку понижающий и обратноходовой преобразователи работают совместно, две пары силовых ключей VT1, VT2 и VT3, VT4 работают синхронизировано. Таким образом, для каждой пары ключей можно использовать способ синхронного переключения [7], чтобы объединить их в единый ключ (рис. 3ж). Из рис. 3ж видно, что в рассматриваемой системе для обеспечения тех же функций можно использовать меньшее число компонентов. Как было указано выше, рассматриваемая осветительная система позволяет существенно снизить стоимость, вес и габариты устройства, а также повысить КПД.

Образование осветительной системы

Поскольку в рассматриваемой системе в качестве источника питания используется солнечная панель, она включает в себя зарядное устройство и разрядник (рис. 1). Несмотря на то, что зарядное устройство и разрядник позволяют заряжать аккумулятор в светлое время суток и питать светодиоды в темное время суток, системе требуется большое число электронных компонентов и схемы драйверов, что приводит к увеличению стоимости, массы и габаритов. Кроме того, для повышения КПД питания светодиодов в схему зарядного устройства или разрядника вводится цепь мягкого переключения. Как указывалось выше, в качестве зарядного устройства в системе использован понижающий преобразователь с синхронным выпрямлением, а в качестве разрядника обратноходовой преобразователь с активным ограничителем. Для дальнейшего упрощения структуры схемы силовые ключи обоих преобразователей объединены по способу синхронного переключения [7]. Далее описано образование осветительной системы с использованием способа синхронных ключей.

Схема традиционной системы освещения на основе светодиодов показана на рис. 3а. Поскольку зарядное устройство и разрядник работают попеременно, а их рабочие состояния управляются переключателем S1, парами ключей VT1, VT2 и VT3, VT4 можно управлять раздельно в синхронном режиме. Это не будет влиять на работу основной осветительной системы светодиодов. Из рис. 3а видно, что силовые ключи VT2 и VT3 работают синхронно и общим узлом для них является узел С. Согласно способу синхронного переключения [7] эти ключи можно объединить и заменить одним ключом VT23 (рис. 3б). За счет дополняющего режима работы зарядного устройства и разрядника напряжения на ключах VT2 и VT3 в закрытом состоянии одинако-

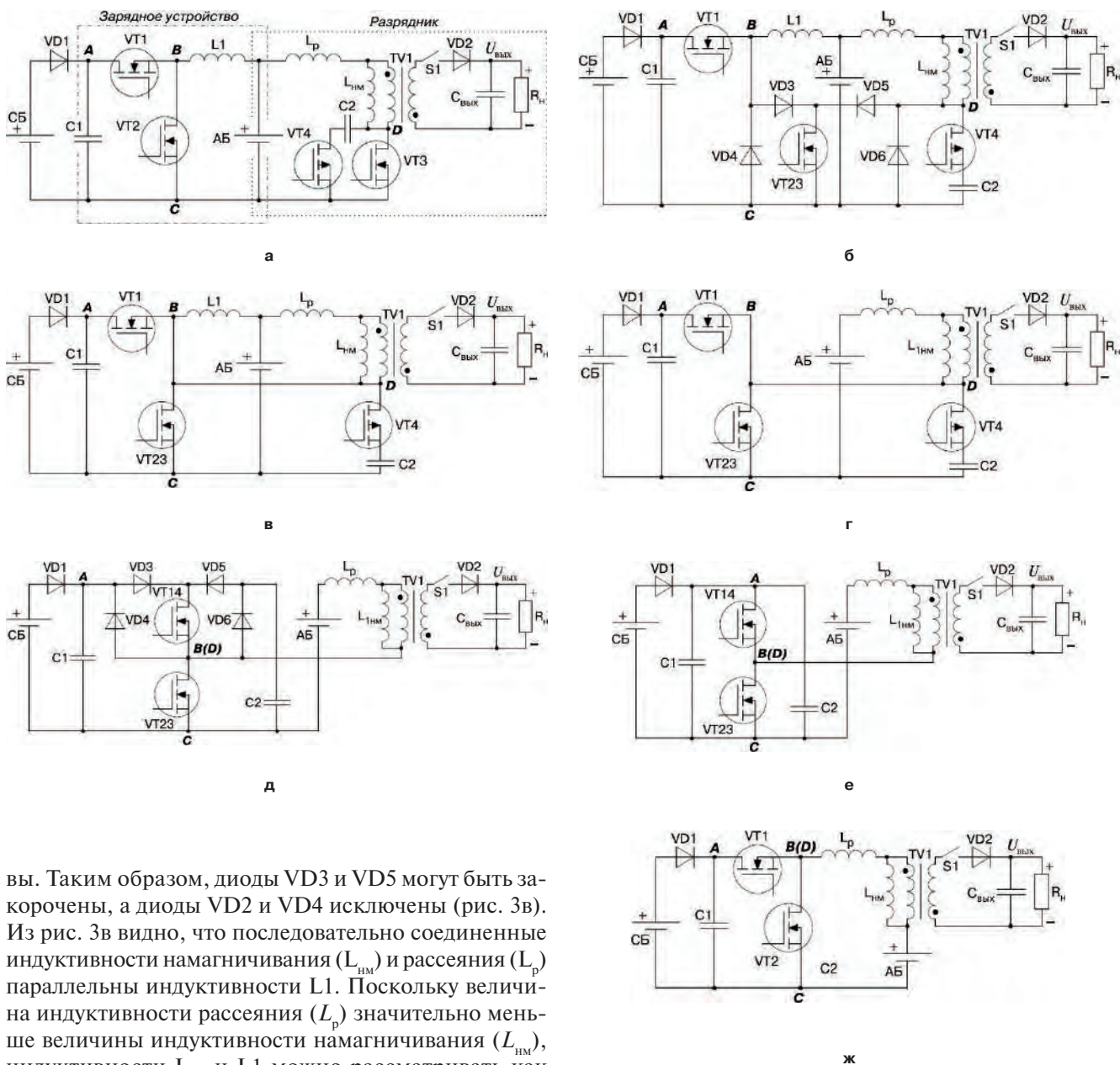


Рис. 3. Образование источника питания осветительной системы

вы. Таким образом, диоды VD3 и VD5 могут быть закорочены, а диоды VD2 и VD4 исключены (рис. 3в). Из рис. 3в видно, что последовательно соединенные индуктивности намагничивания (L_{nm}) и рассеяния (L_p) параллельны индуктивности L_1 . Поскольку величина индуктивности рассеяния (L_p) значительно меньше величины индуктивности намагничивания (L_{nm}), индуктивности L_{nm} и L_1 можно рассматривать как параллельные. Следовательно эти индуктивности можно представить как индуктивность L_{1nm} (рис. 3г). Аналогично, силовые ключи VT1 и VT4 объединяются и заменяются ключом VT14 (рис. 3д). Согласно принципу объединения ключей одинаковым величина напряжений на закрытых ключах VT1 и VT4 диоды VD3 и VD5 можно закоротить, а диоды VD2 и VD4 исключить (рис. 3е). Поскольку конденсаторы C1 и C2 соединены параллельно, их можно заменить одним конденсатором C_c . Кроме того, для упрощения обозначений компонентов схемы (рис. 3е) обозначения силовых ключей VT14 и VT23 заменены на VT1 и VT2, а индуктивность L_{1nm} на L_{nm} (рис. 3ж). Из последнего рисунка видно, что в рассматриваемой схеме используется значительно меньше компонентов для обеспечения тех же функций осветительной светодиодной системы. Таким образом, рассматриваемая осветительная система позволяет существенно снизить

стоимость, габариты и вес, а также повысить КПД преобразования.

Разработка системы освещения

Источник питания системы освещения состоит из понижающего преобразователя и обратноходового преобразователя с активным ограничением. Поскольку оба преобразователя используют в качестве накопительного элемента один и тот же дроссель (L_{nm}), этот дроссель должен удовлетворять требованиям обоих преобразователей. Методики разработки обоих преобразователей не отличаются от традиционных за исключением того, что разрабатываемый дроссель L_{nm} должен быть пригоден для использования как в понижающем, так и в обратноходовом преобразователях. Поскольку методика разработки понижающего

преобразователя с синхронным выпрямлением аналогична традиционной, далее будет рассмотрена только методика разработки обратного преобразователя с активным ограничителем, в частности определение коэффициента заполнения D_2 , определение параметров трансформатора TV, расчет величин емкостей конденсаторов ограничителя С2 и выходного $C_{\text{вых}}$.

Коэффициент заполнения D_2 . Для определения величины коэффициента заполнения D_2 сначала необходимо определить величину коэффициента передачи M_2 преобразователя. Эта величина такая же как у традиционного преобразователя. На основе принципа баланса вольт-секунд можно записать уравнение

$$U_B D_2 T_{\text{пер}} - \frac{U_{\text{вых}} T_{\text{пер}} (1 - D_2)}{n}, \quad (1)$$

где D_2 – коэффициент заполнения силового ключа VT2; n – коэффициент трансформации трансформатора TV; $U_{\text{вых}}$ – выходное напряжение.

С помощью (1) коэффициент передачи по напряжению преобразователя можно записать как

$$M_2 = \frac{U_{\text{вых}}}{U_B} = \frac{n D_2}{1 - D_2}. \quad (2)$$

Согласно (2) большее значение коэффициента заполнения D_2 соответствует меньшему значению коэффициента трансформации n , что обеспечивает меньшую перегрузку по току силовых ключей VT1 и VT2, а также меньшее перенапряжение на диоде VD2. Однако, для того чтобы обеспечить регулирование при изменениях нагрузки, входного напряжения и параметров компонентов, целесообразно обеспечить изменения коэффициента заполнения в диапазоне $D_2 = 0,35 \dots 0,4$.

Трансформатор TV. После определения коэффициента заполнения D_2 с помощью (2) можно определить коэффициент трансформации трансформатора VT2:

$$n = \frac{(1 - D_2) U_{\text{вых}}}{D_2 U_B}. \quad (3)$$

Используя закон Фарадея, определяем число витков первичной обмотки

$$w_1 = \frac{D_2 U_B T_{\text{пер}}}{S_c \Delta B}, \quad (4)$$

где S_c – эффективная площадь поперечного сечения сердечника трансформатора;

ΔB – рабочая магнитная индукция.

Согласно (3) и (4) определяем число витков вторичной обмотки $w_2 = n \cdot w_1$.

Для обратного преобразователя индуктивность намагничивания ($L_{\text{нм}}$) трансформатора VT определяется с учетом времени спада тока, соответствующему запертому состоянию силового ключа VT2. Эта индуктивность должна быть достаточно большой по величине, чтобы обеспечить ра-

боту преобразователя в режиме непрерывных токов (РНТ). Величина индуктивности намагничивания должна удовлетворять следующему условию

$$L_{\text{нм}} \geq \frac{U_{\text{вых}} T_{\text{пер}} (1 - D_2)}{n^2 I_{D_2 \text{max}}}, \quad (5)$$

где $I_{D_2 \text{max}} = I_{L_{\text{нм}} \text{max}} / n$ – максимальная величина пульсаций тока вторичной обмотки трансформатора TV.

После определения максимальной величины пульсаций тока вторичной обмотки, определяется минимальная величина индуктивности намагничивания.

В режиме зарядного устройства в системе работает понижающий преобразователь. Если он работает в РНТ, величина индуктивности $L_{\text{нмАБ}}$ должна удовлетворять следующее неравенство

$$L_{\text{нмАБ}} \geq \frac{U_{\text{АБ}} T_{\text{пер}} (1 - D_1)}{I_{L_{\text{нмАБ}} \text{max}}}, \quad (6)$$

где D_1 – коэффициент заполнения силового ключа VT1; $U_{\text{АБ}}$ – напряжение аккумуляторной батареи.

При $D_1 = D_2$ выражение (6) можно переписать в виде

$$L_{\text{нмАБ}} = \frac{U_{\text{АБ}} T_{\text{пер}} (1 - D_2)}{I_{L_{\text{нмАБ}} \text{max}}}, \quad (7)$$

Таким образом, если величина индуктивности $L_{\text{нм}}$ удовлетворяет условиям (5) и (7), будут удовлетворены требования по индуктивности для обоих преобразователей.

Выходной конденсатор. Выходной конденсатор $C_{\text{вых}}$ необходим, в первую очередь, для снижения пульсаций выходного напряжения $U_{\text{вых}}$. Величина напряжения пульсаций на конденсаторе $C_{\text{вых}}$ определяется следующим соотношением

$$\Delta U_{C_{\text{вых}}} = \frac{Q_{C_{\text{max}}}}{C_{\text{вых}}} = \frac{I_{\text{вых max}} D_2 T_{\text{пер}}}{C_{\text{вых}}}, \quad (8)$$

где $I_{\text{вых max}}$ – максимальная величина выходного тока.

Конденсатор активного ограничителя. Этот конденсатор используется для обеспечения мягкого переключения. Для реализации режима переключения при нуле напряжения (ПНН) энергия, накопленная в индуктивности рассеяния (L_p) должна удовлетворять следующему неравенству

$$\frac{L_p (I_{L_p \text{max}} - I_{L_p \text{min}})^2}{2} \geq \frac{(C_{\text{VT1}} + C_{\text{VT2}}) U_{\text{си max}}^2}{2}, \quad (9)$$

где $I_{L_p \text{max}}$ – максимальный ток через L_p ;

$I_{L_p \text{min}}$ – минимальный ток через L_p ;

C_{VT1} – емкость сток-исток транзистора VT1;

C_{VT2} – емкость сток-исток транзистора VT2;

$U_{си\ max} = U_B + U_{вых}/n$ – максимальное напряжение на транзисторе VT2.

После определения величин $I_{Lp\ max}$, $I_{Lp\ min}$, C_{VT1} и C_{VT2} рассчитываем L_p

$$L_p \geq \frac{(C_{VT1} + C_{VT2})U_{си\ max}^2}{(I_{Lp\ max} - I_{Lp\ min})^2}. \quad (10)$$

Для обеспечения работы в режиме ПНН при использовании активного ограничителя половина периода резонанса, возникающего в контуре $L_p - C_{огр}$, должна быть больше максимального времени запертого состояния силового ключа VT2 ($t_{зап}$). Таким образом, величина емкости конденсатора должна удовлетворять следующее неравенство

$$\pi\sqrt{L_p C_{огр}} > t_{зап} = T_{пер}(1 - D_2). \quad (11)$$

После определения величины L_p с помощью (11) вычисляем емкость ограничительного конденсатора

$$C_{огр} \geq \frac{T_{пер}^2(1 - D_2)^2}{\pi^2 L_p}. \quad (12)$$

Результаты эксперимента

Для проверки работоспособности рассматриваемой системы освещения создан лабораторный макет преобразователя.

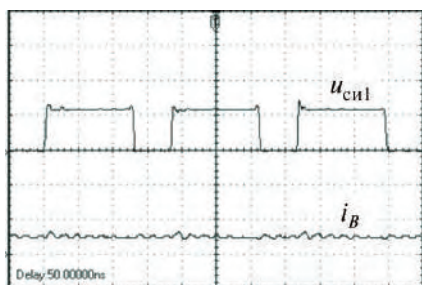
Понижающий преобразователь:

- входное напряжение (U_{CB}): 17... 20 В (солнечная панель);
- частота переключений ($f_{пер}$): 300 кГц;
- выходное напряжение (U_{AB}): 5 ... 7 В (аккумулятор 6 В/2,3 А·час);
- максимальный выходной ток (I_{max}): 2 А.

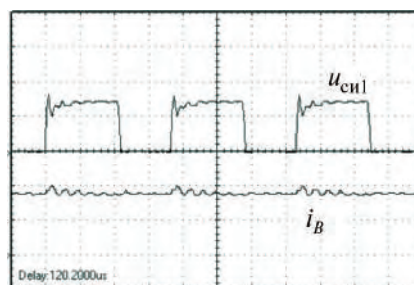
Обратноходовой преобразователь:

- входное напряжение (U_{AB}): 5 ... 7 В;
- частота переключений ($f_{пер}$): 300 кГц;
- выходное напряжение ($U_{вых}$): 10 В;
- выходной ток ($I_{вых\ max}$): 2 А.

Поскольку зарядный ток I_{AB} может изменяться за счет изменения коэффициента заполнения D_1 силового ключа VT1, его величина пропорциональна коэффициенту заполнения. Осциллограммы напряжения $U_{си}$ силового ключа VT1 и тока I_{AB} при коэффициентах заполнения 0,2 и 0,3 показаны на рис. 4а и б соответственно. Видно, что зарядный ток пропорционален коэффициенту заполнения D_1 . Когда система освещения переходит в режим разряда, начинает работать обратноходовой преобразователь с активным ограничителем. Поскольку система предназначена для питания светодиодов, в ее функции не входит прерывание питания сигналов светофора. Таким образом, ее единственной функцией является регулирование напряжения. Осциллограммы напряжений сток-исток ($U_{си}$) и токов стока (I_c) силовых ключей VT1 и VT2 в режиме горения светодиодов показаны на рис. 5 (в режиме 20% от полной нагрузки) и рис. 6 (в режи-

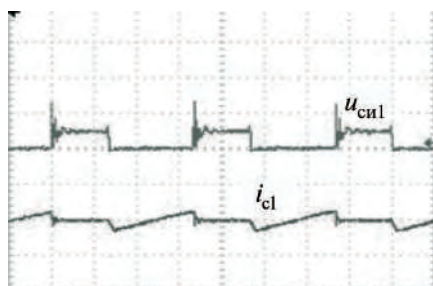


а

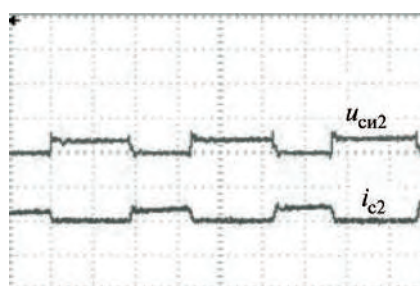


б

Рис. 4. Осциллограммы напряжения $U_{си}$ силового ключа VT1 и I_{AB} при $D_1 = 0,2$ (а) и $D_1 = 0,3$ (б) при работе в режиме заряда



а



б

Рис. 5. Осциллограммы напряжений $U_{си}$ и I_c силовых ключей VT1 (а) и VT2 (б) при работе в режиме разряда при 20% от максимальной нагрузки

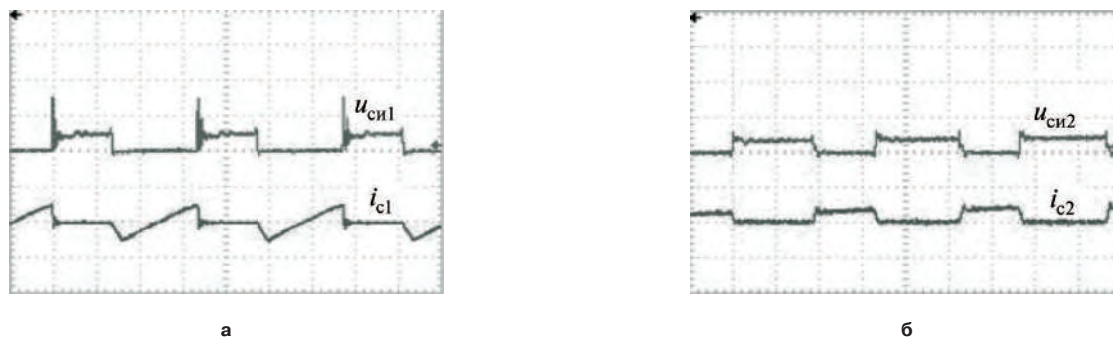


Рис. 6. Осциллограммы напряжений $U_{си}$ и $i_{с}$ силовых ключей VT1 (а) и VT2 (б) при работе в режиме разряда при максимальной нагрузке

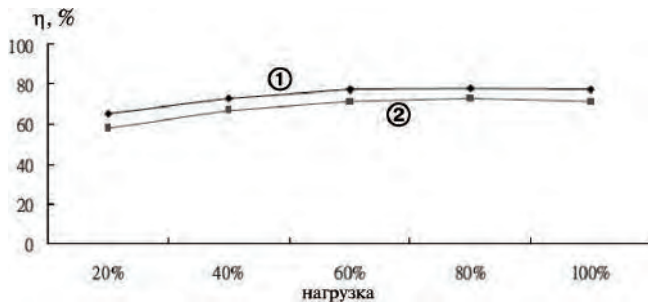


Рис. 7. Сравнение КПД преобразования обратноходовых преобразователей с жестким переключением (2) и с активным ограничителем (1) при изменении нагрузки от 20% до полной

ме полной нагрузки). Из рис. 5 и 6 видно, что силовые ключи VT1 и VT2 при запитании работают в режиме ПНН. Сравнение КПД преобразования обратноходового преобразователя с жестким переключением и преобразователя с активным ограничителем во всем диапазоне изменения нагрузки приведено на рис. 7. И рис. 7 видно, что КПД рассматриваемого преобразователя выше, чем у преобразователя с жестким переключением, и при полной нагрузке составляет 83%.

Закключение

Рассмотрена система питания, предназначенная для заряда аккумуляторной батареи и питания светодиодов и состоящая из понижающего преобразователя с синхронным выпрямлением и обратноходового преобразователя с активным ограничением. Для уменьшения количества компонентов схемы силовые ключи этих преобразователей объединены по способу синхронных ключей. Рассмотрены принцип работы, проведен анализ работы в установившемся режиме и приведены методики расчета компонентов схемы. Разработан лабораторный макет системы освещения на основе понижающего преобразователя с синхронным выпрямлением и обратноходового преобразователя с активным ограничителем со следующими параметрами:

- режим заряда: 6 В/2 А;
- режим разряда: 10 В/2 А.

КПД в режиме питания светодиодов составляет 83% при полной нагрузке. Результаты экспериментальных исследований системы освещения подтвердили результаты анализа как для режима заряда, так и режима питания светодиодов.

Литература

1. A. Soto, A. de Castro, P. Alou, J.A. Cobos, J. Uceda and A. Lofli. Analysis of the Buck Converter for Scaling the Supply Voltage of Digital Circuits. – IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, Issue 6, pp. 2432–2443, Nov. 2007.
2. A. Balakrishnan, H. A. Toliyat and W. C. Alexander. Soft switched ac link buck boost converter. – APEC 2008, Twenty-Third Annual IEEE, 2428 Feb. 2008, pp. 1334–1339.
3. A. Khaligh. A multiple-input dc-dc positive buck-boost converter topology. – APEC 2008, Twenty-Third Annual IEEE, 2428 Feb. 2008 pp. 1522–1526.
4. Shin-Ju Chen and Huang-Chang Chang. Analysis and Implementation of Low-side Active Clamp Forward Converters with Synchronous Rectification. – IECON 2007, 33rd Annual Conference of the IEEE, 5–8 Nov. 2007 pp. 1506–1511.
5. Guan-Chyun Hsieh, Cheng-Yuan Tsai and Wei-Li Hsu. Synchronous Rectification LLC Series-Resonant Converter. – APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE, Feb. 25 2007/March 1 2007 pp. 1003–1009.
6. D. J. Tschirhart and P. K. Jain. Mixed Signal Synchronous Rectification Scheme for Current-type Resonant Converters. – PESC 2007. IEEE, 17–21 June 2007 pp. 2399–2403.
7. Tsai-Fu. Wu, et al. Unified Approach to Developing Single Stage Power Converters. – IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 1998, pp. 211–223.

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

Тараканов Сергей Васильевич, начальник отдела УРЭКБ, тел. 696-16-53.

Д. Р. Манбеков, Д. А. Шевцов

СИММЕТРИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЯ СЕРДЕЧНИКА ДВУХТАКТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В РЕЖИМЕ *CURRENT MODE*

D. R. Manbekov,
D. A. Shevtsov

Balancing magnetic core magnetizing reversal process of a push-pull converter operating in current mode

Авторами показана возможность обеспечения симметричного перемагничивания сердечника силового трансформатора в двухтактном преобразователе в режиме *Current mode*. При этом обеспечивается работоспособность преобразователя, как в номинальном, так и в аварийном режимах.

The authors show the possibility of providing symmetrical magnetizing reversal for a push-pull converter operating in current mode. Working capacity herewith is guaranteed both under nominal and emergency conditions.

Ключевые слова: симметрирование, магнитный сердечник, трансформатор, двухтактный преобразователь, токовое управление

Key words: balancing, magnetic core, transformer, push-pull converter, current mode

Одной из важнейших проблем при проектировании двухтактных преобразователей постоянного напряжения с ШИМ-регулированием является обеспечение симметричного перемагничивания сердечника силового трансформатора. В противном случае возможно возникновение режима несимметричного перемагничивания, что может привести к магнитному насыщению сердечника, и, как результат, к следующим нежелательным последствиям:

- ненормированным броскам тока и, как следствие, к уменьшению надежности;
- увеличению потерь и, следовательно, к снижению КПД;
- возрастанию помех и ухудшению электромагнитной совместимости.

Причины появления режима несимметричного перемагничивания могут быть самые разные, однако все их можно свести к эквивалентной неодинаковости длительностей смежных управляющих импульсов [1]. Особенно остро проблема несимметрии проявляется при повышенном напряжении питания и повышенных частотах преобразования. Как отмечалось в [2], несимметрия может возникнуть при различных способах управления, если не применять специальных симметрирующих контуров.

В [3] предложен новый метод симметрирования двухтактных преобразователей. Однако результаты компьютерного моделирования показали, что ему свойственны следующие недостатки:

- наличие незначительной постоянной составляющей тока первичной цепи, что приводит к подмагниченности сердечника силового трансформатора [3];
- возможно нарушение работы симметрирующего контура в аварийных и переходных режимах при

срабатывании токовой защиты, что приводит к одностороннему магнитному насыщению [3];

- наиболее точная работа формирователя ВСИ обеспечивается только при измерении напряжения на первичной обмотке [3].

Первый из рассмотренных недостатков является принципиально неустранимым, однако постоянную составляющую тока можно уменьшить максимально точно рассчитав и подобрав элементы интегрирующей цепочки формирователя ВСИ [3].

Нарушение работы симметрирующего контура в аварийных режимах является устранимым недостатком. Для этого требуется согласовать работу токовой защиты с работой формирователя ВСИ с помощью специальных схемотехнических решений.

Последний из отмеченных недостатков обусловлен тем, что трансформатор не передает постоянную составляющую напряжения во вторичную цепь, и, следовательно, она не может быть учтена при измерении напряжения на вторичных обмотках.

Таким образом, этот метод симметрирования [3] хоть и является достаточно эффективным при использовании управления по напряжению (*Voltage mode*), но требует соблюдения определенных требований, а также введение узла, согласующего работу формирователя ВСИ и токовой защиты, что усложняет схему устройства.

Авторами предложен новый метод симметрирования, основанный на управлении в режиме *Current mode*. Его особенностью является организация обратной связи по току таким образом, что происходит автоматическое симметрирование (автосимметрирование) процесса перемагничивания сердечника силового трансформатора. Таким образом, отпадает необходимость в дополнительных контурах симметрирования, что упрощает

конструкцию преобразователя. На рис. 1 и 2 соответственно представлена функциональная схема ШИМ-контроллера UC 1825 [4] и способ его подключения в составе мостового преобразователя, с управлением в режиме *Current mode*. Несомненным достоинством этого ШИМ-контроллера является возможность реализовать управление, как по току (режим *Current mode*), так и по напряжению (режим *Voltage mode*).

Для эффективного применения предложенного метода симметрирования необходимо учесть следующие особенности режима *Current mode*:

- устойчивая работа преобразователя в режиме безразрывных токов обеспечивается только при коэффициенте заполнения от 0 до 0,5;
- для обеспечения работы преобразователя во всем диапазоне регулирования необходимо использовать специальные схемы выпрямителей, например, с удвоением тока [5];
- при использовании режима *Current mode* и выпрямителей с удвоением тока коэффициент передачи силового трансформатора должен быть в два раза больше, чем в режиме *Voltage mode* с традиционными схемами выпрямления.

Поэтому для получения требуемого выходного напряжения и обеспечения работы преобразователя во

всем диапазоне изменения коэффициента заполнения (k_3) в схему были внесены следующие изменения:

- количество витков вторичной обмотки увеличено в два раза;
- в качестве выпрямителя применена схема с удвоением тока.

Моделирование преобразователя проводилось в системе OrCAD 9.2 в двух режимах работы:

- 1) при отсутствии асимметрии, т. е. при отсутствии факторов, вызывающих несимметричное перемагничивание;
- 2) при наличии асимметрии, т. е. при наличии факторов, вызывающих несимметричное перемагничивание.

Для введения асимметрии в моделируемую структуру используются два источника, работающие в разные полупериоды: в один полупериод первичным источником служит V_1 , а в другой – V_2 (рис. 2). При моделировании преобразователя в асимметричном режиме напряжения на источниках соответственно равны:

- $V_1=293$ В;
- $V_2=307$ В.

Результаты моделирования преобразователя с подчиненным регулированием при отсутствии асимметрии и при наличии асимметрии приведены на рис. 3 и 4.

Из приведенных графиков видно, что в обоих случаях имеет место симметричный режим перемагничивания сердечника силового трансформатора. Таким образом, можно сделать вывод, что в номинальном режиме рассматриваемый метод достаточно эффективен.

Теперь необходимо оценить работоспособность схемы при коротком замыкании в нагрузке, так как срабатывание токовой защиты может привести к нарушению алгоритма симметрирования. Результаты моделирования представлены на рис. 5, из которых видно, что срабатывание токовой защиты не привело

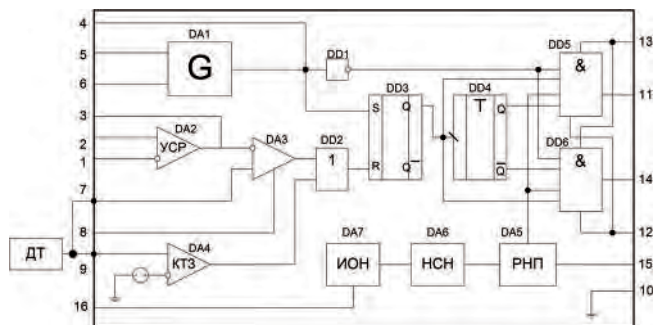


Рис. 1. Функциональная схема ШИМ-контроллера UC 1825

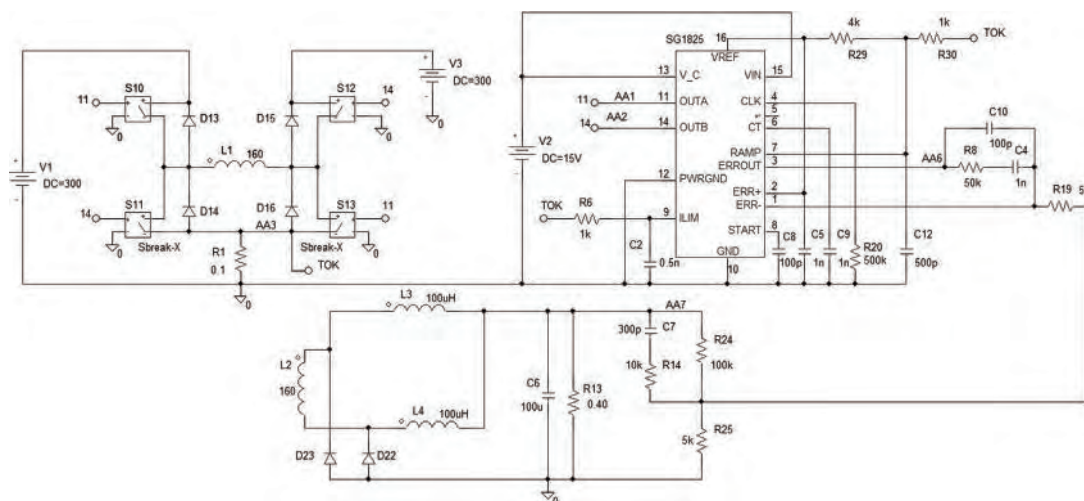


Рис. 2. Схема мостового преобразователя, управляемого ШИМ-контроллером UC 1825 в режиме *Current mode*

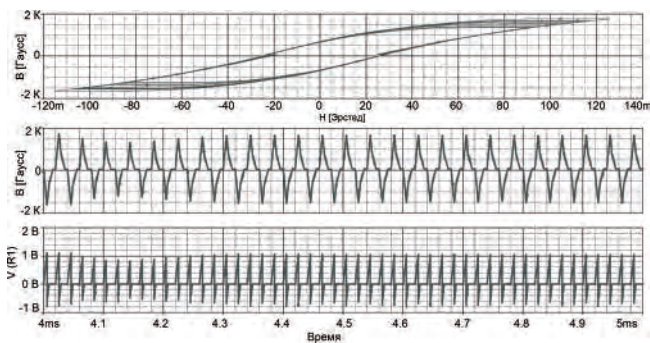


Рис. 3. Результаты моделирования при отсутствии асимметрии

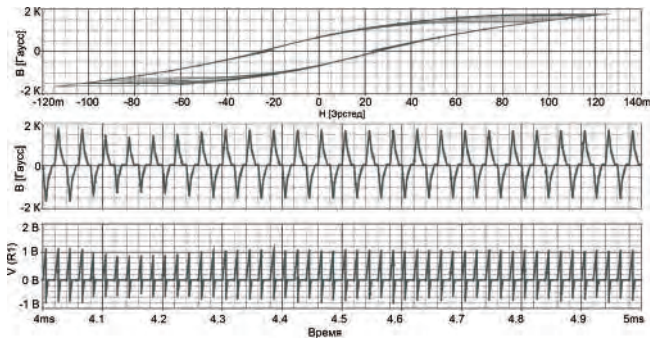


Рис. 4. Результаты моделирования при наличии асимметрии

к одностороннему магнитному насыщению, что выгодно отличает этот метод управления от ранее рассмотренного [3].

Таким образом, моделирование показало, что предложенный метод симметрирования, использующий подчиненное регулирование, обеспечивает симметричный режим перемагничивания сердечника силового трансформатора не только в номинальном режиме, но и в аварийном. Причем без использования дополнительных симметрирующих и согласующих контуров.

Предложенный метод симметрирования обладает существенными преимуществами по сравнению с [3], а именно:

- ▶ для реализации данного метода симметрирования не требуется введения дополнительных контуров не только в номинальном, но и в аварийном режимах;
- ▶ симметрирование процесса перемагничивания сердечника силового трансформатора двухтактного преобразователя обеспечивается как в номинальном, так и в аварийном режимах;
- ▶ представленный метод имеет наименьшее запаздывание из всех рассмотренных.

Однако нельзя не отметить и недостатки этого метода:

- ▶ необходимость двукратного увеличения витков вторичной обмотки при использовании выпря-

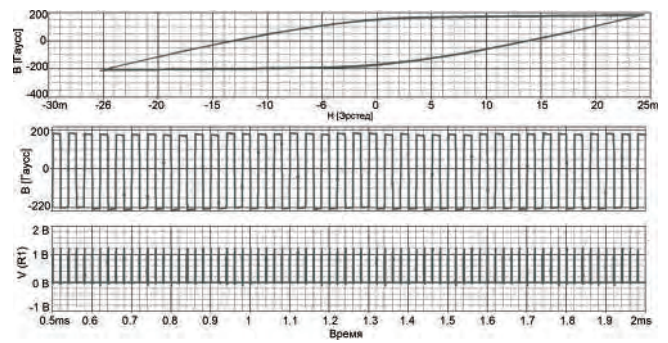


Рис. 5. Результаты моделирования при наличии короткого замыкания в нагрузке

мителей с удвоением тока для обеспечения устойчивой работы преобразователя во всем диапазоне регулирования;

- ▶ ограниченный диапазон регулирования ($0 < k_3 < 0,5$) в режиме безразрывных токов при использовании обычных схем выпрямления, при котором обеспечивается устойчивая работа;
- ▶ для многоканальных преобразователей выходные дроссели должны быть многообмоточными, что усложняет технологию.

Литература

1. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Моделирование процессов несимметричного перемагничивания двухтактных ИВЭП // Практическая силовая электроника, № (30), 2008, С. 41–45.

2. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Сравнительный анализ различных типов транзисторных преобразователей постоянного напряжения при несимметричном режиме перемагничивания. // Практическая силовая электроника, № (33), 2009, С. 45–47.

3. Манбеков Д. Р., Шевцов Д. А. Обеспечение симметричного перемагничивания сердечника трансформатора в двухтактных преобразователях напряжения с управлением по вольт-секундному интегралу. // Практическая силовая электроника, № (35), 2009, С.41–44.

4. Интегральные микросхемы: Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. М. ДОДЭКА, 1996.

5. Овчинников Д. А., Кастров М. Ю., Карзов Б. Н., Исаков М. С. Выпрямители со средней точкой и выпрямители с удвоением тока // Практическая силовая электроника, “Типография АРЕС”, Москва, 2002.

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.

Д. А. Шевцов, Д. Р. Манбеков

СИММЕТРИРОВАНИЕ РЕЖИМА ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЯ СЕРДЕЧНИКА ТРАНСФОРМАТОРА МОСТОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПУТЕМ ИЗМЕНЕНИЯ НАКЛОНА ОПОРНОГО ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ШИМ

D. A. Shevtsov,
D. R. Manbekov

Balancing of full bridge converter transformer core magnetization reversal mode by adjustment of reference ramp slope of PWM voltage

В статье представлено описание и результаты моделирования нового, разработанного авторами, метода симметрирования для двухтактных преобразователей напряжения, работающих в режиме Voltage mode. При этом обеспечивается работоспособность преобразователя, как в номинальном, так и в аварийном режимах.

Ключевые слова: симметрирование, магнитный сердечник, трансформатор, режим перемагничивания, двухтактный преобразователь, управление по напряжению

The paper presents the description and simulation results of a new, proposed by the authors method of balancing for push-pull voltage converters operating in voltage mode. Working capacity herewith is guaranteed both under nominal and emergency conditions.

Key words: balancing, magnetic core, transformer, magnetic saturation, magnetization reversal, push-pull converter, voltage mode

В [1] рассмотрен один из новых методов симметрирования процесса перемагничивания сердечника трансформатора двухтактных транзисторных преобразователей постоянного напряжения. Этот метод основан на использовании принципа подчиненного регулирования в режиме *Current mode* (токового управления). Результаты компьютерного и натурального моделирования показали высокую эффективность этого метода, как в номинальном, так и в аварийном режимах [1].

Однако многие отечественные ШИМ-контроллеры двухтактных преобразователей напряжения, неспособны работать в режиме токового управления, а могут работать только в режиме *Voltage mode* (управления по напряжению).

Недостатки рассмотренных ранее методов симметрирования [2] для режима *Voltage mode* приводят к необходимости поиска и разработке других методов симметрирования, обеспечивающих более эффективную работу преобразователя, как в номинальном, так в переходном и аварийном режимах.

Наиболее эффективным способом симметрирования является коррекция длительности управляющих импульсов, что обеспечивает выравнивание вольт-секундного интеграла в смежные полупериоды [3]. Для этого в новом методе, разработанном авторами, предлагается на части полупериода изменять крутизну опорного пилообразного напряжения (ОПН) широтно-импульсного модулятора, корректируя тем самым длительность соответствующего управляющего импульса.

Временные диаграммы, поясняющие суть нового метода симметрирования для ШИМ с модуляцией по переднему и заднему фронту приведены на рис. 1.

Совокупность причин, вызывающих несимметрию, может быть сведена к эквивалентной неодинаковости длительностей управляющих импульсов [4] и, как следствие, к неодинаковым задержкам на отключение. На рис. 1 разница в задержках на отключения обозначена $t_{\text{зад}}$. При этом без применения коррекции длительности управляющих импульсов одной диагонали имеют время t_1 , а другой диагонали: $t_1 + t_{\text{зад}}$. Однако, корректируя специальным образом наклон пилы, можно добиться выполнения условия: $t_2 + t_{\text{зад}} = t_1$, обеспечив тем самым равенство вольт-секундных интегралов и, как следствие, симметричный режим перемагничивания.

Для коррекции ОПН (с целью изменения крутизны соответствующего участка) предлагается времязадающий конденсатор ШИМ-контроллера C_i заряжать дополнительным током от блока симметрирования, как показано на структурной схеме, представленной на рис. 2.

Схема содержит следующие функциональные блоки:

- датчики тока ДТ1, ДТ2;
- фильтры низкой частоты ФНЧ1, ФНЧ2;
- узел рассогласования УР1, УР2;
- усилители сигналов рассогласования УСР1, УСР2;
- ключи Кл1 и Кл2, управляемые выходным напряжением ШИМ-контроллера;

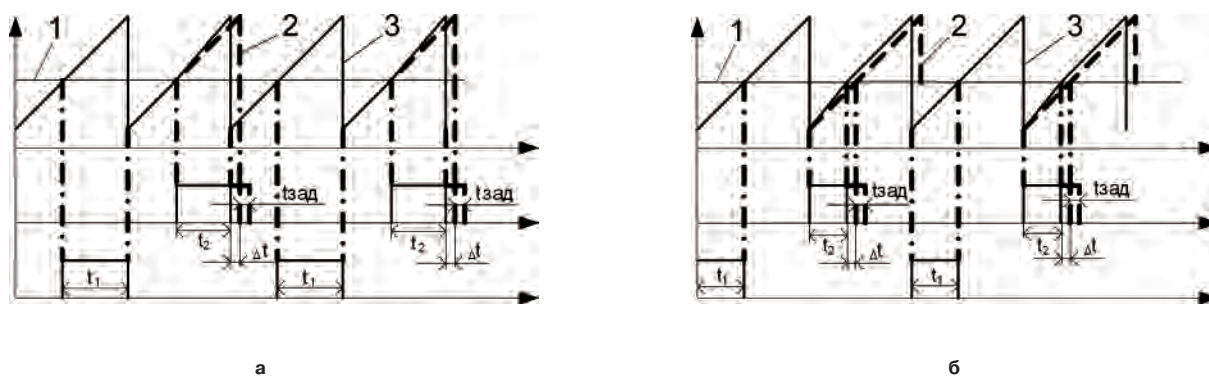


Рис. 1. Коррекция ОПН для ШИМ с модуляцией по переднему фронту (а) и по заднему фронту (б)

(1 – сигнал с выхода усилителя сигнала рассогласования; 2 – нескорректированное ОПН; 3 – скорректированное ОПН; t_1 – длительность управляющего импульса 1 диагонали; t_2 – длительность управляющего импульса 2 диагонали с учетом скорректированного ОПН; $t_{зад}$ – эквивалентное время задержки на отключение; Δt – разница длительностей нескорректированного и скорректированного управляющих импульсов, вызванное изменением наклона ОПН)

- токозадающий резистор $R_{зад}$.

Схема работает следующим образом. Информация о мгновенном значении тока каждой диагонали преобразователя снимается с датчиков тока ДТ1, ДТ2. Далее она поступает на соответствующие ФНЧ, с которых снимается информация о среднем значении токов в диагоналях и передается на узел рассогласования. Сигнал рассогласования поступает на вход соответствующего УСР. В случае если выходное напряжение УСР положительно, то в соответствующий полупериод времязадающий конденсатор C_i помимо основного зарядного тока, задаваемого резистором R_i , будет заряжаться дополнительным током от блока симметрирования через соответствующий ключ и времязадающий резистор $R_{зад}$.

Благодаря тому, что ключи Кл1, Кл2 управляются выходным напряжением ШИМ-контроллера, изменение наклона ОПН происходит именно в тот полупериод, который стремится вызвать магнитное насыщение сердечника. Благодаря дополнительному зарядному току время заряда конденсатора C_i уменьшается, а, следовательно, уменьшается и длительность соответствующего управляющего импульса. Как следствие происходит выравнивание вольт-секундных интегралов смежных полупериодов.

Следует отметить, что такое управление ключами Кл1, Кл2 позволяет обеспечить синхронизацию режимов работы блока симметрирования с блоком токовой защиты.

Для проверки предложенного метода было проведено натурное и компьютерное моделирование в системе OrCAD 9.2 с использованием ШИМ-контроллеров UC 1825 (с модуляцией по заднему фронту) и TL 494 (с модуляцией по переднему фронту). Моделирование преобразователя проводилось при наличии факторов, вызывающих несимметричное перемагничивание (в режиме асимметрии). Результаты моделирования подтвердили высокую эффективность предложенного метода. Отметим, что в моделях ШИМ-контроллеров, имеющихся в стандартных библиотеках OrCAD 9.2, частота жестко задается в параметрах контроллера, а не с помощью RC-элементов. Поэтому для получения достоверных результатов компьютерного моделирования структурные схемы этих ШИМ-контроллеры были созданы на стандартных элементах OrCAD 9.2. Частота в созданных ШИМ-контроллерах задается уже с помощью внешних RC-элементов, что позволило получить достоверные результаты при компьютерном моделировании.

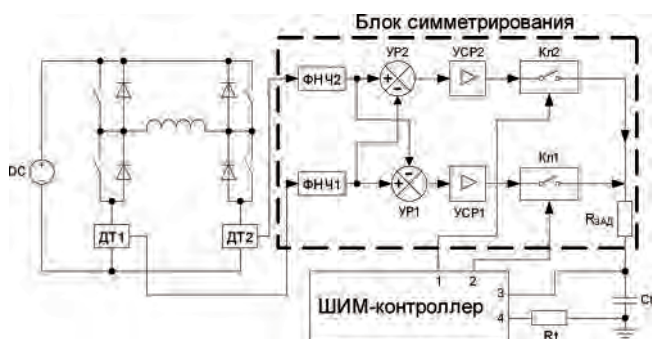


Рис.2 Структурная схема блока симметрирования в составе мостового преобразователя

(1, 2 – выходы управляющих импульсов ШИМ-контроллера; 3 – выход для времязадающего конденсатора; 4 – выход для времязадающего резистора)

Электрическая схема мостового преобразователя напряжения с дросселем постоянного тока во вторичной цепи и блоком симметрирования с коррекцией ОПН в соответствии со структурной схемой, показанной на рис. 2, представлена на рис. 3. Блок симметрирования включает в себя следующие элементы:

- ДТ1, ДТ2 на резисторах R22, R23;
- ФНЧ1 и ФНЧ2 на элементах R41, C14 и R42, C15;
- узлы рассогласования и УСР соответственно на операционных усилителях U3 и U4;
- управляемые ключи Кл1, Кл2 соответственно на транзисторах и диодах Q1, Q2, D9 и Q3, Q4, D10 соответственно;
- токозадающие элементы на резисторах R27, R40.

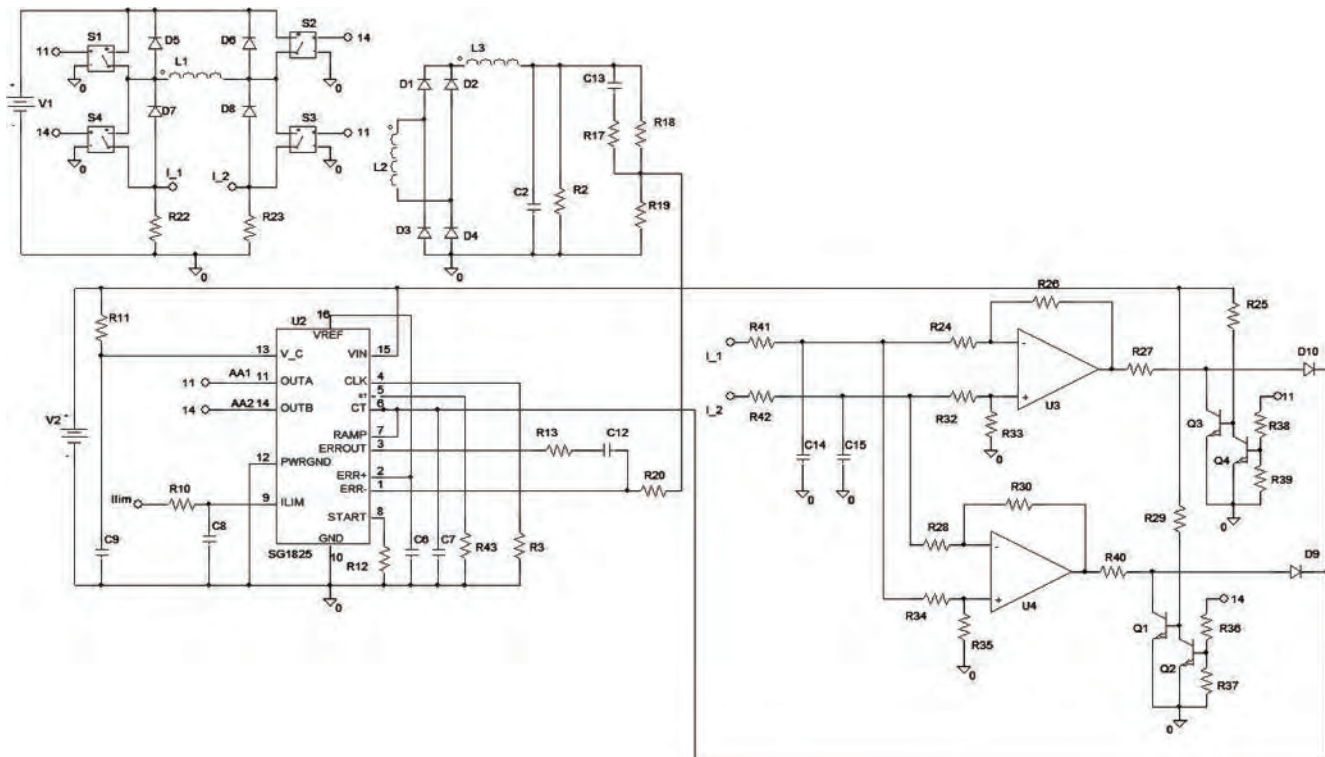


Рис. 3. Электрическая схема мостового преобразователя с симметрирующим контуром

Результаты моделирования представлены на рис. 4 и 5. Токи, протекающие через силовые ключи $S1$ и $S2$ (рис. 2), а также петля гистерезиса при наличии асимметрии и отсутствии симметрирующего контура показаны на рис. 4. Из рис. 4а видно, что режим перемагничивания несимметричен. При этом рабочая точка сердечника трансформатора достаточно глубоко заходит в область магнитного насыщения. Вследствие этого в конце полупериодов силовые транзисторы одной из диагоналей испытывают большие перегрузки по току (рис. 4б). Как показывает компьютерное моделирование и натурные эксперименты амплитуда бросков тока в конце полупериодов может в 5–7 раз превосходить амплитуду тока при симметричном перемагничивании сердечника. Броски тока сопровождаются также ухудшением электромагнитной совместимости преобразователя, понижением КПД и надежности.

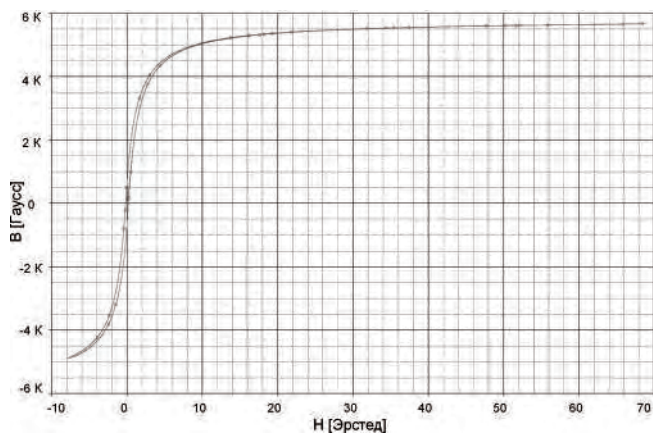
Рис. 5 демонстрирует работу мостового преобразователя при наличии асимметрии, но с использованием симметрирующего контура. Из рис. 5а видно, что перемагничивание происходит по симметричному циклу, благодаря наличию симметрирующего контура.

Токи, протекающие в диагоналях моста, представлены на рис. 5б. Благодаря наличию контура симметрирования они практически одинаковы, несмотря на присутствующую в схеме асимметрию. Отсутствие бросков тока в конце полупериодов также свидетельствует об эффективной работе контура симметрирования.

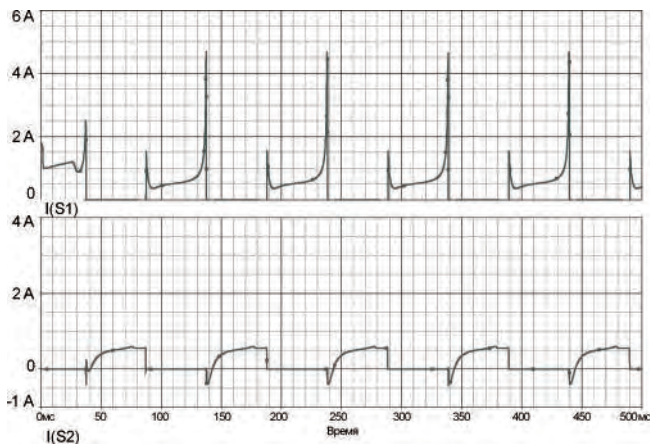
Результаты моделирования мостового преобразователя с ШИМ-контроллером $TL 494$ также полностью подтверждают высокую эффективность предложенного метода симметрирования.

Перечислим некоторые особенности рассмотренного метода симметрирования:

- благодаря наличию ФНЧ симметрирующий контур имеет высокую помехозащищенность;
- из-за наличия ФНЧ блок симметрирования обладает инерционностью;
- рассмотренный метод симметрирования может быть применен, как в одноканальных преобразователях, так и в многоканальных без каких-либо дополнений;
- предложенный метод симметрирования требует применения двух датчиков тока;
- предложенный метод симметрирования применим для любых двухтактных структур преобразователей (мостовых, полумостовых, со средней точкой, с дросселем постоянного в первичной цепи, с дросселем постоянного тока во вторичной цепи, с дросселем переменного тока);
- рассмотренный метод симметрирования остается работоспособным при модуляции, как переднего, так и заднего фронтов управляющих импульсов, а также при модуляции обоих фронтов;
- метод симметрирования сохраняет работоспособность как в номинальных, так в аварийных и переходных режимах;
- работа узла токовой защиты не оказывает влияния на работу блока симметрирования.



а



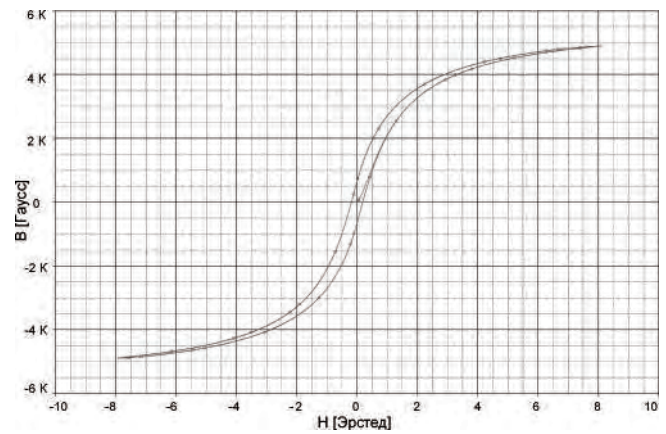
б

Рис. 4. Петля гистерезиса при работе преобразователя без симметрирующего контура (а); графики токов в ключах S1, S2 при работе преобразователя без симметрирующего контура (б)

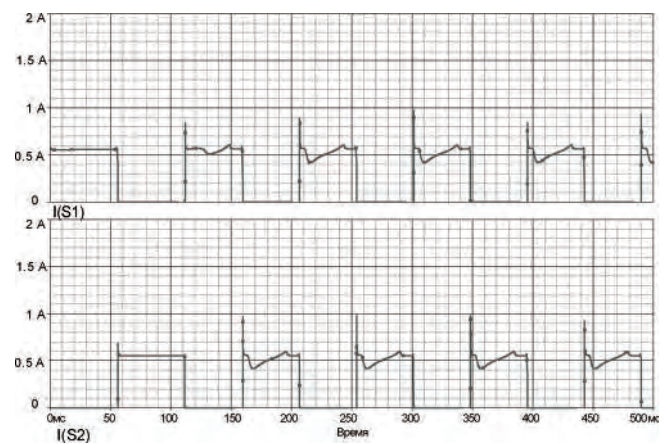
Необходимо отметить, что в рамках проведенных исследований вопрос обеспечения устойчивой работы преобразователя с описанным выше методом симметрирования не рассматривался.

Литература

1. Манбеков Д. Р., Шевцов Д. А. Симметрирование процесса перемагничивания сердечника двухтактного преобразователя в режиме *Current mode* // Практическая силовая электроника, № 1 (37), 2010. С. 33–36.
2. Манбеков Д. Р., Шевцов Д. А. Моделирование двухтактного преобразователя с ШИМ-регулирующим и контуром симметрирования по вольт-секундному интегралу // Практическая силовая электроника, № 4 (36), 2009. С. 45–48.
3. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Моделирование



а



б

Рис. 5. Петля гистерезиса при работе преобразователя с симметрирующим контуром (а); графики токов в ключах S1, S2 при работе преобразователя с симметрирующим контуром (б)

процессов несимметричного перемагничивания двухтактных ИВЭП // Практическая силовая электроника, № (30). 2008. С. 41–45.

4. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Сравнительный анализ и классификация методов симметрирования двухтактных преобразователей напряжения с ШИМ-регулирующим // Силовые транзисторные устройства. Выпуск 2. / Тематический сборник научных трудов. Под редакцией Е. В. Машукова М.: “Экон-Информ”, 2006. С.58–75.

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.

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 (желательно в формате **не выше MS Word 2003**) и бумажном видах.

Статья должна содержать:

- ✧ Ф.И.О. авторов на русском и английском языках;
- ✧ заголовок (на русском и английском языках);
- ✧ аннотацию (на русском и английском языках);
- ✧ текст с иллюстрациями, который может быть разбит на разделы;
- ✧ список литературы (если есть);
- ✧ информацию об авторе (авторах) (Ф.И.О., ученая степень, ученое звание, должность, название организации, телефон, адрес электронной почты).

Документы в электронном виде должны быть отправлены по e-mail: pse@mmp-irbis.ru или sin@mail.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 Equation (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 , $U_{упр1}$ 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