

10 июля 2009 года на 73 году ушел из жизни профессор кафедры “Микроэлектронных электросистем” Московского авиационного института (государственного технического университета) МАИ, заместитель главного редактора журнала “Практическая силовая электроника”, доктор технических наук **Геннадий Михайлович Малышков**.

Свою трудовую деятельность после службы в армии Г. М. Малышков начал в 1957 году на кафедре “Электрооборудования летательных аппаратов” МАИ (306), одновременно учась на вечернем отделении факультета № 3 МАИ. С этого времени вся его трудовая деятельность связана с МАИ, где он прошел путь от инженера учебной лаборатории до профессора — одного из ведущих специалистов в области силовой транзисторной электроники. Г. М. Малышков один из создателей современной теории транзисторных инверторов, автор и соавтор более 100 научных работ, в числе которых 7 монографий и более десятка учебных пособий, по которым обучаются многие поколения студентов и аспирантов. Результатами его научных исследований пользуется широкий круг специалистов в области транзисторной электроники.

Геннадий Михайлович всегда смело брался за решение новых сложных научных и технических проблем и доводил их до практических инженерных решений. Все эти решения отличались оригинальностью и своеобразием. Трудно перечислить количество научных и практических задач, которые он решил за время работы на кафедре.

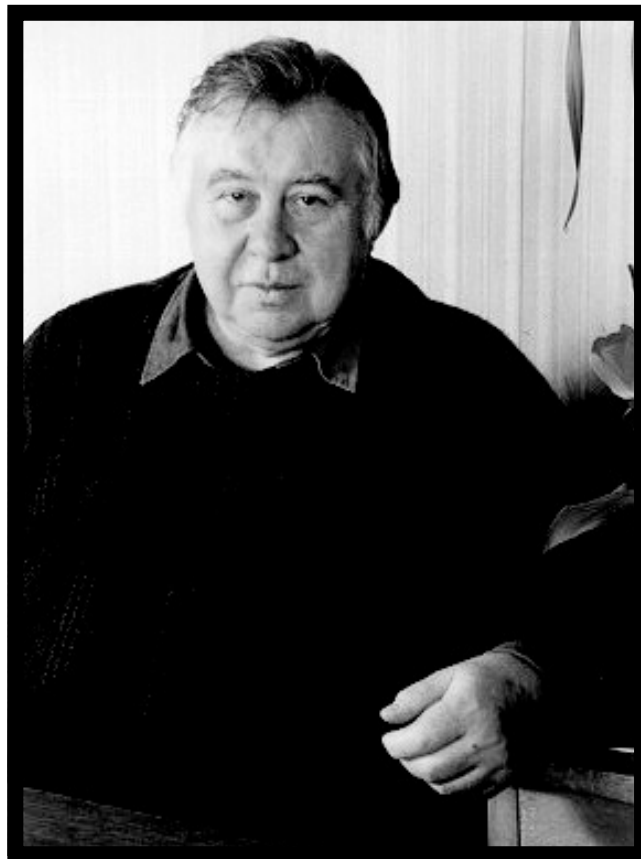
Широкая эрудиция в различных областях науки и техники, умение строго научно, и, в то же время, доступно излагать самые сложные разделы транзисторной электроники сделали его одним из лучших преподавателей МАИ.

В последние годы профессор Г. М. Малышков активно совмещал преподавательскую деятельность с работой в качестве научного консультанта в научно-производственной компании ЗАО “ММП-Ирбис”. Под его научным руководством и при непосредственном участии в компании создано новое поколение преобразователей электрической энергии различных типов и назначения с цифровым управлением, по своему качеству и параметрам не уступающих аналогичным изделиям известных зарубежных фирм.

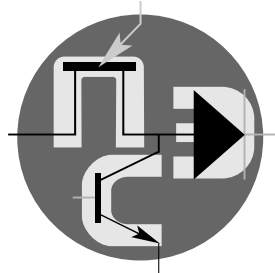
Журнал “Практическая силовая электроника”, одним из основателей которого был Геннадий Михайлович и который он редактировал в течение многих лет, стал одним из ведущих периодических изданий по преобразовательной технике.

Г. М. Малышков дал путевку в жизнь большому числу специалистов высшей квалификации. Более десятка его учеников работают в настоящее время как в области преобразовательной транзисторной электроники, так и в других областях науки и техники.

Память о Геннадии Михайловиче Малышкове навсегда сохранится в сердцах его учеников, друзей и коллег.



Малышков Геннадий Михайлович
29.03.1937—10.07.2009 гг.



Практическая силовая электроника

ISSN 1996-7888

№ 3 (35)/2009

Главный редактор

А. В. Лукин, д. т. н., профессор, академик АЭН РФ

Заместитель главного редактора

Г. М. Малышков, д. т. н., профессор

Технический редактор

В. В. Крючков, к. т. н., доцент

Редколлегия

В. Ф. Дмитриков, д. т. н., профессор

В. Г. Еременко, д. т. н., профессор

Ю. К. Розанов, д. т. н., профессор

И. Н. Соловьев, к. т. н., доцент

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

Издатель и учредитель — Закрытое Акционерное Общество «ММП-Ирбис».

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

При перепечатке ссылка на журнал «Практическая силовая электроника» обязательна.

За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет.

Отпечатано в ООО «Типография АРЕС», г. Москва, Остаповский проезд, д. 5, стр. 6

Подписано в печать 02.09.2009. 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
УДК 621.314

Дополнительная информация о журнале «ПСЭ»:

www.mmp-irbis.ru

Содержание

<i>Г. М. Малышков</i>	Параллельная работа инверторов	3
<i>А. В. Лукин, М. Ю. Кастров</i>	Обеспечение минимальной фильтрации за счет управления пульсациями (Практический подход к разработке предварительных регуляторов с коррекцией коэффициента мощности в граничном режиме)	9
<i>С. В. Аверин, Д. В. Жикленков, Е. И. Ходырев</i>	Понижающе-повышающий преобразователь постоянного напряжения	21
<i>Б. Н. Карзов, М. Ю. Кастров, И. Н. Соловьев</i>	ККМ в граничном режиме для удовлетворения требований к повышенному КПД	25
<i>Л. И. Цытович, М. М. Дудкин, А. В. Качалов</i>	Числоимпульсные фазосдвигающие устройства для систем импульсно-фазового управления тиристорными преобразователями	28
<i>В. В. Макаров, Ю. Г. Следков</i>	Разработка автономного обратного преобразователя при использовании силового ключа <i>FPS</i>	34
<i>Д. Р. Манбеков, Д. А. Шевцов</i>	Обеспечение симметричного перемагничивания сердечника трансформатора в двухтактных преобразователях напряжения с управлением по вольсекундному интегралу	41
<i>В. В. Крючков</i>	Цифровое управление однофазным инвертором напряжения для работы с возобновляемым источником энергии	45
<i>М. Ю. Кастров</i>	Причины ограничения выходного напряжения понижающих преобразователей постоянного напряжения	50

Г. М. Мальшков

ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ИНВЕРТОРОВ

Для обеспечения стабильной работы системы параллельно включенных инверторов крайне важно эффективно ограничивать уравнивающий ток. Подробно исследованы режимы параллельной работы инверторов. На основе теоретического анализа рассмотрены существующие способы обеспечения идеального режима параллельной работы инверторов. Рассмотрен новый критерий для обеспечения идеального режима параллельной работы инверторов, при котором отсутствует уравнивающий ток. Такой режим возможен только тогда, когда выходные напряжения инверторов имеют одинаковые частоту, фазу и амплитуду. При этом режимы модуляции инверторов должны быть однородными. Понятие «однородной модуляции» и соответствующее ему решение задачи обеспечения параллельной работы инверторов подтверждены с помощью моделирования и экспериментальных исследований.

Вследствие того, что достаточно часто предельные параметры переключающих устройств ограничиваются по технологическим или экономическим соображениям, для увеличения производительности систем, где требуются инверторы большой мощности, применяется хорошо известный способ параллельного включения инверторов [1–11]. Идеальный режим работы системы параллельно включенных инверторов обеспечивается при отсутствии уравнивающих токов, протекающих между инверторами. Традиционное решение проблемы уравнивающих токов для обеспечения идеального режима работы параллельно включенных инверторов широко освещено в литературе. В дальнейшем для удобства будем называть его *способ А*. При таком способе уравнивающие токи будут отсутствовать в случае, когда выходные напряжения инверторов имеют одинаковые частоты, фазы и амплитуды [12–18].

Однако в целом ряде случаев, уравнивающие токи между параллельно включенными инверторами существуют даже при равенстве амплитуд, частот и фаз выходных напряжений инверторов. Они вызваны разницей мгновенных значений выходных напряжений инверторов. Таким образом, *способ А* неполон и имеет ряд ограничений. На основе теоретического анализа в статье представлен новый способ, который будем называть *способ В*, позволяющий более детально описать идеальный режим работы системы параллельно включенных инверторов, за счет ведения понятия «однородной модуляции».

Проблема уравнивающего тока при параллельном включении инверторов

Принципы работы однофазных и трехфазных инверторов при параллельном включении одинаковы.

Упрощенная схема параллельно включенных однофазных инверторов показана на рис. 1.

Величина уравнивающего тока определяется соотношением

$$i_0 = \frac{i_1 - i_2}{2}. \quad (1)$$

Для схемы, показанной на рис. 1, можно записать следующие уравнения

$$U_n = U_1 \left(1 - \frac{Z_1}{Z_1 + Z_n \parallel Z_2} \right) + U_2 \left(1 - \frac{Z_2}{Z_2 + Z_n \parallel Z_1} \right); \quad (2)$$

$$i_1 = \frac{U_1 - U_n}{Z_1}; \quad (3)$$

$$i_2 = \frac{U_2 - U_n}{Z_2}. \quad (4)$$

Полагая $Z_1 = Z_2 = Z$ и решая совместно (2)–(4), получаем

$$U_n \approx \frac{U_1 + U_2}{2}; \quad (5)$$

$$i_0 = \frac{U_1 - U_2}{2Z} = \frac{\Delta U}{2Z}. \quad (6)$$

Из выражения (6) видно, что уравнивающий ток зависит от величин импедансов перераспределения токов и разности выходных напряжений инверторов. В тоже время, он не зависит от импеданса нагрузки. Разности фаз и амплитуд выходных напряжений будут вызывать уравнивающий ток.

Таким образом, *способ А* может быть получен из (6), т. е. уравнивающий ток между параллельно включенными инверторами будет отсутствовать, когда по отдельности их выходные напряжения имеют одинаковые частоту, фазу и амплитуду. В действительности, параметры модуляции инверторов могут отличаться, т. е. может существовать разность между

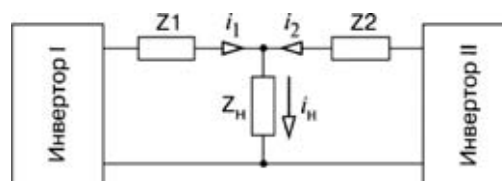


Рис. 1. Упрощенная схема параллельно включенных инверторов: Z_1 и Z_2 – импедансы перераспределения тока; Z_n – импеданс нагрузки; U_1 и U_2 – выходные напряжения инверторов; U_n – напряжение нагрузки; i_1 и i_2 – выходные токи инверторов; i_n – ток нагрузки

мгновенными значениями выходных напряжений, что приведет к возникновению уравнительного тока. Для обеспечения устойчивой работы системы параллельно включенных инверторов необходимо глубже изучить причины возникновения уравнительного тока.

Понятие “однородной модуляции”

Будем рассматривать инвертор, работающий в режиме синусоидальной ШИМ (ШИМ-СИН). Форма напряжения режима ШИМ-СИН с амплитудой импульсов, равной $E_n/2$, на выходе инвертора показана на рис. 2. В общем случае формируется напряжение состоящее из p импульсов на половине периода основной гармоники. Несмотря на то, что длительности импульсов изменяются по синусоидальному закону, расстояние между соседними импульсами остаются неизменными и равными периоду пилообразного напряжения. Таким образом, фазовые координаты центров импульсов можно определить по соотношению

$$\beta_i = \frac{i\pi}{p}. \quad (7)$$

В некоторых случаях момент пересечения модулирующей синусоидальной функцией нуля не совпадает с моментом достижения нулевого значения пилообразной несущей. Таким образом, между ними существует промежуток, равный β_0 радиан. Для этого случая выражение (7) преобразуется к виду

$$\beta_i = \frac{i\pi}{p} - \beta_0, \quad (8)$$

где $\beta_0 \in [0, \pi/(2N)]$. $\beta_0 = \pi/(2N)$, когда модулирующая функция достигает нулевого значения, а несущая достигает максимального значения.

В спектре выходного напряжения, обладающего свойством четвертьволновой симметрии, присутствуют только нечетные синусоидальные составляющие. Следовательно, разложение в ряд Фурье такого напряжения будет иметь вид

$$u(t) = \sum_{q=1}^{\infty} U_{nm} \sin(q\omega_1 t), \quad (9)$$

где $q = 1, 3, 5, \dots$;

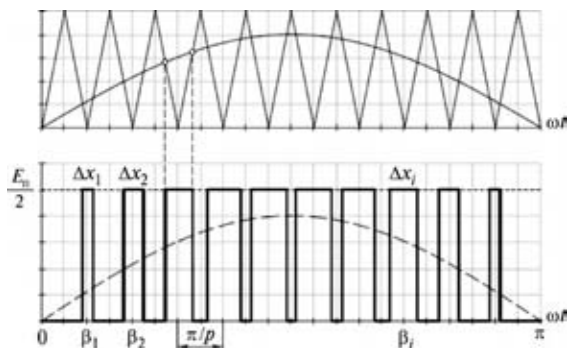


Рис. 2. Принцип однополярной синусоидальной ШИМ

$$U_{qm} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} u(t) \sin(q\omega_1 t) d(\omega_1 t). \quad (10)$$

Чтобы представить $u(t)$ в виде p прямоугольных импульсов, сначала необходимо определить угловые координаты начала и конца каждого импульса. Задавшись эталонной модулирующей функцией вида $u(t) = U_m \sin(\omega t)$, на основе принципа равенства площади прямоугольного импульса и соответствующей площади под синусоидальной кривой можно рассчитать ширину каждого импульса как

$$\Delta x_i \approx \frac{2\pi U_m \sin(\beta_i)}{U_n p}, \quad (11)$$

где E_n – напряжение питания силового каскада.

Таким образом, координаты начала и конца импульса определяются следующим образом:

$$\alpha_{ин} = \beta_i - \frac{\Delta x_i}{2}; \quad \alpha_{к} = \beta_i + \frac{\Delta x_i}{2}. \quad (12)$$

Подставив (12) в (10), получаем

$$U_{qm} = \frac{2E_n}{q\pi} \sum_{i=1}^p \left[\sin(q\beta_i) \sin\left(\frac{q\Delta x_i}{2}\right) \right]. \quad (13)$$

Подстановка (13) в (9) дает

$$u(t) = \frac{2E_n}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{q} \sum_{i=1}^p \left[\sin(q\beta_i) \sin\left(\frac{q\Delta x_i}{2}\right) \right] \sin(q\omega_1 t) \right\}. \quad (14)$$

Амплитуду основной гармоники (U_{1m}) можно рассчитать, положив в (13) $q = 1$. Поскольку обычно p достаточно велико, величина Δx_i достаточно мала, и можно положить $\sin(\Delta x_i/2) = \Delta x_i/2$. Тогда выражение (14) для амплитуды основной гармоники примет вид

$$U_{1m} = \frac{2E_n}{\pi} \sum_{i=1}^p \left(\frac{\Delta x_i}{2} \sin\beta_i \right). \quad (15)$$

Подставив (11) в (15), получим

$$U_{1m} = U_m \left[1 - \frac{1}{q} \sum_{i=1}^p \cos(2\beta_i) \right]. \quad (16)$$

За исключением случая, когда $p = 1$, тригонометрический ряд, ограниченный p членами, удовлетворяет следующему условию

$$\sum_{i=1}^p \cos(2\beta_i) = 0, \quad (17)$$

Следует отметить, что $p = 1$ не имеет смысла. Подставив (17) в (16), получаем

$$U_{1m} = U_m. \quad (18)$$

Из выражения (18) видно, что гармоники с номерами, меньшими $2p - 1$, могут быть эффективно исключены, если индуктивность нагрузки инвертора достаточно велика. При этом будет существовать

только основная гармоника выходного напряжения, что можно представить как

$$u(t) = U_m \sin(\omega_1 t). \quad (19)$$

Из выражений (18) и (19) можно сделать следующие выводы.

- Если два не соединенных параллельно инвертора имеют одинаковую структуру, параметры схемы и эталонное модулирующее напряжение, амплитуды основных гармоник выходных напряжений этих инверторов одинаковы. При этом, если их нагрузка одинакова и носит существенно индуктивный характер, то разность между выходными токами инверторов будет отсутствовать;
- Основная гармоника выходного напряжения по форме практически совпадает с синусоидальной формой эталонного модулирующего напряжения. Таким образом, согласно способу *A* выходные напряжения инверторов должны иметь одинаковые частоту, фазу и амплитуду. Это подразумевает, что частоты, фазы и амплитуды эталонных модулирующих напряжений инверторов также должны быть одинаковыми.
- Выражения (18) и (19) не содержат параметров несущих сигналов. Поскольку параметры как несущей, так и модулирующей функций являются необходимыми для описания режима ШИМ и программирования цифровых контроллеров, их необходимо учитывать при параллельной работе инверторов. Таким образом, выражения (18) и (19) непригодны при анализе параллельной работы инверторов. Такой анализ должен проводиться на основе выражения (6).

Параметры модуляции параллельно работающих инверторов могут немного отличаться, например по разности времен паузы и фазе несущей функции. Например, в предположении, что фазовые углы несущей функции имеют значения β_1 и β_2 , разность фаз несущих функций определится как

$$\Delta\beta = |\beta_1 - \beta_2| \in \left[0, \frac{\pi}{2p} \right], \quad (20)$$

где $\Delta\beta = \pi/(2p)$ – максимальная величина разности фаз.

Согласно (18) и (19) $\Delta\beta$ не оказывает никакого влияния, т. е. основные гармоники выходных напряжений инверторов по-прежнему будут одинаковыми.

Именно с помощью выражения (6) можно определить будет ли в системе параллельно работающих инверторов существовать уравнивающий ток, или нет. Выражение (14) показывает, что выходное напряжение инвертора представляет собой квазисинусоидальное напряжение, состоящее из последовательности прямоугольных импульсов. Фактически, точного совпадения суммируемых мгновенных значений выходных напряжений инверторов не будет никогда, из-за наличия отклонений в параметрах модуляции. Мак-

симальная разность выходных напряжений инверторов равна $E_n/2$. Таким образом, уравнивающий ток присутствует в системе параллельно работающих инверторов даже в том случае, даже если эталонные модулирующие функции имеют одинаковую частоту, фазу и амплитуду.

Совершенно понятно, что согласно выражениям (6) и (14) уравнивающие токи в системе параллельно работающих инверторов будут отсутствовать только тогда, когда мгновенные значения выходных напряжений при суммировании точно совпадают в любой момент времени. Должны быть одинаковыми не только частота, фаза и амплитуда эталонных модулирующих функций, но и несущие функции также должны иметь эти параметры одинаковыми. Разность фаз часто образуется вследствие отсутствия синхронизации несущих напряжений. Должны быть одинаковыми и некоторые другие параметры модуляции, например, установка времени запаздывания.

Состояние, при котором все параметры модуляции одинаковы называется в этой статье “однородной модуляцией”. По сравнению со способом *A*, предполагающим равенство амплитуд, фаз и частот эталонных моделирующих функций, для реализации способа “однородной модуляции” необходимо также равенство амплитуд, фаз и частот несущих напряжений, а также времен запаздывания.

Таким образом, рассматриваемый способ обеспечения идеальной работы системы параллельно включенных инверторов, названный способ *B*, для отсутствия уравнивающего тока требует равенства параметров модулирующих функций (фазы, амплитуды и частоты) и наличия “однородной модуляции”. Способ *B* применим ко всем параллельно работающим инверторам со схемой управления на основе цифрового микроконтроллера, работающим в режимах ШИМ-СИН, пространственно-векторной ШИМ (по своей природе представляющей собой ШИМ-СИН) и векторного управления.

Результаты моделирования

При предположении, что оба инвертора работают в режиме двухполярной ШИМ, а их модулирующие функции точно накладываются друг на друга, а несущие не накладываются, существует время задержки между несущими функциями первого и второго инверторов (рис. 3).

Модель двух трехфазных инверторов для исследования параллельной работы, параметры которой приведены в таблице 1, создана с помощью программы *MATLAB*. Оба инвертора работают в режиме двухполярной ШИМ-СИН. Результаты моделирования токов фаз *A* обоих инверторов показаны на рис. 4. Модель двух параллельно работающих инверторов также построена согласно рис. 1 (ее параметры также приведены в таблице 1). Оба инвертора такие же, как несоединенные инверторы и работают в режиме двухполярной ШИМ-СИН. Результаты моделирования

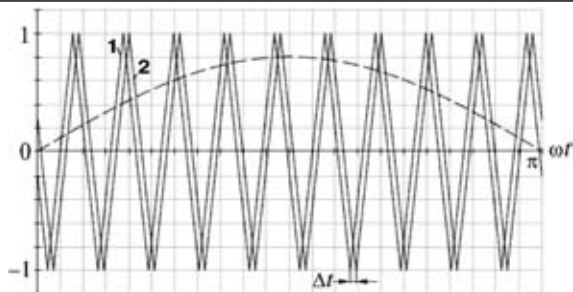


Рис. 3. Биполярная ШИМ-СИН двух инверторов

уравнительного тока в системе параллельно включенных инверторов показаны на рис. 5.

Таблица 1

Режим работы	Несоединенные инверторы	Включенные параллельно
	Двухполярная ШИМ-СИН	Двухполярная ШИМ-СИН
Частота несущей функции, кГц	1950	1950
Задержка (Δt), мкс	1	1 (а), 0 (б)
Индуктивность нагрузки, мГн	5,8	7,4
Сопrotивление нагрузки, Ом	5,7	2,88

Результаты моделирования показывают, что при “однородной модуляции” уравнительные токи отсутствуют случай (б) из таблицы 1 и рис. 4, кривая $i_1 - i_2$.

Из рис. 4 видно, что при задержке между несущими функциями инвертора I и инвертора II $\Delta t = 1$ мкс (рис. 3) выходные токи/напряжения инверторов полностью накладываются друг на друга и имеют равные частоты, фазы и амплитуды, поскольку индуктивности нагрузки инверторов достаточно велики. Уравнительные токи в системе отсутствуют, если она создана на основе этих двух инверторов согласно способу А.

Результаты моделирования, показанные на рис. 5, получены при следующих условиях: индуктивности

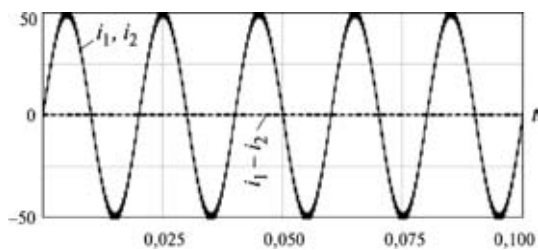
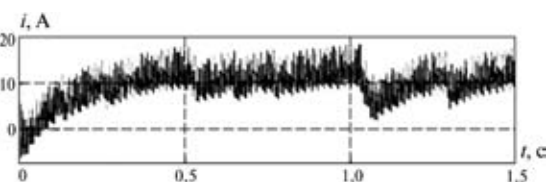


Рис. 4. Выходные токи неподсоединенных инверторов

Рис. 5. Уравнительный ток системы параллельно включенных инверторов при $\Delta t = 1$ мкс

перераспределения тока равны 0,4 мГн каждая, а несущие функции обоих инверторов не накладываются друг на друга, т. е. инверторы работают не в режиме “однородной модуляции”. При отсутствии индуктивностей перераспределения тока уравнительных ток очень большой. Это доказывает, что если параллельно включенные инверторы работают не в режиме “однородной модуляции”, между ними будет протекать уравнительный ток, даже если по отдельности выходные напряжения/токи этих инверторов имеют одинаковые частоты, фазы и амплитуды. Если параллельно включенные инверторы работают в режиме “однородной модуляции”, уравнительный ток в них будет отсутствовать (рис. 4, кривая $i_1 - i_2$).

Результаты моделирования подтверждают, что способ А неполон и имеет ограничения. Те же результаты показывают, справедливость предварительно выполненных теоретических выкладок, описывающих способ В.

Результаты эксперимента

Упрощенная схема двух параллельно соединенных инверторов, силовые части которых выполнены на IGB-транзисторах, показана на рис. 6. Оба инвертора питаются входным напряжением 30 В. Поскольку согласно (б) сопротивление нагрузки не оказывает никакого влияния на уравнительный ток, его наличие в схеме не имеет никакого значения. Полный импеданс контура протекания уравнительного тока определяется как $Z = Z_1 + Z_2$, при этом $L = L_1 = L_2 = 75,9$ мГн, а $R = R_1 = R_2 = 200$ Ом. Оба инвертора работают в режиме однородной ШИМ-СИН.

Для того, чтобы наблюдать работу системы параллельно включенных инверторов при отсутствии однородной модуляции, контроллеры инверторов запрограммированы по-разному. Сигналы управления верхними ключами и их разности показаны на рис. 7. Здесь С1 и С2 сигналы управления для реализации режима ШИМ-СИН, а С1 - С2 их разность. Из рис. 7 видно, что в любой момент времени длительности управляющих импульсов отличаются.

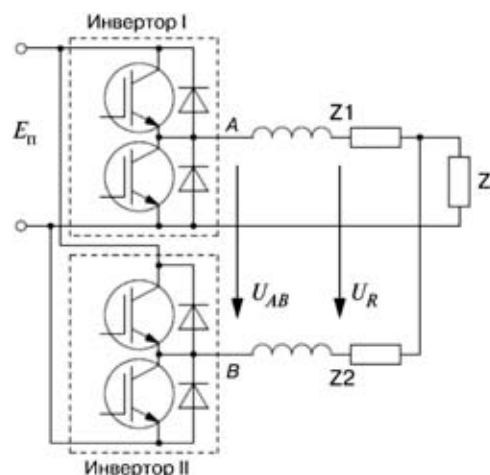
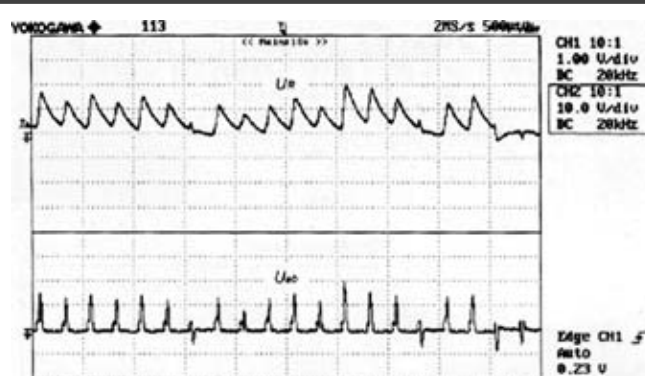


Рис. 6. Прототип системы параллельно включенных инверторов



Рис. 7. Сигналы управления обоими инверторами и их разность

Рис. 8. Формы напряжений U_R и U_{AB}

Результаты экспериментального исследования параллельной работы инверторов показаны на рис. 8. Максимальное значение U_R составляет 2 В. Напряжение U_{AB} — разность выходных напряжений обоих инверторов, которая в данном случае представляет собой протекающий в контуре уравнительного тока, поскольку форма уравнительного тока точно такая же, отличие только в амплитудах. В данном случае уравнительный ток имеет небольшую величину вследствие большой величины импеданса выравнивания токов. Если этот импеданс будет иметь значительно меньшую величину или вообще отсутствовать, то при такой разности напряжений уравнительный ток будет существенно большим. Однако уравнительного тока не будет вообще, если инверторы управляются одинаковыми сигналами.

Приведенные результаты экспериментальных исследований показывают, что если включенные параллельно инверторы не работают в режиме однородной модуляции, между ними обязательно будет протекать уравнительный ток, независимо от того одинаковы ли по отдельности фазы, частота и амплитуда выходного напряжения/тока каждого инвертора. Чтобы избавиться от этого, при параллельной работе инверторов необходимо синхронизировать для обеспечения режима однородной модуляции.

Однородная модуляция в системе управления движением

При работе параллельно включенных инверторов в системе управления движением для регулирования

скорости вращения двигателя необходимо обеспечить напряжения переменной частоты. Таким образом, частота выходного напряжения инверторов должна быть низкой при пуске двигателя, а затем она должна медленно повышаться для обеспечения устойчивой работы двигателя. В распределенной системе управления движением, построенной на основе метода интеграции, каждый инвертор имеет собственный контроллер, и связь между инверторами осуществляется при помощи обмена информацией между этими контроллерами. При этом, необходимо выполнение требования работы инверторов в режиме однородной модуляции.

Пример схемы системы для моделирования режима однородной модуляции при параллельной работе инверторов с переменной частотой приведен на рис. 9. Схема модели имеет следующие особенности: режим работы — ШИМ-СИН; начальная скорость двигателя 1725 об/мин, а ожидаемая окончательная скорость 1500 об/мин. Уравнительный ток в системе будет отсутствовать, если оба контроллера получают общую команду управления, и силовые ключи будут переключаться одновременно. Контроллеры модели преднамеренно не получают синхронно такой сигнал, что означает отсутствие управления для обеспечения однородной модуляции. Результаты моделирования приведены на рис. 10. Сравнение рис. 10а и 10б показывает, что при увеличении разности времен включения контроллеров увеличивается уравнительный ток.

Видно, что, если параллельно работающие инверторы не работают в режиме однородной модуляции,

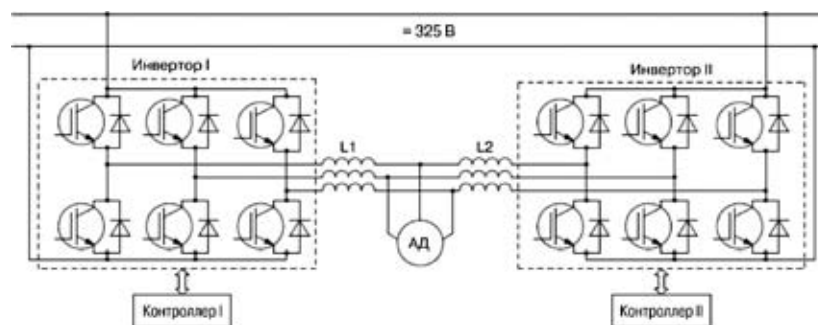


Рис. 9. Схема модели параллельной работы инверторов при питании асинхронного двигателя: АД — асинхронный двигатель (мощность 3 л. с., напряжение питания 220 В, $T_m = 11,9$ н/м); $L_1 = L_2 = 0,4$ мГн

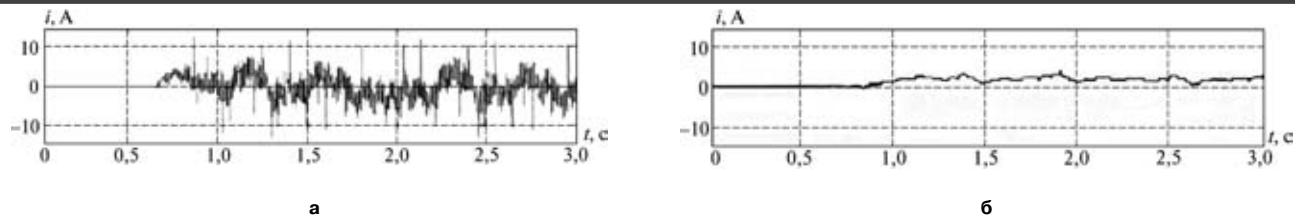


Рис. 10. Результаты моделирования параллельной работы инверторов:
а – время запуска $t_1 = 0,6$ с, $t_2 = 0,60001$ с; б – время запуска $t_1 = 0,6$ с, $t_2 = 0,60001$ с

при изменении частоты для регулирования скорости вращения в системе существует уравнивающий ток. Аналогичная проблема существует при пуске системы. Для обеспечения одновременной работы всех инверторов системы при параллельной работе необходима одновременная подача сигналов пуска и управления на все инверторы.

Выводы

Введено понятие “однородной модуляции”. Представлен новый способ обеспечения параллельной работы инверторов. Новый способ и теоретические выводы подтверждены результатами моделирования и экспериментальными исследованиями. Новый способ более полон для анализа уравнивающих токов в системе параллельно включенных инверторов. Такой способ позволяет заново взглянуть на проблему ограничения уравнивающих токов при параллельной работе инверторов.

Литература

1. De Brabandere, B. Bolsens, J. Van Den Keybus, A. Woyte, J. Driesen, and R. Belmans. A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Interters. – IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, No 4, pp. 1107–1115, Jul. 2007.
2. K. Piboonwattanakit, and W. Khan-Ngem. Design of the Two Parallel Inverter Modules by Circular Control Technique. – Proc. 7th Int. Conf. Power Electron Drive Syst., 2007 (PEDS 2007), pp. 1518–1522.
3. H. Ju, M. Ding, J. Su, Y Du, and L. Chang. Communicationless Parallel Inverters Based on Inductor Current Feedback Control. – Proc. 22nd Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. (APEC 2007), Anaheim, CA, pp. 1385–1389.
4. T. F. Wu, H. M. Hsieh, H. S. Nien, Y. E. Wu, and Y. K. Chen. A Voltage Error-Sharing Scheme for Parallel-Inverter Systems to Improve Weighing Current Distribution and Dynamic Response. – Proc. 21st Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo 2006 (APEC 2006), Anaheim, CA, pp. 1723–1729.
5. K. D. Wu, J. C. Wu, H. L. Jou, C. Y. Chen, and C. Y. Lyn. Simplified Control Method for Parallel-Connected DC/AC Inverters. – Proc. Inst. Electr. Eng. Electr. Power Appl., vol. 153, pp. 787–792, 2006.
6. Q. Zhao, Z. Chen, and W. Wu. Improved Control for Parallel Inverter With Current-Sharing Control Scheme. – Proc. CES/IEEE 5th Int. Power Electron. Motion

Control Conf., 2006 (IPEMC 2006), pp. 1–5.

7. S. Xiao, W. Lik-Kin, L. Yim-Shu, and X. Dehong. Design and Analysis of an Optimal Controller for Parallel Multi-Inverter Systems. – IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs, vol.53, No 1, pp. 56–61, Jan. 2006.

8. J. M. Guerrero, L. G. Vicuna, J. Matas, M. Castilla, and J. Miret. A Wireless Controller To Enhance Dynamic Performance of Parallel Inverters In Distributed Generation Systems. – IEEE Trans. Power Electron., vol 19, No 5, pp. 1205–1213, Sep. 2004.

9. J. Tan, J. Zhang, and I. Ying. A Novel Load Sharing Control Technique For Parallel Inverters. – Proc. 2003 IEEE 34th Annu. Power Electron. Spec., Conf. 2003 (PESC 2003), pp. 1432–1437.

10. L. Chen, L. Xiao, W. Hu, and Y. Yan. Application of Coupled Inductors In Parallel Inverter System. – Proc. 6th Conf. Electr. Mach. Syst., 2003, (ICEMS 2003), pp. 398–401.

11. T. F. Wu, H. M. Hsieh, and Y. E. Wu. Parallel-Inverter System With Failure Isolation and Hot-Swap Features. – IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 43, No 5, pp. 1329–1340, Sep./Oct. 2007.

12. T. P. Chen. Circulating Zero-Sequence current Control of Parallel Three-Phase Inverters. – Proc. Inst. Electr. Eng. Electr. Power Appl., vol. 153, pp. 282–288, 2006.

13. J. C. Yeong and E. K. K. Sing. A Novel Communication Strategy For Decentralized Control of Parallel Multi-Inverter Systems. – IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, No 1, pp. 148–156, 2006.

14. X. Sun, Y. S. Lee, and D. H. Xu. Modeling, Analysis, and Implementation of Parallel Multi-Inverter Systems with Instantaneous Average-Current-Sharing Scheme. – IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, No 3, pp. 844–856, 2003.

15. A. Taluhdar, J. Hua, and T. Unger. Control of Parallel Inverters in Distributed AC Power Systems With Consideration Of Line Impedance Effect. – IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 36, No 1, pp. 131–138, Jan./Feb. 2000.

16. Y. Wu and J. L. Guo. Parallel Operation Of Inverters Based On Non-Master-Slave and Digital Current Sharing. – Power Electron. vol. 4, pp. 31–34, 2005.

17. Q. G. Song, C. C. Qi, G. S. Yao, and Y. P. Zhong. Study of Parallel operation of Static Variable-Frequency Inverter. – Power Electron. vol. 2, pp. 26–28, 2001.

18. J. L. Xu, W. Zhang, Y. J. Xue, and Y. X. Xie. Load Current Sharing of the Inverters Under Parallel Operation. – Power Supply Technol, Appl., vol. 6, pp. 249–252, 2001.

А. В. Лукин, М. Ю. Кастров

ОБЕСПЕЧЕНИЕ МИНИМАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ЗА СЧЕТ УПРАВЛЕНИЯ ПУЛЬСАЦИЯМИ

(Практический подход к разработке предварительных регуляторов с коррекцией коэффициента мощности в граничном режиме)

Основным ограничением применения корректоров коэффициента мощности (ККМ) в граничном режиме является наличие больших по уровню пульсаций входного тока, что требует применения входных мостовых фильтров больших габаритов для удовлетворения требований по подавлению электромагнитных помех. Способ управления пульсациями, позволяющий снизить пульсации тока дросселя (теоретически до нуля) может быть крайне полезен при необходимости снижения габаритов входного мостового фильтра для любого вида автономных импульсных преобразователей. В частности, в ККМ на выходе мостового выпрямителя отсутствует электролитический конденсатор. В статье приведены теоретические основы рассмотренного способа, а также рекомендации по практическому применению.

Магнитно связанные устройства известны с первых дней развития электроники, а их применение в мощных импульсных схемах относится к началу 70-х годов прошлого века, начиная с преобразователя Кука, откуда пошло название “магнитная интеграция”. Такой способ позволял объединить дроссели и трансформаторы в единую физическую структуру для снижения числа компонентов схемы без существенного ухудшения характеристик преобразователя, а в ряде случаев даже их улучшал.

Впервые нулевые пульсации тока были обнаружены Куком во время исследований преобразователя, названного его именем. Способ, реализуемый на основе этого явления, получил название “управление пульсациями” (*ripple steering*) или “компенсация пульсаций” (*ripple cancellation*). Несмотря на его полезность, до настоящего времени он не получил широкого распространения, которого можно было ожидать. Помимо хорошего и полного описания, в [1] приведена интересная история рассматриваемого вопроса и библиографический список по нему.

Применение явления тока с нулевыми пульсациями в импульсных преобразователях, где существуют по крайней мере две причины снижения пульсаций тока в дросселе, представляет существенный интерес. Во-первых, за счет этого снижается перегрузка на конденсаторах преобразователя, что приводит к снижению связанных с ней потерь мощности, а также понижаются по фильтрации. Во-вторых, и зачастую это более важно, в большинстве структур преобразо-

вателей присутствует пульсирующий ток либо входной, либо выходной, либо оба вместе, а также в большинстве преобразователей необходим низкий уровень кондуктивных помех, для удовлетворения требований по электромагнитным помехам (ЭМП) на входе или в нагрузке.

Обычно этот вопрос решается путем введения дополнительных LC-фильтров, влиянием которых на общие размеры и стоимость преобразователя ни в коем случае нельзя пренебрегать, не говоря уже о возникающих вопросах устойчивости, если разработка была не слишком тщательной. В автономных преобразователях при жестких требованиях по электромагнитной совместимости на величину кондуктивных и излучаемых помех, способ управления пульсациями, позволяющий обеспечить входной ток практически без пульсаций, может дать существенный выигрыш. За счет почти полного исключения дифференциальных кондуктивных помех такой способ позволяет снизить сложность и габариты входного фильтра, особенно его мостовую часть (конденсаторы и дроссели).

Уменьшение емкости конденсаторов фильтра дает дополнительную выгоду при разработке преобразователей, когда введены ограничения на потребление энергии в режиме ожидания – эти конденсаторы вызывают протекание в фильтре больших по величине реактивных токов, что приводит к нежелательному повышению потерь (до 0,1 Вт или более в сетях с повышенными напряжениями). Кроме того, разрядные резисторы, включаемые параллельно конденсаторам в целях безопасности, могут иметь более высокие номиналы. В результате все эти потери будут снижены.

Среди всех автономных преобразователей в ККМ возникают наибольшие проблемы фильтрации ЭМП. Несмотря на то, что входной ток таких преобразователей не носит импульсного характера, что позволяет минимизировать амплитуды высокочастотных гармоник, в ККМ на выходе мостового выпрямителя отсутствует электролитический конденсатор, вследствие чего появляется возможность прохождения дифференциальных помех большой величины, а это, в свою очередь, требует установки габаритных мостовых фильтров ЭМП.

Одним из преобразователей напряжения, в котором также легко можно реализовать способ компен-

сации пульсаций – это повышающий преобразователь. Конечно он реализуется труднее, чем в случае преобразователей Кука или *SEPIC*, имеющих по своей структуре два дросселя, которые можно расположить на одном магнитном сердечнике. Однако по степени сложности реализации метода за этими двумя преобразователями следуют повышающий и понижающий, содержащие один дроссель и не имеющие гальванической развязки между входом и выходом.

Структура повышающего преобразователя, модифицированная для обеспечения тока дросселя с нулевыми пульсациями и входного тока без пульсаций, показана на рис. 1. В повышающий дроссель включена вторая обмотка с управляемым выводом (подключенным последовательно с МДП-транзистором) и сглаживающий конденсатор $C_{сгл}$. Между этим конденсатором и входом преобразователя существует путь для протекания постоянного тока, следовательно, напряжение на $U_{C_{сгл}} = U_{вх}$. Это крайне важно для того, чтобы с помощью дополнительной обмотки (обозначенной как w_2) отводить переменную составляющую от обмотки w_1 , соединенной с источником питания – напряжения на них должны быть одинаковыми в любой момент времени.

После обзора теории будет рассмотрена реализация ККМ в граничном режиме с нулевыми пульсациями тока дросселя. Большие пульсации тока дросселя в таких преобразователях являются основным препятствием для использования их при больших мощностях.

Теория явления возникновения тока с нулевыми пульсациями

С точки зрения электротехники система двух магнитно связанных дросселей представляет собой линейный, стационарный четырехполюсник, который, пренебрегая потерями, описывается следующими уравнениями состояния ветвей

$$\begin{pmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_1 & M \\ M & L_2 \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где L_1 и L_2 – собственные индуктивности дросселей, а M – их взаимдукция. Взаимдукция связана с собственными индуктивностями дросселей следующим соотношением:

$$M = k\sqrt{L_1 L_2}, \quad (2)$$

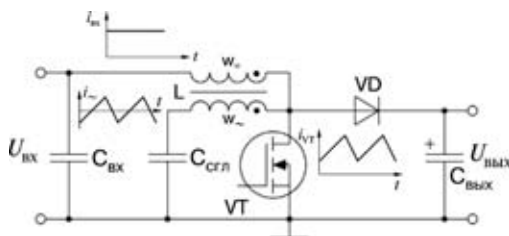


Рис. 1. Модификация структуры повышающего преобразователя для обеспечения тока с нулевыми пульсациями

где k – коэффициент связи ($0 \leq k \leq 1$), определяющий степень магнитной связи между дросселями. Физически дроссель изготовлен в виде двух обмоток с числом витков w_1 и w_2 соответственно, намотанных на один магнитный сердечник.

Рассмотрим модель магнитно связанных дросселей, показанную на рис. 2, подключенную своими выводами к источникам напряжения $u(t)$ и $\alpha u(t)$ ($\alpha = \text{const}$). L_{p1} и L_{p2} – индуктивности рассеяния соответствующих дросселей, а L_M – индуктивность намагничивания первичной обмотки (взаимоиндукция), а $n = w_1/w_2$ коэффициент трансформации. В качестве напоминания запишем следующие соотношения, существующие между параметрами эквивалентной схемы (рис. 2) и уравнения состояния ветвей (1)

$$\begin{cases} L_M = \frac{M}{n}; \\ L_{p1} = L_1 - L_M = L_1 - \frac{M}{n}; \\ L_{p2} = L_2 - n^2 L_M = L_1 - n M. \end{cases} \quad (3)$$

Для обеспечения отсутствия пульсаций тока $i_2(t)$ необходимо, чтобы напряжение на вторичной индуктивности рассеяния L_{p2} было равно нулю, т. е. напряжения на обоих выводах индуктивности должны быть равны. Напряжение, приложенное к левой части L_{p2} будет равно $nu'(t)$. Если $i_2(t) = 0$, напряжение, приложенное к первичной стороне идеального трансформатора $u'(t)$ будет определяться коэффициентом деления индуктивного делителя, образованного первичной индуктивностью рассеяния L_{p1} и индуктивностью намагничивания L_M . В этом случае, при условии, что

$$\begin{aligned} nu'(t) = \alpha u(t) &\Rightarrow \frac{n L_M u(t)}{L_{p1} + L_M} = \alpha u(t) \Rightarrow \\ &\Rightarrow \frac{n L_M}{L_{p1} + L_M} = \frac{n L_M}{L_1} = \alpha, \end{aligned} \quad (4)$$

на вторичной стороне магнитно связанного дросселя пульсаций тока не будет.

Уравнение (4) дает физическое толкование явления нулевых пульсаций тока – оно возникает в случае, когда отношение витков в точности компенсирует поток рассеяния первичной обмотки, чтобы на первичной обмотке за счет эффекта трансформации на-

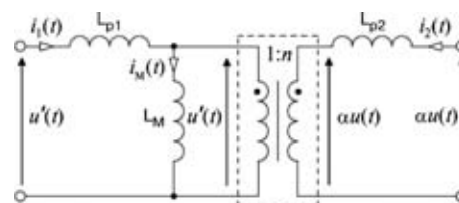


Рис. 2. Модель магнитно связанного дросселя и условия обеспечения нулевых пульсаций тока

водилось напряжение, равное напряжению, наведенному во вторичной обмотке.

Таким же способом можно определить условия возникновения тока без пульсаций в первичной обмотке – достаточно перенести индуктивность намагничивания L_M на вторичную сторону. В результате получим

$$\frac{\alpha u(t) n^2 L_M}{n(L_{p2} + n^2 L_M)} = u(t) \Rightarrow \frac{n L_M}{L_{p2} + n^2 L_M} = \frac{n L_M}{L_2} = \frac{1}{\alpha}.$$

Как правило, и это в полной мере относится к модифицированному преобразователю, показанному на рис. 1, напряжения на обеих обмотках одинаковы ($\alpha = 1$). Именно такой случай и будем в дальнейшем рассматривать.

Таким образом

$n L_M / L_1$ – условие отсутствие пульсаций вторичного тока;

$n L_M / L_2$ – условие отсутствие пульсаций первичного тока.

Необходимо отметить, что пульсации токов в обеих обмотках одновременно отсутствовать не могут. Кроме того, из рис. 2 следует, что величина индуктивности, по которой протекает ток без пульсаций, не имеет значения, поскольку через нее может протекать только постоянный ток. Следовательно, обмотка, по которой протекает ток без пульсаций, представляет для другой обмотки разрыв цепи, и индуктивность между ее выводами точно равна ее собственной индуктивности.

Определение того, какая обмотка будет первичной, а какая – вторичной чисто условно. Таким образом, будем рассматривать только одно условие обеспечения отсутствия пульсаций тока и произвольно примем, что это условие относится ко вторичной обмотке:

$$\frac{n L_M}{L_1} = 1. \quad (5)$$

В соответствии с терминологией, используемой при анализе повышающего регулятора (рис. 1), вторичную обмотку будем называть “обмоткой постоянного тока”, а первичную – “обмоткой переменного тока” или “компенсирующей”. Выражение (5) можно переписать в другом виде, используя выражения (2) и (3)

$$\frac{n L_M}{L_1} = \frac{M}{L_1} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = 1. \quad (6)$$

Выражение (6) будет полезно при дальнейшем рассмотрении вопроса.

Чувствительность условия нулевых пульсаций тока

В реальных магнитно связанных дросселях невозможно уменьшить пульсации тока обмотки точно до нуля и обеспечить совершенную компенсацию пульсаций. На это существуют две основные причины.

✧ *Отклонение параметров условия отсутствия пульсаций.* На практике индуктивность обмотки определяется числом витков и средней магнитной проницаемостью. Число витков может представляться дискретным числом (отношение двух целых чисел), а среднюю магнитную проницаемость трудно контролировать для обеспечения точных значений, удовлетворяющих выражению (5). Даже если этого можно достичь в отдельных образцах, реальные параметры имеют отклонения от расчетных значений за счет технологического разброса при массовом производстве.

✧ *Отклонение величин приложенных напряжений.* В реальных условиях существуют несколько факторов, которые вызывают неравенство напряжений, приложенных к двум обмоткам. Внутренние факторы, например, падение напряжения на активном сопротивлении обмотки (до сих пор этим сопротивлением пренебрегали), а внешние факторы, например, конечная величина емкости сглаживающего конденсатора $C_{сгл}$ и его эквивалентное последовательное сопротивление.

Для оценки остаточных пульсаций удобно использовать модель, показанную на рис. 2. На ее основе, после некоторых алгебраических преобразований можно записать

$$\frac{di_2(t)}{dt} = \frac{u_2(t) - k u_1(t) \sqrt{L_2 / L_1}}{L_2 (1 - k^2)}. \quad (7)$$

Выражение (7) можно переписать в виде

$$\frac{di_2(t)}{dt} = \frac{1}{L_2 (1 - k^2)} \left[u_2(t) - u_1(t) + \left(1 - k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \right) u_1(t) \right]. \quad (8)$$

Разность напряжений $u_1(t) - u_2(t)$ в выражении (8) представляет собой несоответствие приложенных напряжений, а второе слагаемое – несоответствие параметров условия отсутствия пульсаций.

Несмотря на то, что индуктивность обмотки постоянного тока теоретически не оказывает влияния на само явление (эта индуктивность может быть даже равна нулю), из выражений (7) и (8) видно, что на практике величина этой индуктивности крайне важна, поскольку она определяет действительный остаточный ток пульсаций, возникающий в результате неизбежных отклонений параметров. Точнее говоря, эти выражения подчеркивают необходимость применения магнитной структуры с достаточно большим рассеянием, чтобы за счет низкого коэффициента связи k максимизировать остаточную индуктивность $L_2 (1 - k^2)$.

С помощью выражений (7) или (8) можно рассчитать ослабление A , которое определяется как отношение остаточного тока пульсаций $di_2(t)/dt$ к величине пульсаций, которые возникли бы без магнитно связанного дросселя. Результаты проведенного анализа показаны на рис. 3, на котором приведены зависимо-

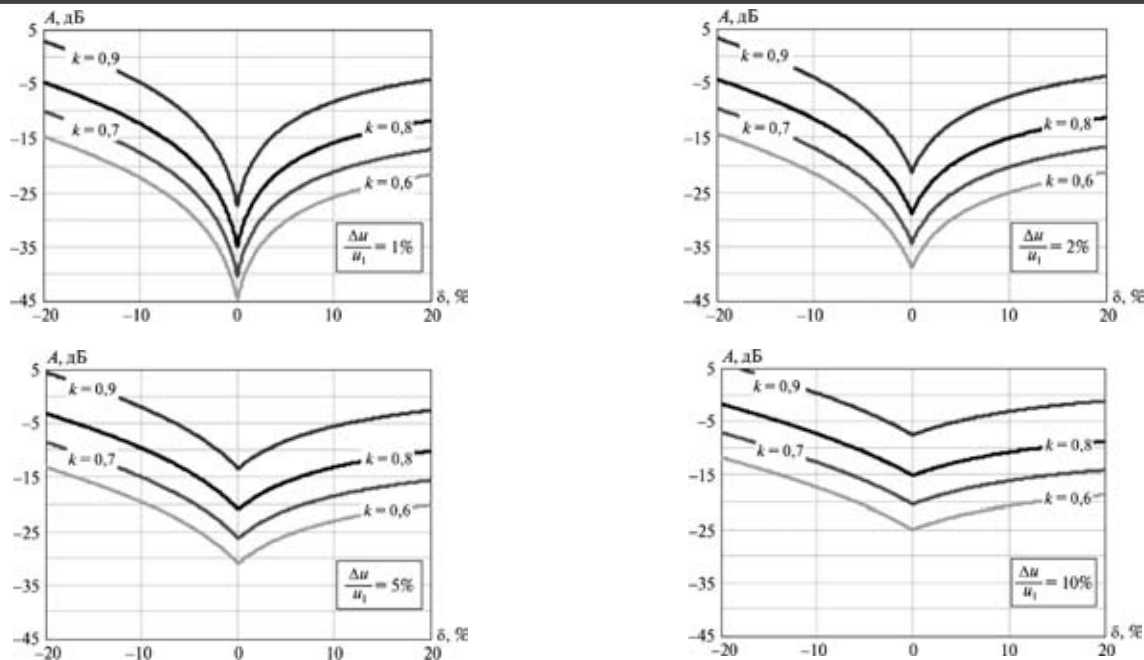


Рис. 3. Зависимость ослабления пульсаций тока от источников ошибок для различных значений коэффициента связи

сти A в функции отклонения от условия нулевых пульсаций при различных величинах относительного отклонения напряжения $\Delta u(t)/u_1(t)$ и коэффициента связи k .

Анализ приведенных зависимостей показывает, что низкий коэффициент связи крайне важен для хорошего ослабления пульсаций даже в том случае, если условия нулевых пульсаций тока точно не выполнены. Например, для обеспечения ослабления всегда превышающего 15 дБ, даже при допуске на δ , превышающем 10%, и 5%-ом отклонении напряжения, коэффициент связи k должен быть равен 0,7 или менее. Однако выбор слишком малого значения k , что требует большего числа витков обмотки, может вызвать конструктивные проблемы при разработке дросселя.

Нужно отметить, что при недокомпенсации ($\delta < 0$) величина остаточных пульсаций может превысить первоначальную величину, вследствие слишком малой величины остаточной индуктивности $L_2(1 - k^2)$.

Явление нулевых пульсаций на практике

Перед тем как подробно рассмотреть вопросы практической реализации магнитно связанного дросселя, обеспечивающего компенсацию пульсаций, полезно сделать некоторые выводы из теоретического анализа, проведенного выше, представляющие практический интерес.

По существу, чтобы обеспечить ток с нулевыми пульсациями в магнитно связанном дросселе с низкой чувствительностью к разбросу значений параметров, необходима магнитная структура с высоким рассеянием, что противоречит традиционной практике проектирования. Таким образом, выбирая дроссели, выполненные на ферритовом магнитном

сердечнике с воздушным зазором и катушкой, не рекомендуется выбирать концентрический способ намотки, несмотря на то, что большая величина индуктивности рассеяния может быть обеспечена при размещении обмоток на расстоянии друг от друга.

Однако достаточно трудно обеспечить повторяющуюся величину, поскольку она зависит от значений, которые трудно контролировать (например, неровности намотки или толщину прокладочного материала). Другие способы, например размещение обмоток на разных плечах магнитопровода или расположение их в ряд на одном плече (рис. 4), позволяют получить значительно лучшие контролируемые величины индуктивности рассеяния, поскольку они относятся к геометрии сердечника. Пазовые каркасы, аналогичные показанным на рис. 5, позволяют изготавливать дроссели с обмотками, расположенными в ряд на одном плече сердечника. Они общедоступны, поэтому далее они и будут рассматриваться.

Основной функцией сглаживающего трансформатора является разделение тока на постоянную составляющую, протекающую по одной обмотке, и переменную, протекающую по второй обмотке. Полное действующее значение тока, протекающего по этим обмоткам неизменно. Таким образом, общая площадь меди, необходимая для протекания обоих токов по отдельности, будет близка к площади меди одиночного дросселя, через который протекает полный ток. Однако, обычно пазы для обмоток одинаковы, тогда как постоянный и переменный токи имеют разные значения. По сравнению с одним дросселем обычно не ожидается увеличение размеров сердечника, вследствие недостаточной площади окна для размещения обмоток. Исключение составляют предельные случаи, когда неравномерное разделение

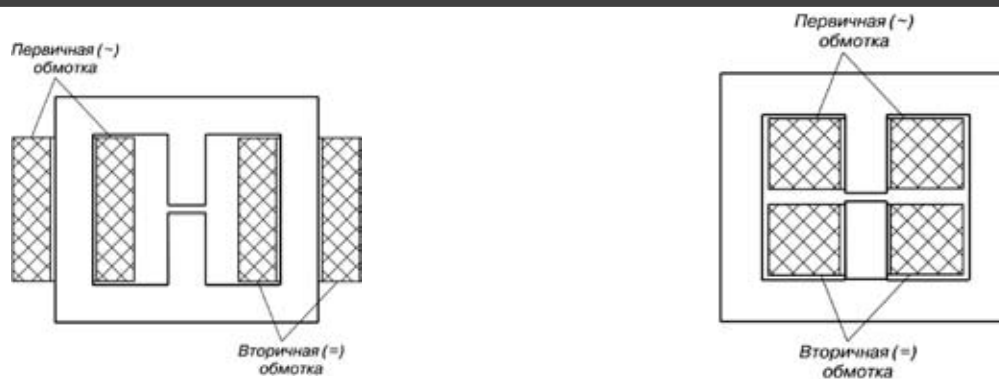


Рис. 4. Примеры магнитных структур с высоким магнитным рассеянием (поперечные сечения):
а – обмотки на разных плечах магнитопровода (Ш-образный сердечник);
б – обмотки расположены в ряд на одном плече сердечника (Ш-образный или броневого сердечник)

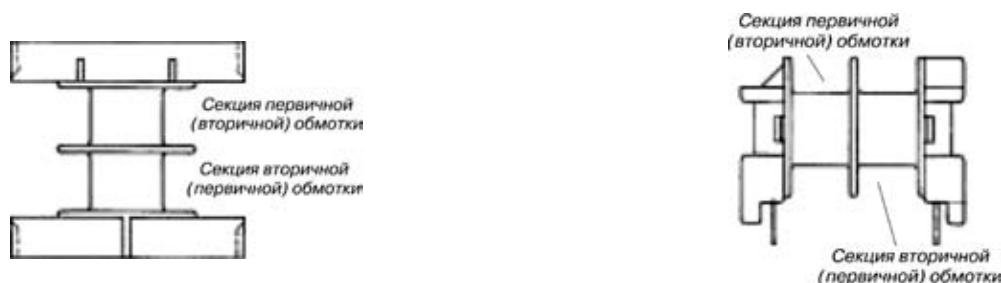


Рис. 5. Расщепленный двухсекционный каркас для изготовления магнитно связанного дросселя: а – вид сверху; б – вид сбоку

токов и небольшое уменьшение площади окна из-за наличия пазов становятся критичными. Еще один важный момент заключается в том, что обмотка постоянного тока может быть выполнена одним проводом, поскольку остаточный ток в ней мал. Только обмотку переменного тока необходимо выполнять многожильным проводом или из скрутки проводов. Это снижает стоимость дополнительной обмотки.

Разделение, аналогичное разделению токов, происходит и с магнитным потоком – постоянная и переменная составляющие магнитного потока образуются отдельно, но полный магнитный поток будет таким же, как в одиночном дросселе. Таким образом, увеличение размеров сердечника или потерь в нем из-за ограничения плотности потока (насыщения сердечника) не ожидается. Методика выбора сердечника остается такой же.

Для полноты картины необходимо вспомнить основное свойство конструкции ферритового сердечника с воздушным зазором и каркасной намоткой. Магнитное сопротивление пути потока рассеяния постоянно для заданной геометрии сердечника и не зависит от ширины воздушного зазора $l_{вз}$. В принципе оно является функцией физических размеров сердечника и расстояния между обмотками. Это означает, что индуктивность рассеяния первичной обмотки $L_{р1}$ зависит только от числа витков w_1 и не изменится при регулировании $l_{вз}$. Тем не менее, на суммарную индуктивность первичной обмотки $L_1 = L_{р1} + L_M$ существенно влияет ширина воздушного зазора, но изменяется только индуктивность на-

магничивания L_M . На основании условия обеспечения тока без пульсаций (5)

$$\frac{n L_M}{L_1} = \frac{n (I_1 - I_{р1})}{L_1} = 1,$$

после выбора сердечника и соответствующего каркаса, имеется возможность отдельного контроля $L_{р1}$ и L_M , изменяя соответственно w_1 и $l_{вз}$. Число витков w_2 выбирается таким образом, чтобы коэффициент трансформации $n = w_2 / w_1$ удовлетворял условию (5).

Теперь у нас имеются все части, необходимые для описания пошаговой методики практической реализации рассмотренного способа. Подробно шаги 2 – 4 описаны в [2].

1. ККМ разрабатывается точно также, как в случае использования обычного дросселя. В частности, рассчитывается величина индуктивности L_1 , максимальное значение тока короткого замыкания, а также для максимальной нагрузки рассчитываются действующее значение (I_d) и величины постоянной (I_-) и переменной (I_+) составляющих тока дросселя с учетом того, что между этими величинами существует следующая связь

$$I_- = \sqrt{I_d^2 - I_+^2}.$$

2. В предположении, что в разработке будет использован Ш-образный сердечник с пазовым каркасом, определяем максимальную магнитную индукцию и максимальный бросок потока намагни-

чивания, при которых работает сердечник. Тщательно выбираем размер сердечника и определяем предельную величину потерь как в меди (P_M), так и в стали ($P_{ст}$). Рассчитываем число витков w_1 обмотки переменного тока таким образом, чтобы получить заданную величину L_1 без превышения либо ограничений по насыщению сердечника, либо допустимых потерь в сердечнике. Определяем требуемую ширину воздушного зазора.

3. Рассчитываем длину провода обмотки переменного тока с учетом того, что активное сопротивление обмотки должно быть

$$R_{\Sigma} \leq \frac{P_M}{2I_{\Sigma}^2}.$$

Для снижения влияния скин-эффекта и эффекта близости необходимо использовать многожильный провод, или скрутку проводов.

4. Рассчитываем длину провода обмотки постоянного тока с учетом того, что активное сопротивление обмотки должно быть

$$R_{\Sigma} \leq \frac{P_M}{2I_{\Sigma}^2}.$$

Поскольку через эту обмотку протекает постоянный ток, ее можно выполнять одножильным проводом.

5. Обмотка переменного тока наматывается в одну секцию каркаса и закрепляется. В другую секцию каркаса наматываются несколько слоев обмотки постоянного тока. Производится сборка дросселя. Если между двумя половинами сердечника отсутствует воздушный зазор, необходимо его создать, используя величину, близкую к расчетной, чтобы измерения проводились при условиях, как можно более приближенных к окончательному варианту изделия. Необходимо также учитывать тот факт, что небольшие величины зазора приводят к увеличению ошибок измерений.

6. Используя любой из методов, описанных в следующем разделе, измерить индуктивность рассеяния L_p (обмотки переменного тока) и рассчитать первое приближение числа витков w_2

$$w_2 = \frac{w_1 L}{L - L_p},$$

где в данном случае L – измеренная индуктивность обмотки переменного тока. Прибавить к результату 5%, чтобы учесть некоторое увеличение коэффициента связи, которое может иметь место при окончательной установке обмотки постоянного тока, а затем округлить результат до ближайшего большего целого числа. Это и будет окончательным числом витков w_2 .

7. После удаления обмотки, использованной для предварительных измерений и разборки сердечника, на освободившуюся секцию каркаса наматываются w_2 витков обмотки постоянного тока. Не следует окончательно закреплять вывод обмотки w_2 , поскольку число витков может больше, чем необходимо для обеспечения условия нулевых пульсаций, и несколько витков на следующем шаге нужно будет отмотать.

8. Снова полностью соберите дроссель и отрегулируйте воздушный зазор для получения необходимой величины индуктивности L_1 . Измерьте индуктивности рассеяния и намагничивания по рассмотренной ниже методике и проверьте, выполняется ли условие (5). Если нет – удалите один виток и повторяйте п. 8 до тех пор пока не будет выполняться условие (5).

9. Подсоедините дроссель к преобразователю, включите питание и измерьте пульсации на обмотке постоянного тока. Если осциллограмма выглядит так, как на рис. 6а, где пульсации не совпадают по фазе на 180° , то обмотка постоянного тока имеет слишком много витков, и их число следует еще уменьшить. Если же осциллограмма выглядит как на рис. 6б, то в обмотке постоянного тока отмотано слишком много витков. В случае, когда к обмотке постоянного тока добивать витки невозможно, необходимо либо по возможности уменьшить величину воздушного зазора (обращая внимание на насыщение сердечника), либо уменьшить число витков обмотки переменного тока. Кроме того, в этом случае можно провести точную настройку величины воздушного зазора, если такая возможность существует. Окончательно закреплять вывод обмотки постоянного тока на выводе каркаса нужно только в том случае, если пульсации минимальны. Запишите окончательные величины w_1 , w_2 и $L_{вз}$.

Видно, что первые четыре шага рассмотренной методики такие же, как при разработке обычного дросселя. Начиная с шага 5 методика становится эм-

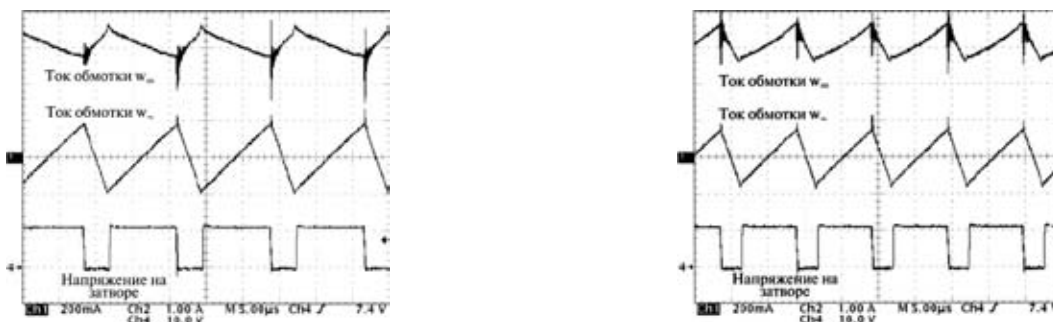


Рис. 6. Частичная компенсация пульсаций: а – недокомпенсация; б – перекомпенсация

пирической, достаточно трудоемкой и может занять много времени. Однако этот трудоемкий процесс необходим только при изготовлении первого образца. Запомните отношение индуктивности рассеяния к квадрату витков — это может пригодиться при других разработках с тем же сердечником.

Остается рассмотреть еще один важных практический вопрос. Когда собраны обе половины сердечника, то, даже если они плотно подходят друг к другу, в большинстве случаев они плохо соприкасаются внутри каркаса, если не используются зажимы, или склеивание (достаточно непрактично их использование во время в процессе сборки и разборки при подборе числа витков). Положение сердечника внутри каркаса крайне важно, особенно по направлению его стержней, поскольку при этом изменяется положение воздушного зазора относительно обмоток. Перемещение сердечника вызывает существенные изменения величины индуктивности намагничивания. Таким образом, перед любым измерением индуктивностей или тестированием преобразователя рекомендуется закрепить сердечник в устойчивом положении, наиболее близко соответствующем окончательному варианту.

На этой стадии возникает вопрос — какой разброс параметров можно ожидать при массовом производстве? Расположение обмоток в один ряд в каркасах с прорезями довольно часто используется при изготовлении обычных дросселей, и у производителей моточных изделий имеется достаточный опыт их изготовления. Для не слишком тонких проводов (скажем, диаметром более 0,2 мм) при наличии хорошего намоточного станка не трудно обеспечить допуск на индуктивность рассеяния порядка 4–5%. Что касается собственной индуктивности обмотки, при использовании сердечников с воздушным зазором допуск на коэффициент A_L (нГн/виток²) по каталогам составляет 5% или менее для воздушных зазоров более 0,1 мм для небольших сердечников и для воздушных зазоров более 0,4 мм для больших сердечников. Необходимо учитывать дополнительный допуск 3%, учитываемый из-за наличия рассмотренного ранее смещения половинок сердечника внутри каркаса. Таким образом, для L_p можно принять допуск 5%, а для L_1 — 8%.

Коэффициент трансформации n не может иметь разброса параметров при производстве. Ошибка округления вносит фиксированную погрешность в условие нулевых пульсаций. И в этом случае использование сердечников с нерегулируемым воздушным зазором, когда невозможно скомпенсировать погрешность, дает ошибку, меньшую 0,5w. Таким образом максимальная вносимая округлением числа витков абсолютная ошибка равна $0,5/w_1$, а максимальная относительная ошибка составит $(\pm 0,5/w_1)/n = \pm 0,5/w_2$.

Проведя несложные алгебраические преобразования, можно найти относительную ошибку, вносимую

в условие нулевого тока пульсаций (5), вследствие разброса параметров δ_{Lp} и δ_{L1} индуктивностей L_p и L_1 соответственно:

$$\delta = \frac{(n-1)(\delta_{L1} - \delta_{Lp})}{1 + \delta_{L1}}$$

Поскольку n немного больше единицы, влияние разброса параметров L_p и L_1 ослабляется. Например, при $n = 1,3$ максимальная ошибка будет

$$\delta = -4,2\% \dots +3,6\%$$

При хорошей аппроксимации можно считать, что поле допуска имеет среднее значение, равное ошибке округления. Из рис. 3 видно, что коэффициент затухания A быстрее снижается при отрицательных δ . Следовательно, для обеспечения “положительного отклонения” δ , правильнее будет округлять w_2 до ближайшего большего целого и находится в той области, где A изменяется меньше. Продолжая пример, если $w_2 = 50$ (после округления), погрешность округления составит +1%, а полное поле допуска будет $-3,2\% \dots +4,6\%$. При 5%-ном отклонении напряжения A всегда будет превышать 20 дБ.

Измерение параметров магнитно связанного дросселя

С практической точки зрения существует потребность измерения параметров L_1 , L_2 , и M или, что то же самое, k магнитно связанного дросселя для эквивалентной схемы, показанной на рис. 2.

Величины L_1 и L_2 можно измерить непосредственно. Для определения величин M или k необходимо провести определенные измерения, самым подходящим прибором для которых будет измеритель полного сопротивления. Измерения необходимо проводить на низкой частоте, чтобы исключить влияние паразитной емкости обмоток. Существуют два основных способа измерений:

- ✧ при разомкнутой и замкнутой вторичной обмотке;
- ✧ способ последовательного согласного и встречного включения обмоток.

При первом способе необходимо провести следующие измерения:

- индуктивности L_1 первичной обмотки при разомкнутой вторичной обмотке;
- индуктивности $L_{1к}$ первичной обмотки при замкнутой накоротко вторичной обмотке;
- индуктивности L_2 вторичной обмотки при разомкнутой первичной обмотке.

Положив в выражении (1) $u(t) = 0$, можно достаточно просто получить связь между коэффициентом связи и измеренной величиной $L_{1к}$

$$L_{1к} = L_1 - \frac{M^2}{L_2} = L_1(1 - k^2) \Rightarrow k = \sqrt{1 - \frac{L_{1к}}{L_1}}$$

Более очевидно

$$M = k\sqrt{L_1 L_2}$$

Точное измерение $L_{\text{ик}}$ представляет определенные сложности, поэтому такой метод пригоден при k , близких к единице ($L_{\text{ик}} \ll L_1$). Этот метод не рекомендуется применять, когда активным сопротивлением обмотки пренебречь нельзя.

При использовании второго метода необходимо провести следующие измерения:

- индуктивности L_1 первичной обмотки при разомкнутой вторичной обмотке;
- индуктивности L_2 вторичной обмотки при разомкнутой первичной обмотке;
- общей индуктивности согласно-последовательно соединенных обмоток L_c (рис. 7а);
- общей индуктивности встречно-последовательно соединенных обмоток L_b (рис. 7б).

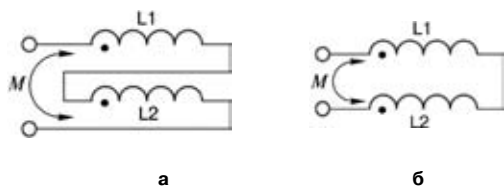


Рис. 7. Соединение обмоток: а – согласно-последовательное, б – встречно-последовательное

Поскольку всегда выполняется условие $L_c > L_b$, то из вышесказанного получаем

$$M = \frac{L_c - L_b}{4} \Rightarrow k = \frac{L_c - L_b}{4\sqrt{L_1 L_2}}$$

К преимуществу этого способа следует отнести низкую чувствительность к активному сопротивлению обмоток и импедансу провода, соединяющего обмотки. Способ не рекомендуется применять при низких значениях k , поскольку в том случае он будет приводить к вычислению разности двух близких по величине значений, что приведет к существенной величине ошибки.

Какой бы метод не использовался, параметры эквивалентной схемы (рис. 2) можно без особого труда вычислить с помощью уравнения (3).

Выбор сглаживающего конденсатора

Для снижения изменения приложенного напряжения емкость сглаживающего конденсатора $C_{\text{сгл}}$ должна быть как можно больше, а его последовательное эквивалентное сопротивление как можно меньше. Несмотря на то, что это утверждение всегда правильно, использование конденсатора в предварительном регуляторе с ККМ накладывает важное ограничение на величину емкости используемого конденсатора.

Связь по постоянному току между этим конденсатором и входом преобразователя (рис. 1) вынуждает конденсатор работать так, как будто он подключен непосредственно к выходу мостового выпрямителя. Таки образом, его емкость будет суммироваться с емкостью конденсатора на выходе выпрямителя и способствовать увеличению коэффициента гармоник (k_r)

низкочастотного тока сети, снижая коэффициент мощности.

Несмотря на то, что величина емкости конденсатора на выходе выпрямителя может быть уменьшена вследствие компенсации пульсаций, емкость конденсатора $C_{\text{сгл}}$ должна выбираться на основе компромисса между эффективностью компенсации пульсаций и требуемым низким k_r тока, потребляемого от сети. Размах пульсаций напряжения Δu на конденсаторе, в два раза превышающий рассогласование напряжений, связан с амплитудой пульсаций переменного тока следующим соотношением:

$$\Delta u = \frac{\Delta I}{8 f_{\text{пер}} C_{\text{сгл}}}$$

При этом, максимум Δu достигается, когда вершина синусоиды соответствует минимуму напряжения сети, когда амплитуда пульсаций переменного тока максимальна, а значение частоты переключений близко к минимальному значению. Заменяя величины, которые можно получить из соотношений для ККМ [4], можно получить выражение для определения относительной для относительного рассогласования напряжений

$$\left. \frac{\Delta u(t)}{u_1(t)} \right|_{\text{max}} = \frac{L_1}{4 C_{\text{сгл}}} \left(\frac{P_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}^2} \right) \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}} - \sqrt{2} U_{\text{вх min}}}$$

Обычно хорошими компромиссными значениями величин, используемых для конденсаторов на выходе выпрямителя являются 5–15 нФ/Вт. Рекомендуется использование полипропиленовых конденсаторов, вследствие низких значений последовательного эквивалентного сопротивления.

Пример преобразователя с ККМ без пульсаций тока

Схема преобразователя с ККМ на основе повышающего преобразователя, модифицированного за счет добавления к повышающему дросселю компенсирующей обмотки и конденсатора, показана на рис. 8.

Параметры преобразователя:

- напряжения сети: 90–265 В;
- выходное напряжение: 400 В;
- выходная мощность 100 Вт;
- минимальная частота переключений: 50 кГц;
- минимальный КПД: 90 %;
- размах напряжения пульсаций выходного напряжения при полной нагрузке: 20 В;
- максимальное перенапряжение на выходе: 40 В.

Параметры модифицированного повышающего дросселя:

- сердечник: E30/15/7, материал N67;
- каркас: двухсекционный, десять выводов, горизонтальная установка;
- ширина воздушного зазора для индуктивности обмотки переменного тока 400 мкГн: 0,9 мм;
- обмотка переменного тока: 72 витка;

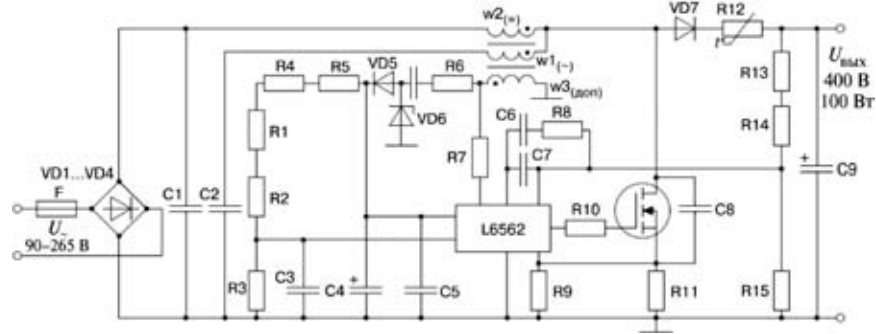


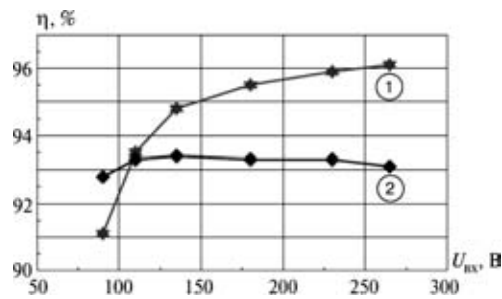
Рис. 8. Схема преобразователя с КМ с компенсацией пульсаций входного тока

- обмотка постоянного тока: 98 витков;
- дополнительная обмотка: 11 витков.

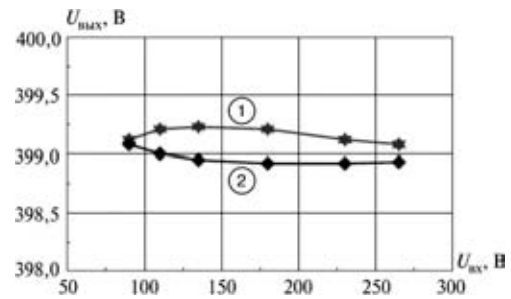
Разработка преобразователя велась по традиционной для таких преобразователей методике. Магнитно связанный дроссель, являющийся ключевым для дан-

ной разработки, создан на основе приведенной в статье методики.

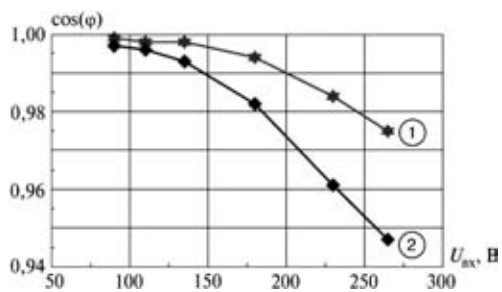
В преобразователе использована микросхема контроллера *L6562* фирмы *STMicroelectronics*, предназначенная для преобразователей с КМ, работающих в



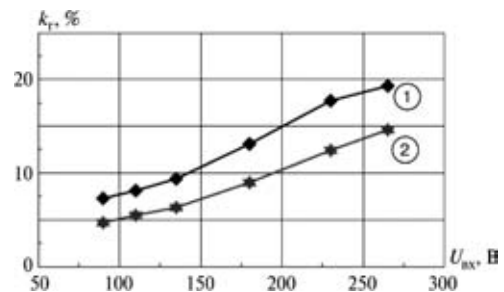
а



б



в



г

Рис. 9. Характеристики преобразователя при отсутствии пульсаций входного тока (при изменении входного напряжения): а – КПД; б – выходного напряжения; в – коэффициента мощности; г – коэффициент гармоник входного тока

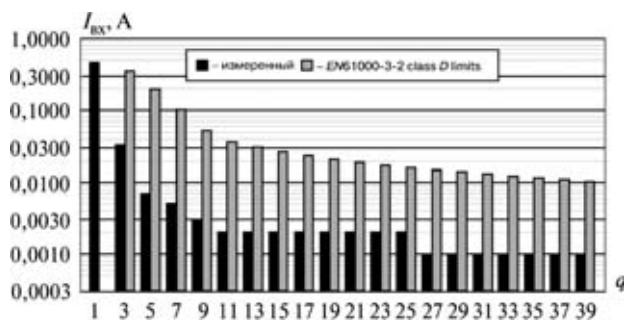
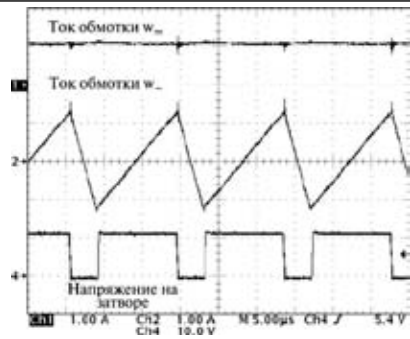


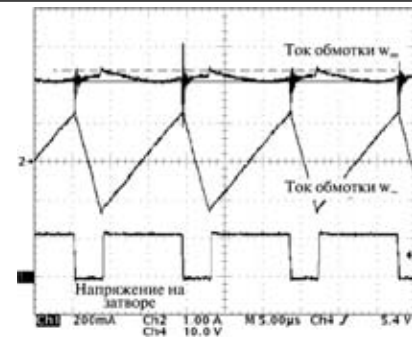
Рис. 10. Спектральный состав входного тока измеренный и соответствующий стандарту EN61000-3-2 (q номер гармоники)

граничном режиме мощностью до 300 Вт. На основе схемы создан и испытан лабораторный макет преобразователя. Характеристики преобразователя приведены на рис. 9 и 10, а осциллограммы, иллюстрирующие работу преобразователя на рис. 11 и 12. На отдельной плате собран фильтр (рис. 14) через который преобразователь подсоединялся к сети во время испытаний.

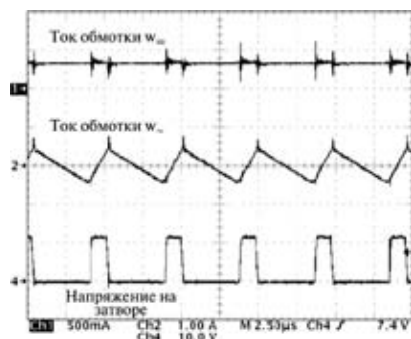
Фильтр, показанный на рис. 14, использовался для измерения электромагнитных помех, чтобы показать, как способ компенсации пульсаций влияет на разработку входного фильтра. Проведено сравнение помех при отключенной и подключенной обмотке перемен-



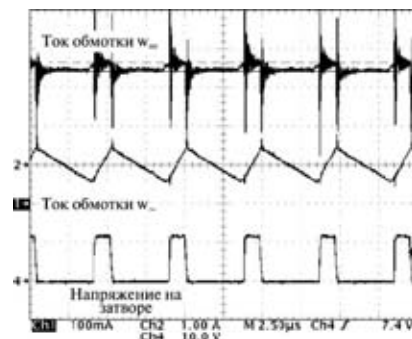
а



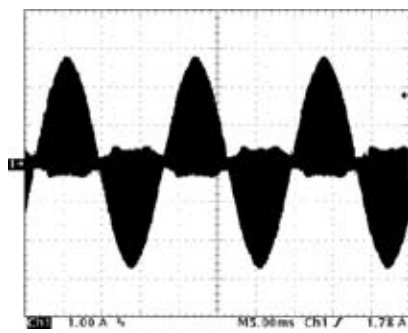
б

Рис. 11. Токи в обмотках дросселя при $U_{вх} = 100$ В: а – в одном масштабе; б – увеличен масштаб тока в обмотке постоянного тока

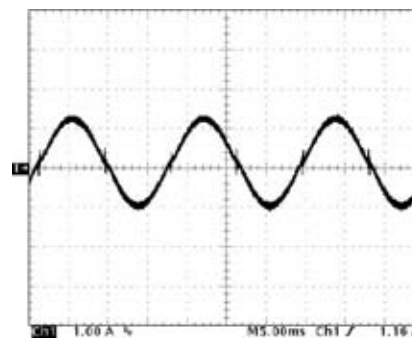
а



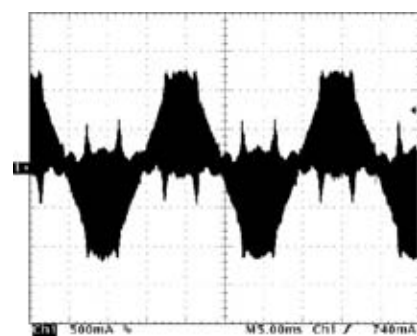
б

Рис. 12. Токи в обмотках дросселя при $U_{вх} = 300$ В: а – в одном масштабе; б – увеличен масштаб тока в обмотке постоянного тока

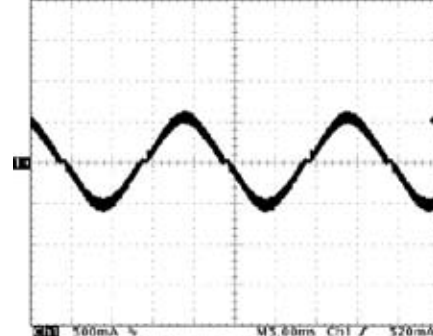
а



б



а



б

Рис. 13. Влияние компенсирующей обмотки на пульсации входного тока:
а – $\sim U_{вх} = 110$ В (обмотка отключена); б – $\sim U_{вх} = 110$ В (обмотка подключена);
в – $\sim U_{вх} = 230$ В (обмотка отключена); г – $\sim U_{вх} = 230$ В (обмотка подключена)

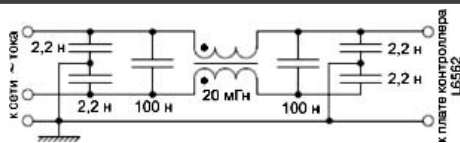


Рис. 14. Помехозащитный фильтр для измерения КПД, гармонического состава и кондуктивных помех

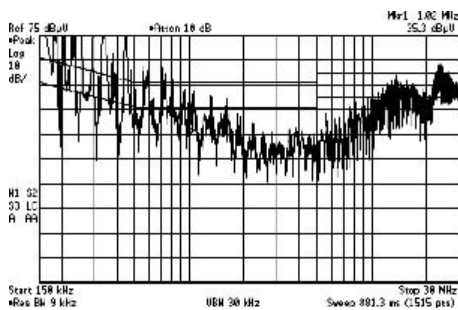
ного тока. Результаты исследований показаны на рис. 15 и 16.

Эффект компенсации пульсаций особенно заметен на частотах переключений до 2 МГц. При этом обеспечивается ослабление более чем 20 дБ. На более высоких частотах переключений, когда начинает преобладать синфазная помеха, эффект от компенсации пульсаций становится незначительным, и помехи нужно подавлять обычными способами. Уровень помех при амплитудном детектировании находится значительно ниже квазипикового уровня, и средних уровней помех, предусмотренных нормами EN50022

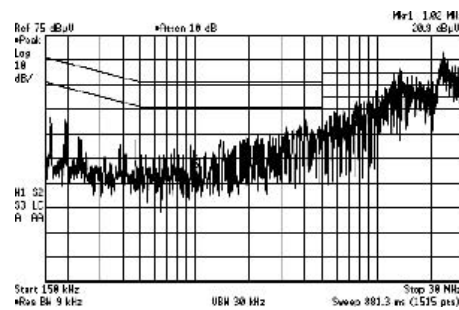
class B, за исключением высокочастотного диапазона (более 10 МГц), когда некачественная сборка становится критичной. Таким образом, логично предположить, что фильтр (рис. 14), размещенный на плате преобразователя позволит получить хорошие результаты.

Для полноты картины был проведен еще ряд испытаний для определения в какой степени возможно управление пульсациями с помощью LC-фильтра без компенсации пульсаций входного тока и с их компенсацией (по крайней мере в диапазоне частот от 150 кГц до 2 МГц). Результаты экспериментов (рис. 18), полученные с помощью фильтра, показанного на рис. 17, достаточно схожи с результатами на рис. 15 и рис. 16.

Для получения сравнимых результатов использован двухкаскадный фильтр с конденсаторами значительно большей емкости ($2 \times 220 \text{ нФ} + 2 \times 470 \text{ нФ}$) по сравнению с $2 \times 100 \text{ нФ}$. Такой фильтр значительно дороже и ухудшает рабочую характеристику всего ус-

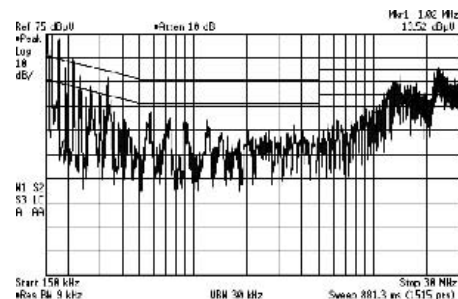


а

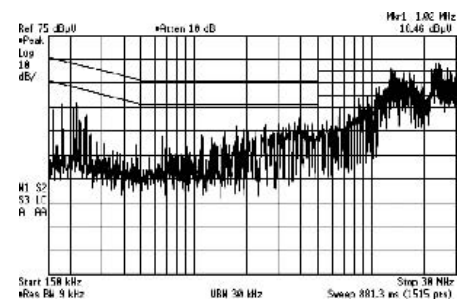


б

Рис. 15. Кондуктивные помехи при $U_{\text{вх}} = 110 \text{ В}$, $P_{\text{вх}} = 100 \text{ Вт}$: а – без обмотки переменного тока; б – с обмоткой переменного тока



а



б

Рис. 16. Кондуктивные помехи при $U_{\text{вх}} = 230 \text{ В}$, $P_{\text{вх}} = 100 \text{ Вт}$: а – без обмотки переменного тока; б – с обмоткой переменного тока

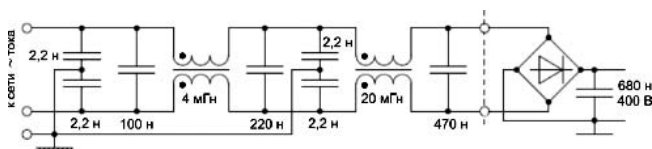


Рис. 17. Помехозащитный фильтр для обеспечения уровня кондуктивных помех, показанных на рис. 18

тройства. КПД при полной нагрузке снижается на 1,3% при входном напряжении 90 В и на 0,7% при 230 В за счет увеличения потерь на проводимость в дополнительном дросселе. На холостом ходу потери будут выше вследствие того, что по конденсаторам фильтра протекают большие токи. Коэффициенты мощности и гармоник ухудшаются значительно быстрее при высоком напряжении сети и малой нагрузке, из-за больших емкостей конденсаторов фильтра и на выходе мостового выпрямителя.

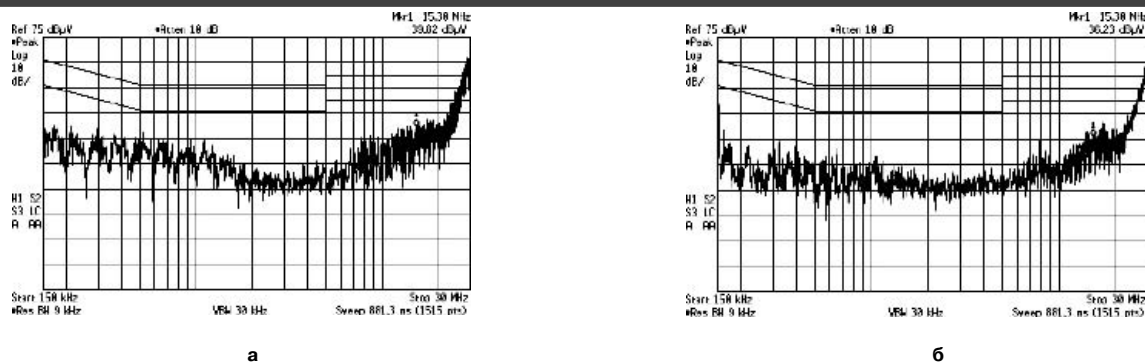


Рис. 18. Кондуктивные помехи при $U_{\text{вых}} = 100$ Вт: а – $U_{\text{вх}} = 110$ В; б – $U_{\text{вх}} = 230$ В

Выводы

Рассмотрен способ компенсации пульсаций с теоретической возможностью получения нулевых пульсаций тока дросселя и приведены результаты теоретических исследований. Показана конструкция магнитно связанного дросселя и даны практические рекомендации по его изготовлению.

Рассмотрено практическое применение способа компенсации пульсаций, относящееся к преобразователям с ККМ в граничном режиме, где этот способ использован для минимизации пульсаций входного тока, что является основным ограничением применения этой достаточно простой и эффективной технологии при больших уровнях мощности.

Результаты экспериментальных исследований показали, что способ компенсации пульсаций весьма эффективен при снижении пульсаций входного тока, и существенная экономия может быть достигнута в дифференциальном входном помехозащитном филь-

тре с побочным положительным эффектом минимизации потерь за счет самого фильтра.

Литература

1. Hamill D. C., Krein P. T. A “Zero” Ripple Technique Applicable to Any DC Converter. – Power Electronic Specialists Conference, PESC’99, 30th Annual IEEE, vol 2.
2. Inductor and Flyback Transformer Design. – Unitrode Magnetics Design Handbook (MAG100A), Section 5.
3. L6562, Transition-mode PFC Controller. – Datasheet.
4. L6561, Enhanced Transition-mode Power Factor Corrector. – AN966.

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, Д. В. Жикленков, Е. И. Ходырев

ПОНИЖАЮЩЕ-ПОВЫШАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Понижающе-повышающие преобразователи постоянного напряжения дают возможность преобразовать входное постоянное напряжение в постоянное напряжение меньшего или большего уровня с высоким КПД. Их применение особенно полезно при управлении максимальным отбором энергии, когда целью является получение максимальной мощности от панелей солнечных батарей в любое время, независимо от величины нагрузки.

Принцип действия

Связь входного и выходного напряжений в режиме непрерывных токов. Схема идеализированного понижающе-повышающего преобразователя показана на рис. 1. При штатном функционировании схема работает в режиме непрерывных токов (РНТ), т. е. токи i_{L1} и i_{L2} всегда имеют ненулевое значение.

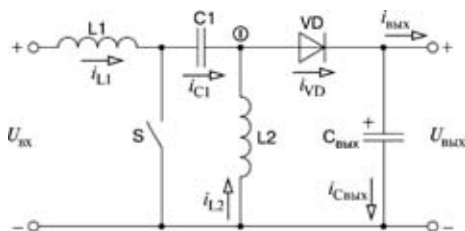


Рис. 1. Понижающе-повышающий преобразователь постоянного напряжения

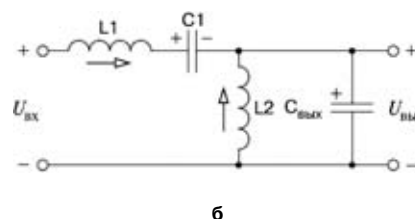
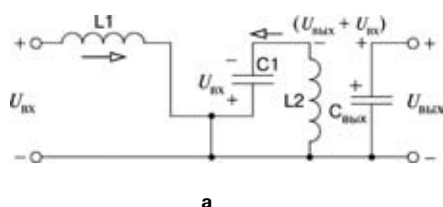


Рис. 2. Эквивалентные схемы состояний преобразователя:

а – состояние I (L1 – накопление энергии; C1 – сброс энергии; L2 – накопление энергии; C_{вых} – сброс энергии);
б – состояние II (L1 – сброс энергии; C1 – накопление энергии; L2 – сброс энергии; C_{вых} – накопление энергии)

Первая важная связь образуется, исходя из условия, что емкость конденсатора C1 (C_1) должна быть достаточно большой, чтобы пульсации на этом конденсаторе были как можно меньше. Применяв второй закон Киргоффа к контуру, образованному $U_{вх}$, L1, C1 и L2, и приняв, что средние значения напряжений на L1 и L2 равны нулю, получим

$$u_{C1} = U_{вх} \quad (1)$$

Вторая важная связь выявляется при применении первого закона Киргоффа для средних значений токов в узле 1. Поскольку средние значения токов через конденсаторы C1 и C_{вых} равны нулю, получаем

$$I_{L2 \text{ ср}} = I_{VD \text{ ср}} = I_{вых} \quad (2)$$

В режиме непрерывных токов схема может находиться в двух состояниях:

I – силовой ключ S замкнут;

II – силовой ключ S разомкнут.

Эквивалентные схемы обоих состояний показаны на рис. 2.

Когда силовой ключ S замкнут (рис. 2а), диод VD смещен в обратном направлении и заперт, и на интервале времени $0 \leq t \leq DT$ (D – коэффициент заполнения; T – период переключений) ток i_{L1} нарастает со скоростью

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{U_{вх}}{L_1} \quad (3)$$

и, таким образом, в дросселе накапливается энергия. Когда силовой ключ S разомкнут, диод VD смещен в прямом направлении, и на интервале времени $DT \leq t \leq T$ ток i_{L1} спадает со скоростью

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{U_{вх}}{L_1} \quad (4)$$

и, таким образом, энергия дросселя L1 сбрасывается. Форма напряжения на дросселе L1 показана на рис. 3.

В силу принципа работы дросселя в установившемся состоянии, среднее значение напряжения (u_{L1}) на дросселе L1 определяется из соотношения

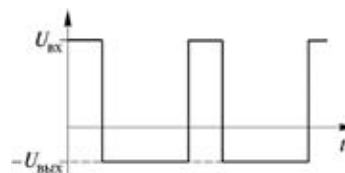


Рис. 3. Напряжение на дросселе L1 в режиме непрерывных токов

$$\frac{U_{\text{вх}} DT - U_{\text{вых}} (1-D)T}{T} = 0,$$

или

$$U_{\text{вх}} DT - U_{\text{вых}} + U_{\text{вых}} D = 0. \quad (5)$$

Упростив (5), получаем

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{D}{1-D}. \quad (6)$$

Таким образом, преобразователь работает в режиме понижения напряжения при $D < 0,5$ и в режиме повышения напряжения при $D > 0,5$.

Допущение того, что в схеме отсутствуют потери требует равенства входной и выходной мощностей, т. е.

$$I_{\text{вых}} = I_{\text{вх}} \frac{1-D}{D}. \quad (7)$$

Токи дросселей в режиме непрерывных токов. Форма тока дросселя L1 для РНТ показана на рис. 4. При использовании с панелями солнечных батарей для работы на пике кривой мощности желательно иметь малые пульсации тока i_{L1} .

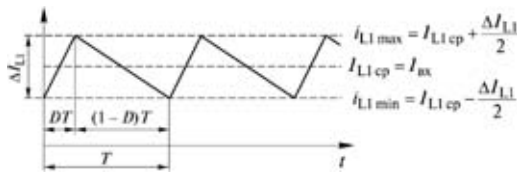


Рис. 4. Форма тока дросселя L1 в режиме непрерывных токов

Согласно рис. 4 и выражению (3), когда силовой ключ S разомкнут (сброс энергии дросселя L1), $di_{L1}/dt = -U_{\text{вых}}/L_1$. Таким образом

$$\Delta I_{L1} \frac{U_{\text{вых}}}{L_1} (1-D)T = U_{\text{вых}} \frac{1-D}{L_1 f}. \quad (8)$$

где $f = 1/T$ – частота переключений.

Граничный режим между режимами непрерывного и разрывного тока i_{L1} возникает, когда $i_{L1 \text{ min}} = 0$ (рис. 5).

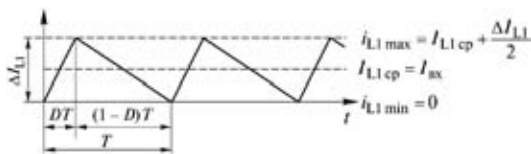


Рис. 5. Ток дросселя L1 в граничном режиме

Для граничного режима

$$2I_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} \frac{1-D}{L_{1\text{гр}} f}, \quad (9)$$

и значение индуктивности дросселя L1 для граничного режима определяется как

$$L_{1\text{гр}} = U_{\text{вых}} \frac{1-D}{2I_{\text{вх}} f} = U_{\text{вх}} \frac{D}{1-D} \frac{1-D}{2I_{\text{вх}} f} = U_{\text{вх}} \frac{D}{2I_{\text{вх}} f}. \quad (10)$$

При приближении D к единице величиной индуктивности

$$L_1 > \frac{U_{\text{вх}}}{2I_{\text{вх}} f} \quad (11)$$

будет гарантированно обеспечен режим непрерывного тока. Отметим, что согласно (10) и (11) РНТ обеспечить легче при больших значениях $I_{\text{вх}}$ и f .

Форма тока дросселя L2 для РНТ показана на рис. 6.

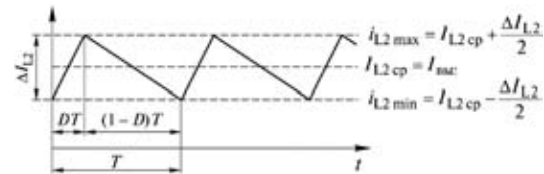


Рис. 6. Напряжение на дросселе L2 в режиме непрерывных токов

При разомкнутом силовом ключе – сброс энергии дросселя L2 (рис. 2 и 6) – получаем

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{U_{\text{вых}}}{L_2} = \frac{\Delta I_{L2}}{(1-D)T},$$

откуда

$$\Delta I_{L2} = -U_{\text{вых}} \frac{(1-D)T}{L_2} = -U_{\text{вых}} \frac{(1-D)}{L_2 f}. \quad (12)$$

Граничный режим тока дросселя L2, когда $i_{L2 \text{ min}} = 0$, показан на рис. 7.

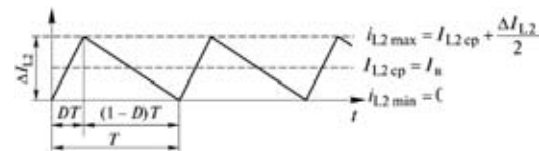


Рис. 7. Ток дросселя L2 в граничном режиме

Для граничного режима

$$2I_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} \frac{1-D}{L_{2\text{гр}} f}, \quad (13)$$

откуда

$$L_{2\text{гр}} = \frac{U_{\text{вых}}}{2I_{\text{вх}} f}. \quad (14)$$

Поскольку величина индуктивности, определяемая (14), достигает максимального значения при $D \rightarrow 0$, величиной индуктивности дросселя L2

$$L_2 > \frac{U_{\text{вых}}}{2I_{\text{вх}} f} \quad (15)$$

можно гарантировать работу в РНТ для любых значений D . Нужно отметить, что при использовании (14) и (15) РНТ легче обеспечивается при больших значениях $I_{\text{вх}}$ и f .

Требования по току при работе в РНТ. Формы токов преобразователя, работающего в режиме непрерывных токов, показаны на рис. 8. Соответствующие формы токов дросселей приведены на рис. 4 и 6.

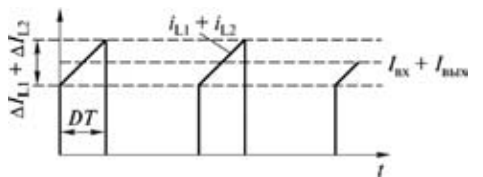
Применяя формулы и рассуждения, аналогичные используемым для понижающего преобразователя, получим выражения для расчета с запасом токов дросселей L1 и L2, силового ключа S и диода VD.

Для нахождения действующего значения тока дросселя L1, используя рис. 5, можно записать

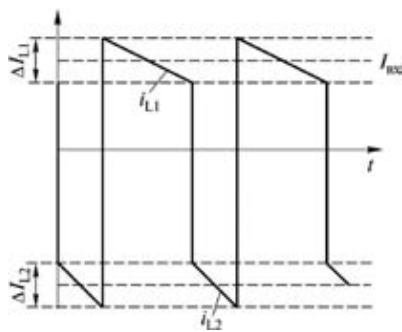
$$I_{L1 \text{ д max}}^2 = I_{\text{вх}}^2 + \frac{1}{12}(2I_{\text{вх}})^2 = I_{\text{вх}}^2 \left(1 + \frac{1}{3}\right),$$

откуда

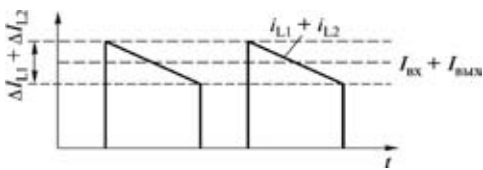
$$I_{L1 \text{ д max}} = \frac{2I_{\text{вх}}}{\sqrt{3}}. \quad (16)$$



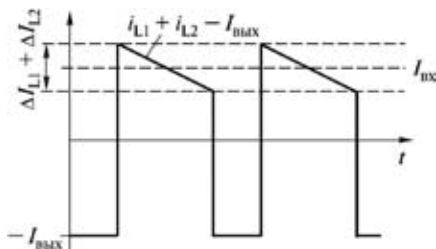
а



б



в



г

Рис. 8. Формы токов преобразователя:
а – ток через силовой ключ; б – ток через C1;
в – ток через диод VD; г – ток через конденсатор C_{вых}

Аналогично, используя рис. 5, для дросселя L2 получаем

$$I_{L2 \text{ д max}} = \frac{2I_{\text{вых}}}{\sqrt{3}}. \quad (17)$$

Для силового ключа и диода, предполагая, что для наихудшего случая коэффициент заполнения максимальный ($D \rightarrow 1$), воспользовавшись рис. 8, получаем

$$I_{S \text{ д max}} = \frac{2(I_{\text{вх}} + I_{\text{вых}})}{\sqrt{3}}; \quad (18)$$

$$I_{VD \text{ д max}} = \frac{2(I_{\text{вх}} + I_{\text{вых}})}{\sqrt{3}}. \quad (19)$$

Используя рис. 8, для C1 и C2 получаем

$$I_{C1 \text{ д max}} = \frac{2I_{\text{вх}}}{\sqrt{3}} \text{ или } \frac{2I_{\text{вых}}}{\sqrt{3}}; \quad (20)$$

$$I_{C2 \text{ д max}} = \frac{2I_{\text{вх}}}{\sqrt{3}} \text{ или } \frac{2I_{\text{вых}}}{\sqrt{3}}. \quad (21)$$

При вычислении (20) и (21) выбираем для каждого случая большее полученное значение.

Требования по напряжению при работе в РНТ. Когда силовой ключ разомкнут (рис. 2б), к нему приложено напряжение ($U_{\text{вх}} + U_{\text{вых}}$). Согласно правилам выбора компонентов импульсных схем для обеспечения безопасной работы силового транзистора он должен выбираться на допустимое напряжение $2(U_{\text{вх}} + U_{\text{вых}})$.

Когда силовой ключ замкнут (рис. 2а), к диоду приложено напряжение ($U_{\text{вх}} + U_{\text{вых}}$), поэтому диод также необходимо выбирать на допустимое напряжение $2(U_{\text{вх}} + U_{\text{вых}})$.

Необходимо отметить, что фиксированные напряжения на конденсаторах C1 и C_{вых} позволяют уменьшить в этой схеме перенапряжения на силовом транзисторе и диоде.

Пульсации напряжения на выходном конденсаторе.

Расчет величины максимальных пульсаций следует из рис. 8 и аналогичен соответствующему расчету для повышающего преобразователя, т. е.

$$\Delta U = \left| \frac{\Delta Q}{C} \right| = \frac{I_{\text{вых}} DT}{C_{\text{вых}}} = \frac{I_{\text{вых}} D}{C_{\text{вых}} f}.$$

Максимальный размах пульсаций имеет место, когда $D \rightarrow 1$, т. е.

$$\Delta U_{\text{max}} = \frac{I_{\text{вых}}}{C_{\text{вых}} f}. \quad (22)$$

Сравнивая формы токов через C1 и C_{вых} на рис. 8 во время замкнутого состояния силового ключа S (промежуток времени DT) можно увидеть, что пульсации напряжения на конденсаторах одинаковы, т. е. соответствуют выражению (22).

Схема модели понижающе-повышающего преобразователя ($U_{\text{вх}} = 12 \text{ В}$; $U_{\text{вых}} = 5 \text{ В}$, $f = 100 \text{ кГц}$) показана на рис. 9, а результаты моделирования на рис. 10 и 11.

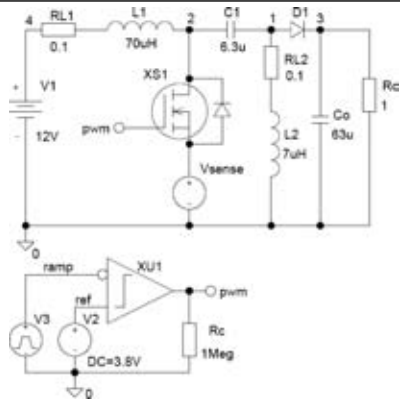


Рис. 9. Схема модели понижающе-повышающего преобразователя

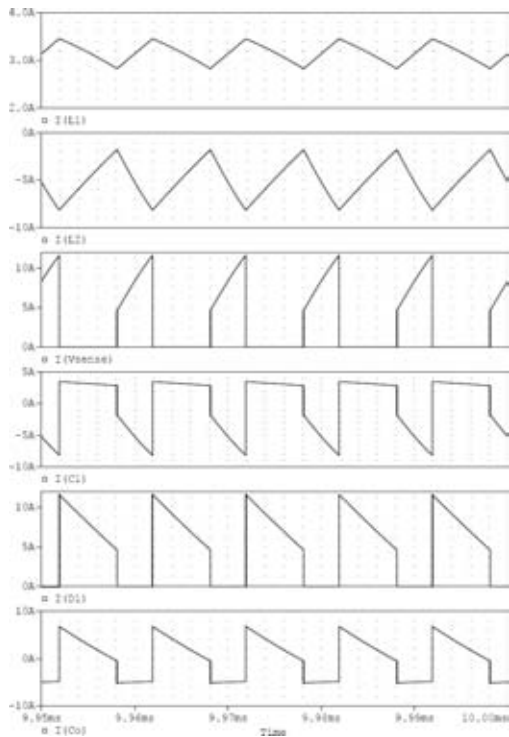


Рис. 10. Результаты моделирования: токи через компоненты преобразователя

Таблица 1

Преобразователь	Размах пульсаций, В
Понижающий	$\frac{I_{\text{вых}}}{4C_{\text{вых}}f}$
Повышающий	$\frac{I_{\text{вых}}}{C_{\text{вых}}f}$
Понижающе-повышающий	$\frac{I_{\text{вых}}}{C_{\text{вых}}f}$

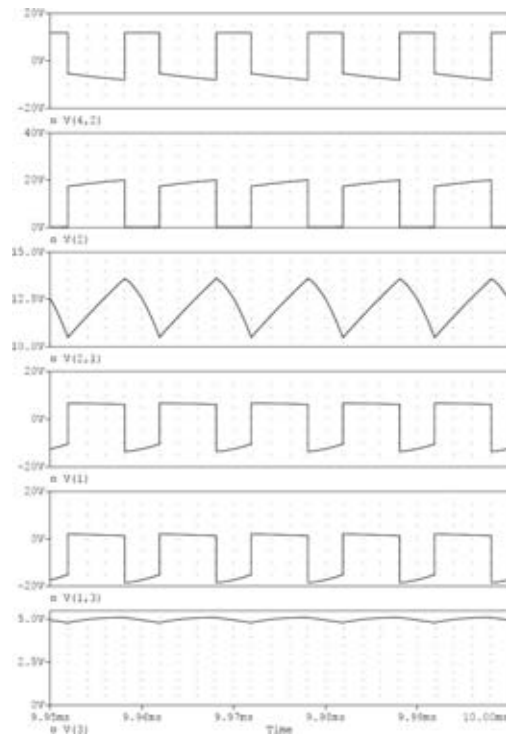


Рис. 11. Результаты моделирования: напряжения на компонентах преобразователя

Сравнение напряжения пульсаций на выходном конденсаторе преобразователей постоянного напряжения проведено в таблице 1.

Литература

1. DC-DC Buck/Boost Converter. EE362L, Power Electronics, Oct. 2006.

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

Жикленков Дмитрий Викторович, ведущий специалист, ООО "Ирбис-Комплект", тел.: 8(495) 987-10-16;

Ходырев Евгений Исаевич, ведущий специалист ЗАО "ММП-Ирбис", тел.: 8(495) 987-10-16.

Б. Н. Карзов, М. Ю. Кастров, И. Н. Соловьев

ККМ В ГРАНИЧНОМ РЕЖИМЕ ДЛЯ УДОВЛЕТВОРЕНИЯ ТРЕБОВАНИЙ К ПОВЫШЕННОМУ КПД

Современный мир быстро изменяется в сторону глобальной экономики, в которой население использует все большее количество электронных устройств. Сейчас в каждой среднестатистической семье имеется больше электронных устройств, чем когда-либо в прошлом. В 60-е годы прошлого века в большинстве стран бытовая электроника представляла собой телевизор, плиту, стиральную машину, холодильник, простейшие электроинструменты и, возможно, стереосистему. Сейчас практически в каждой семье имеются все эти устройства и, кроме того, многие другие электронные приборы и устройства, потребляющие электроэнергию, например, телевизоры с высоким разрешением (*HD TV*), игровые системы, мобильные телефоны и персональные компьютеры. Положение ухудшается тем, что в большинстве семей эти новые устройства имеются не в единственном экземпляре и все эти устройства потребляют электроэнергию. Большинство устройств имеют автономное питание, не всегда достаточно эффективное. За счет этой бесполезно затраченной энергии истощаются природные ресурсы.

Во многих странах мира приняты стандарты по улучшению КПД преобразования энергии. Одним из таких стандартов является Инициатива 80+, согласно которой автономные источники питания должны иметь КПД более 80%. Эти новые стандарты заставляют разработчиков источников питания находить прогрессивные пути улучшения КПД разрабатываемых устройств. В статье показано, как корректоры коэффициента мощности (ККМ) в качестве предварительных регуляторов на основе повышающих преобразователей постоянного напряжения, работающих в граничном режиме (*transition mode*, т. е. в режиме на границе разрывных и непрерывных токов), могут помочь производителям источников питания удовлетворить эти новые требования к повышению КПД.

Постановка задачи

Для устранения нежелательных потерь мощности питающей сети в Европейском Союзе введены стандарты *EN 6100-3-2* на автономные источники питания. Эти стандарты определяют гармонический состав тока на входе автономных источников питания мощностью свыше 75 Вт. Наиболее известным способом удовлетворения указанных требований является использование предварительного регулятора на основе повышающего преобразователя постоянного напряжения с активной коррекцией коэффициента мощности (ККМ) с последующим каскадом понижающего преобразователя

(рис. 1). Полный КПД такой системы (η_{Σ}) равен произведению КПД первого каскада (η_1) и КПД второго каскада (η_2)

$$\eta_{\Sigma} = \eta_1 \cdot \eta_2, \quad (1)$$

что приводит к снижению суммарного КПД всего устройства.

Решение задачи

Одним из способов коррекции коэффициента мощности в предварительном преобразователе для удовлетворения требований по КПД является переход от повышающего преобразователя, работающего в режиме непрерывных токов (РНТ) к повышающему преобразователю, работающему в граничном режиме (на границе непрерывных и разрывных токов). В таком повышающем преобразователе (рис. 2) используется переключение при нуле тока (ПНТ), что позволяет избежать потерь на обратное восстановление в повышающем диоде. Преобразователь в граничном режиме содержит датчик нуля тока, что позволяет полностью израсходовать энергию, накопленную в повышающем дросселе, перед отпиранием транзистора на следующем периоде переключений. В большинстве таких преобразователей время импульса (транзистор открыт) зафиксировано, а время паузы (транзистор закрыт) изменяется для обеспечения необходимого коэффициента заполнения. Такой способ представляет собой частотно-импульсную модуляцию (ЧИМ). При корректных расчетах он позволяет обеспечить габариты дросселя, аналогичные режиму РНТ, но существенно снизить потери на переключение полупроводниковых компонентов.

Снижение потерь на переключение без увеличения объема дросселя

Чтобы показать, что предварительные преобразователи, работающие в граничном режиме, могут быть

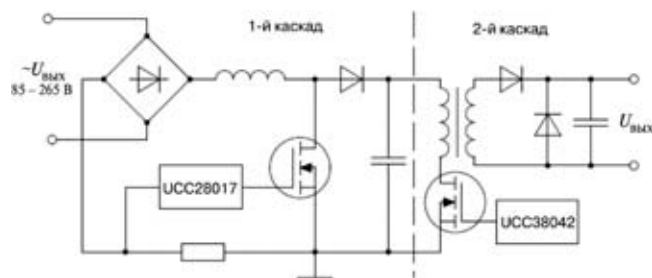


Рис. 1. Двухкаскадный автономный источник питания с ККМ в предварительном каскаде

более эффективными, рассмотрим два повышающих преобразователя мощностью 100 Вт общего применения. Величины действующих напряжений:

$$U_{\text{вх min}} = 85 \text{ В}; U_{\text{вх max}} = 265 \text{ В}; U_{\text{вых}} = 385 \text{ В}.$$

Минимальный коэффициент заполнения определяется соотношением

$$D_{\text{min}} = \frac{U_{\text{вых}} - \sqrt{2} U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} = 0,69. \quad (2)$$

Сначала проведем выбор параметров повышающего дросселя для преобразователя, работающего в РНТ ($L_{\text{РНТ}}$) при размахе пульсаций тока 22% и фиксированной частоте переключений $f_{\text{пер РНТ}} = 100 \text{ кГц}$:

$$L_{\text{РНТ}} = \frac{U_{\text{вх min}}^2 D_{\text{min}}}{0,22 \cdot P_{\text{вых}} f_{\text{пер РНТ}}} = 2,259 \text{ мГн}. \quad (3)$$

Таким образом, для РНТ индуктивность повышающего дросселя составляет 2,3 мГн.

Теперь проведем выбор параметров повышающего дросселя для повышающего преобразователя, работающего в граничном режиме ($L_{\text{гр}}$) при частоте переключений $f_{\text{пер гр}} = 25 \text{ кГц}$ и минимальном входном напряжении. Частота переключений выбрана такой, чтобы не создавать звуковых помех и максимально повысить КПД преобразователя. При таких ограничениях получаем:

$$L_{\text{гр}} = \frac{U_{\text{вх min}}^2 D_{\text{min}}}{2 \cdot P_{\text{вых}} f_{\text{пер гр}}} = 0,9938 \text{ мГн}, \quad (4)$$

т. е. в граничном режиме индуктивность повышающего дросселя составляет 1 мГн.

Чтобы показать, что оба дросселя имеют приблизительно одинаковые объемы, проведем аналитическое сравнение произведений поперечного сечения сердечника на площадь окна ($S_{\text{ст}} S_{\text{o}}$) для дросселей обоих преобразователей:

$$(S_{\text{ст}} S_{\text{o}})_{\text{РНТ}} = \left(\frac{L_{\text{РНТ}} I_{\text{max}}}{\Delta B} \right) \left(\frac{I_{\text{д}}}{k_{\text{o}} j} \right) = \frac{\sqrt{2} L_{\text{РНТ}} P_{\text{вых}}^2}{\Delta B U_{\text{вх min}}^2 k_{\text{o}} j}; \quad (5)$$

$$(S_{\text{ст}} S_{\text{o}})_{\text{гр}} = \left(\frac{L_{\text{гр}} I_{\text{max}}}{\Delta B} \right) \left(\frac{I_{\text{д}}}{k_{\text{o}} j} \right) = \frac{4\sqrt{2} L_{\text{гр}} P_{\text{вых}}^2}{\sqrt{3} \Delta B U_{\text{вх min}}^2 k_{\text{o}} j}; \quad (6)$$

где ΔB — размах магнитной индукции; k_{o} — коэффициент заполнения обмотки; j — плотность тока; I_{max} — амплитуда тока дросселя; $I_{\text{д}}$ — действующее значение тока дросселя.

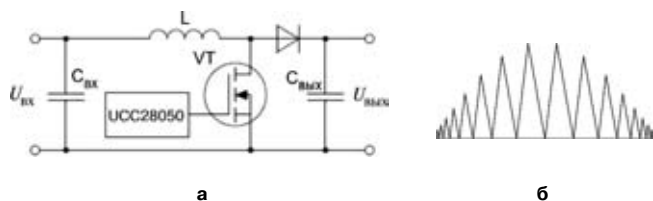


Рис. 2. ККМ, работающий в граничном режиме (а); форма тока повышающего дросселя (б)

В приведенных формулах магнитная индукция, плотность тока и коэффициент заполнения обмотки для обоих дросселей одинаковы, и их точные значения роли не играют. Отношение произведений площадей:

$$\frac{(S_{\text{ст}} S_{\text{o}})_{\text{гр}}}{(S_{\text{ст}} S_{\text{o}})_{\text{РНТ}}} = \frac{4 L_{\text{гр}}}{\sqrt{3} L_{\text{РНТ}}} = 1. \quad (7)$$

В рассмотренном примере отношение произведений площадей сердечников дросселей обоих преобразователей равно 1, а, следовательно, объемы дросселей также равны.

Потери на обратное восстановление в повышающем диоде

Одной из основных составляющих потерь мощности в повышающих предварительных преобразователях, работающих в РНТ, являются потери на обратное восстановление повышающего диода ($P_{\text{д ов}}$). Эти потери зависят от того, насколько долго происходит процесс разряда емкости диода, характеризующийся временем обратного восстановления ($t_{\text{ов}}$). При проведении теоретического анализа потери в повышающем диоде составят 1 Вт

$$P_{\text{д ов}} = \frac{I_{\text{ср}} U_{\text{вых}}}{2} f_{\text{пер}} t_{\text{ов}} = \frac{0,9 P_{\text{вых}} U_{\text{вых}}}{2 U_{\text{вх min}}} \cdot 10^5 \cdot 5 \cdot 10^{-8} \approx 1 \text{ Вт}, \quad (8)$$

т. е. 1% от полной выходной мощности. В предварительном преобразователе, работающем в граничном режиме, эти потери отсутствуют вследствие того, что в такой структуре присутствует переключение при нуле тока (ПНТ). Это обстоятельство должно привести к тому, что КПД преобразователя с рассматриваемой структурой должен быть практически на 1% больше.

Потери на переключение МДП-транзистора

Обычно в предварительных преобразователях ККМ на основе повышающего преобразователя потери на переключение МДП-транзистора достаточно велики из-за высокого уровня выходного напряжения. Для оценки потерь на переключение можно воспользоваться следующим соотношением

$$P_{\text{пер}} = \frac{I_{\text{ср}} U_{\text{вых}}}{2} f_{\text{пер}} (t_{\text{нар}} + t_{\text{сп}}), \quad (9)$$

где $t_{\text{нар}}$ — время нарастания МДП-транзистора;

$t_{\text{сп}}$ — время спада МДП-транзистора.

Максимальной величины эти потери достигают при минимальном входном напряжении. Зависимости КПД обоих преобразователей от выходной мощности показаны при минимальном и максимальном входном напряжениях показаны на рис. 3 и 4 соответственно.

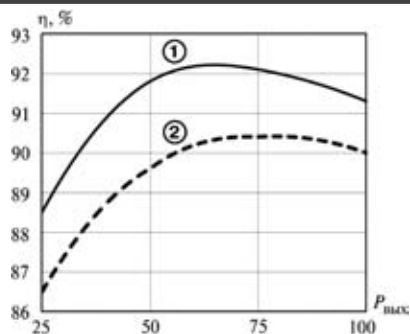


Рис. 3. Зависимость КПД преобразователей от выходной мощности при минимальном входном напряжении

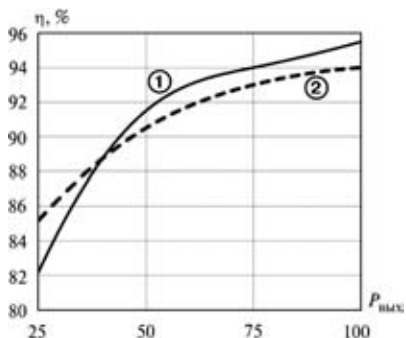


Рис. 4. Зависимость КПД преобразователей от выходной мощности при максимальном входном напряжении

Частота переключений ККМ, работающего в граничном режиме, изменяется при изменении напряжения сети и выходной мощности. Зависимость частоты переключений от фазового угла сетевого напряжения определяется зависимостью:

$$f_{\text{пер}}(\varphi) = \frac{U_{\text{вых}} - \sqrt{2} U_{\text{вх min}} \sin(\varphi)}{2 L_{\text{тр}} P_{\text{вых}} U_{\text{вых}}} \cdot 10^3. \quad (10)$$

График зависимости (10) приведен на рис. 5. Приведенный график показывает, как изменяется частота переключений при минимальном напряжении сети и максимальной нагрузке.

В рассматриваемом примере частота переключений изменяется от 36 кГц до 25 кГц за половину периода сетевого напряжения. Среднее значение частоты переключений составляет при минимальном напряжении сети примерно 29 кГц (число получено усреднением частоты переключений за половину периода напряжения сети), что составляет 29% от фиксированного значения частоты переключений для преобразователя, работающего в РНТ. Такое понижение частоты переключений приводит к снижению потерь на переключение силового МДП-транзистора на 71%. В данном примере можно положить сумму времен нарастания и спада, равной примерно 100 нс, что приведет к уменьшению потерь на переключение в преобразователе, работающем в граничном режиме, на 1, 4 Вт.

Теоретически переход в предварительном преобразователе ККМ от РНТ к граничному режиму позво-

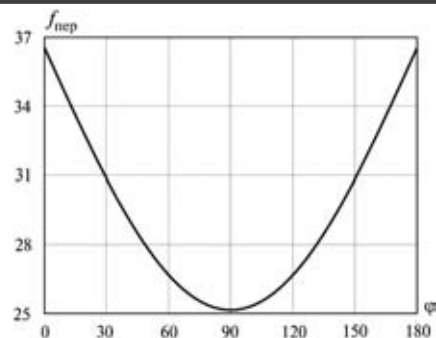


Рис. 5. Зависимость частоты переключения ККМ в граничном режиме от фазового угла сетевого напряжения

лит повысить КПД приблизительно на 2,4% без увеличения размеров повышающего дросселя.

Для оценки повышения КПД преобразователя в граничном режиме, по сравнению с РНТ были созданы лабораторные макеты обоих преобразователей мощностью 100 Вт на основе приведенных выше теоретических результатов. Преобразователи содержали одинаковые силовой транзистор и повышающий диод. Результаты испытаний показали, что преобразователь в граничном режиме имел КПД на 1–2% выше.

Ограничения

Необходимо отметить, что это повышение КПД дается не даром. Конденсатор входного фильтра должен сглаживать пульсации тока приблизительно в 5–7 раз большей амплитуды, по сравнению с преобразователем в РНТ. Действующие и максимальные значения токов преобразователя больше, чем в случае режима РНТ, что ограничивает их выходную мощность величиной 400 Вт. Более высокие значения токов дросселей требуют более сложной их конструкции для снижения нагрева и потерь. Коэффициент мощности такого преобразователя несколько ниже, чем у традиционного преобразователя, работающего в РНТ. Однако он в достаточной мере обеспечивает выполнение требований по гармоническому составу стандарта EN 61000.

Выводы

ККМ в граничном режиме может при одинаковой удельной мощности иметь КПД приблизительно на 1–2% выше, чем традиционный ККМ в режиме РНТ. Это достигается за счет снижения в ККМ в граничном режиме частоты переключений и обеспечения переключения при нуле тока, позволяющем практически избавиться от потерь на обратное восстановление в повышающем диоде. Такое повышение КПД упрощает разработчикам источников питания обеспечение удовлетворения новых требований 80+ к системам электропитания.

Литература

1. Transition Mode PFC Controller UCC 28050, 38050. — Texas Instruments, SLUS515, September 2002.

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

ЧИСЛОИМПУЛЬСНЫЕ ФАЗОСДВИГАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ СИСТЕМ ИМПУЛЬСНО-ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ТИРИСТОРНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Числоимпульсные фазосдвигающие устройства (ФСУ) находят широкое применение в системах импульсно-фазового управления (СИФУ) тиристорными преобразователями (ТП), например, в тиристорных регуляторах напряжения для “мягкого” пуска асинхронных электродвигателей [1, 2], в первую очередь по причине своей высокой помехоустойчивости и простоты технической реализации на основе цифровых методов обработки информации. Являясь по сути своей интегрирующими аналого-цифровыми преобразователями, ФСУ данного класса обеспечивают высокую надежность работы ТП или их группы в условиях повышенного уровня помех со стороны информационных каналов передачи данных.

Вместе с тем, изучению статических и динамических характеристик ФСУ и их отдельных элементов уделяется недостаточно внимания. Статическая точность ФСУ во многом определяется дрейфовыми параметрами преобразователя напряжения в частоту импульсов (ПНЧ), являющегося базовым элементом систем подобного рода, что требует сравнительного анализа различных принципов построения ПНЧ с позиций их температурной стабильности. Практически неизученной остается динамика ФСУ в области частот замедленной дискретизации входного воздействия [3], когда частота динамической составляющей входного сигнала превышает частоту несущих коле-

баний. При этом на выходе ТП могут возникать низкочастотные биения выходной координаты, приводящие к нарушению технологического процесса.

Далее в статье приводятся структуры число-импульсных ФСУ различного вида и дается анализ статических и динамических показателей ПНЧ интегрирующего типа с частотно- и амплитудно-частотно-импульсной модуляцией.

Структуры числоимпульсных ФСУ

Числоимпульсные фазосдвигающие устройства (ФСУ) по принципу своего действия относятся к ряду интегрирующих аналого-цифровых устройств и могут реализовываться в СИФУ как “горизонтальный”, так и “вертикальный” принципы преобразования входного сигнала в угол управления силовыми вентилями.

Один из вариантов построения числоимпульсного ФСУ (рис. 1а), включает в себя преобразователь напряжения в частоту импульсов (ПНЧ), суммирующий счетчик СТ и логические элементы Л1, Л2 типа “И”.

В момент времени перехода напряжением сети через нулевой уровень (рис. 1б), СТ “обнуляется” импульсом малой длительности с выхода устройства синхронизации (УС) СИФУ (рис. 1в), а элемент Л1

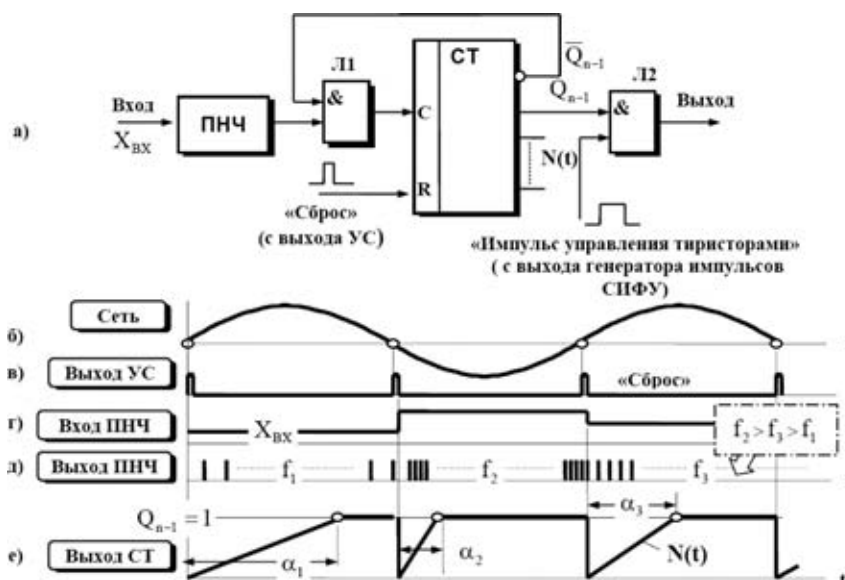


Рис. 1. Структурная схема числоимпульсного ФСУ с функциональной цифровой развертывающей функцией и “горизонтальным” управлением (а) и временные диаграммы сигналов (б–е)

открывается сигналом “1” с инверсного выхода старшего разряда СТ. С помощью ПНЧ сигнал управления $X_{\text{вх}}$ преобразуется в импульсы с частотой $f_1, f_2, f_3 \dots$ (рис. 1д), пропорциональной $X_{\text{вх}}$ (рис. 1г). В счетчике СТ накапливается число $N(t)$ (цифровая, зависящая от $X_{\text{вх}}$ развертывающая функция или “функциональная цифровая развертывающая функция”) (рис. 1е).

При переходе старшего разряда инверсного выхода СТ в состояние “0” логический элемент Л1 закрывается, и счет прекращается. Одновременно сигналом “1” с прямого выхода старшего разряда СТ (рис. 1а) открывается элемент Л2, и импульсы с выхода генератора (на рис. 1а не показан) подаются на управляющий переход соответствующего из силовых тиристоров преобразователя. Длительность открытого состояния тиристоров зависит от амплитуды $X_{\text{вх}}$ (рис. 1г), определяющего угол управления $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$ (рис. 1е).

ФСУ с двумя цифровыми развертывающими функциями (рис. 2а, рис. 3) обладают более высокой помехоустойчивостью за счет возможности повышения постоянной времени канала интегрирования ПНЧ без ущерба для метрологических характеристик СИФУ, а также простотой технической реализации контуров ограничения максимального и минимального углов управления тиристорами [4, 5] (на рис. 2, 3 не показаны).

В первом случае (рис. 2а), одна из разверток является параметрической (независящей от $X_{\text{вх}}$), а вторая функциональная и определяется величиной сигнала управления. ФСУ содержит генератор импульсов стабильной частоты G, суммирующий СТ1 и вычитающий СТ2 счетчики, ПНЧ, устройство сравнения кодов УСК и логические элементы Л1Л3 типа “2И”.

В момент времени формирования импульса с выхода УС (рис. 2б) СТ2 переходит в состояние максимального числа N_{MAX} , а СТ1 обнуляется (рис. 2е). Под действием счетных импульсов с выхода генератора G (рис. 2д) в СТ1 накапливается число $N_1(t)$, а в вычитающем счетчике СТ2 происходит уменьшение числа N_{MAX} пропорционально величине сигнала управления $X_{\text{вх}}$ (рис. 2в, г, е). При выполнении равенства $N_1(t) \approx N_2(t)$ (рис. 2е) на инверсном выходе УСК (рис. 2а) формируется сигнал “0”, элементы Л1, Л2 закрываются, и счет в СТ1 и СТ2 прекращается. Сигналом “1” с прямого выхода УСК открывается Л3, и на тиристор подается управляющий импульс. Элементы Л1, Л2 могут быть исключены из схемы ФСУ в тех случаях, когда СТ1, СТ2 содержат дополнительный вход запрещения счета. То же самое касается блока Л1 в схеме на рис. 1.

Число-импульсное ФСУ, показанное на рис. 3, реализует принцип “горизонтального управления с двумя функциональными цифровыми развертывающими функциями”.

Счетчик СТ1 – суммирующий, СТ2 – вычитающий устанавливаются в исходное состояние импульсом малой длительности с выхода УС. Под действием сигнала управления ПНЧ формирует импульсы, которые через логический элемент Л1 воздействуют на счетные С входы СТ1, СТ2. В результате в СТ1 происходит процесс накопления числа $N_1(t)$, а в СТ2 – уменьшения содержимого $N_2(t)$ счетчика. При выполнении условия $N_1(t) \approx N_2(t)$ счет прекращается, так как элемент Л1 закрывается сигналом “0” с инверсного выхода УСК. Одновременно Л2 переходит в откры-

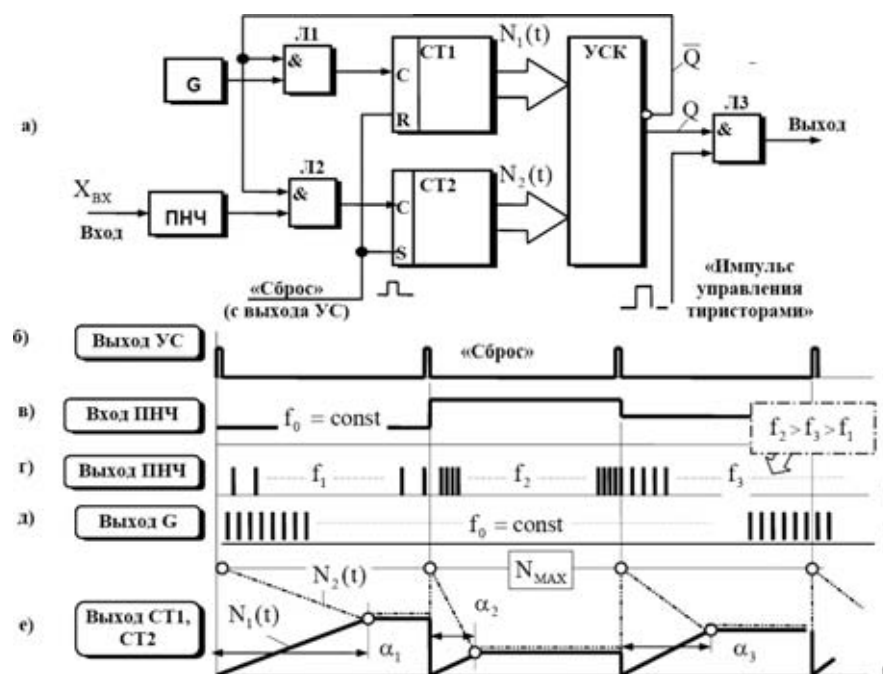


Рис. 2. Структурная схема (а) и временные диаграммы сигналов (б–е) числоимпульсного ФСУ с параметрической и функциональной цифровыми развертывающими функциями и “вертикальным” управлением

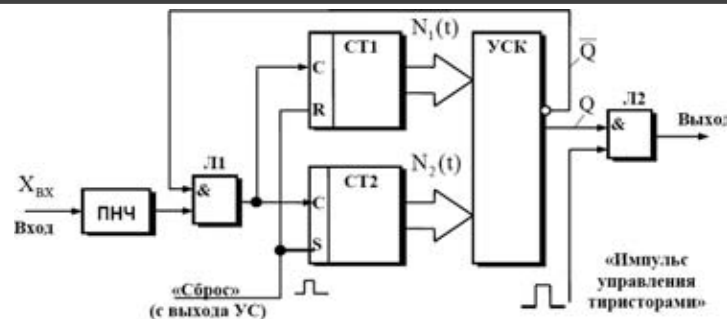


Рис. 3. Структурная схема числоимпульсного ФСУ с двумя функциональными цифровыми развертывающими функциями и «горизонтальным» управлением

тое состояние, обеспечивая подачу импульса управления на силовой тиристор.

Структуры и характеристики преобразователей напряжения в частоту импульсов

ПНЧ с частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ). ПНЧ с ЧИМ (таблица 1, рис. 1) включает в себя сумматор Σ , интегратор И, а также релейный элемент РЭ с порогами переключения $\pm 2b$ и неинвертирующей петлей гистерезиса, выходной сигнал которого меняется дискретно в пределах A . Начальное значение частоты выходных импульсов ПНЧ устанавливается с помощью сигнала задания X_0 (таблица 1, рис. 1, рис. 2а, б при $t \leq t_0^*$), значение которого в дальнейшем принимается равным $+A$. Наличие сигнала управления $X_{ВХ}$ приводит к увеличению скорости нарастания выходного сигнала $Y_n^*(t)$ интегратора И, ограниченного по амплитуде зоной неоднозначности $\pm 2b$ (таблица 1, рис. 2а, б) и росту частоты выходных импульсов ПНЧ. При переключении РЭ в состояние A происходит кратковременная принудительная установка в течение времени $t_p \approx 0$ интегратора И в положение $+2b$ (таблица 1, рис. 1б).

Проведенный анализ показал, что относительная ошибка частоты выходных импульсов ПНЧ пропорциональна величине Δe сигнала дрейфа «нуля» интегратора, приведенного к входу ПНЧ, и уменьшается с ростом $X_{ВХ}$ (таблица 1, соотношение 1). Здесь и далее приняты следующие обозначения:

f_0, f_0^* – частота выходных импульсов ПНЧ при отсутствии и наличии сигнала Δe соответственно;

$\Delta \bar{e} = \Delta e / A$ – нормированное значение сигнала Δe ;

$\bar{X}_{ВХ} = X_{ВХ} / A$ – нормированное значение входного сигнала ПНЧ. Знак « \pm » при нормированном значении сигнала Δe соответствует согласному или противоположному направлению сигнала Δe по отношению к $X_{ВХ}$.

При наличии гармонической составляющей помехи $X_{П}(t)$ на входе ПНЧ (таблица 1, рис. 1, рис. 2а) его выходные импульсы $Y(t)$ на каждом из интервалов дискретизации $t_1^* \dots t_n^*$ (или $T_{0,1}^* \dots T_{0,n}^*$) получают приращение по частоте $\Delta f[1] \dots \Delta f[n]$, что приводит к от-

клонению результирующей характеристики ПНЧ от заданного вида. При этом поведение ПНЧ описывается системой трансцендентных уравнений (2) (таблица 1), где введены следующие обозначения:

$\bar{A}_{П} = A_{П} / A$ – нормированное значение амплитуды $A_{П}$ сигнала $X_{П}(t)$;

$\bar{F} = T_{П}^{-1} / T_0^{-1}$ – нормированная частота сигнала $X_{П}(t)$, отнесенное к начальному значению частоты выходных импульсов ПНЧ, определяемой сигналом X_0 ;

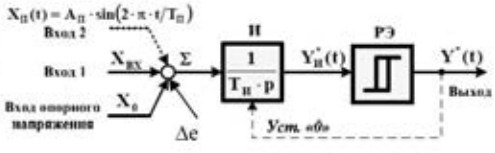
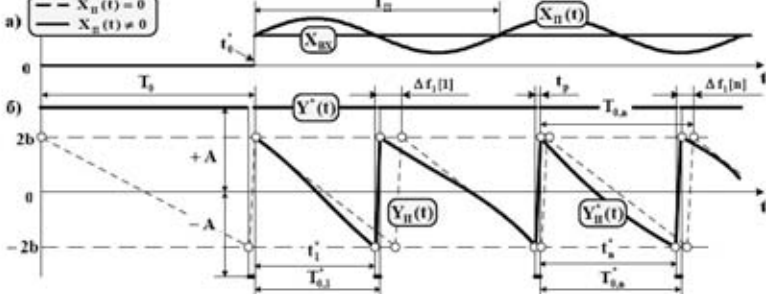
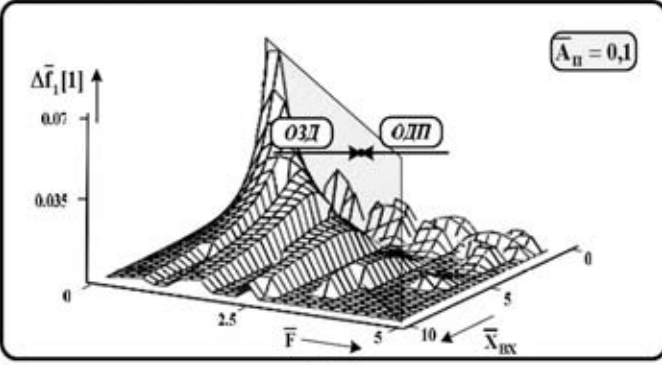
\bar{b} – нормированное значение порогов переключения РЭ;

$\bar{f}_1[n]$ – нормированное значение ошибки частоты выходных импульсов ПНЧ на n -ом интервале дискретизации при наличии динамической составляющей $X_{П}(t)$.

Известно [3], что пространство динамического состояния любой импульсной системы, включая и ПНЧ, делится на две зоны: область достоверной передачи частоты входного воздействия (ОДП) и область замедленной дискретизации (ОЗД) динамической составляющей сигнала управления. В ОДП приращения выходной частоты ПНЧ изменяются по закону динамической составляющей входного сигнала, а в ОЗД носят характер низкочастотных «биений» с частотой гораздо более низкой, чем входной гармонической сигнал. Физика этого явления объясняется тем обстоятельством, что импульсная система берет выборки из динамического сигнала медленнее, чем это необходимо для его достоверного восстановления после преобразования. Замедленная дискретизация, в частности, сигналов помех может вызвать появление сбоев в системе управления из-за низкочастотных составляющих, которые оказываются неразличимыми от полезного сигнала управления и, следовательно, в принципе неподдающимися фильтрации.

Анализ характеристики $\Delta \bar{f}_1[1] = f(\bar{X}_{ВХ}, \bar{F}, \bar{A}_{П} = 0, 1)$ (таблица 1, рис. 3) для ПНЧ с ЧИМ позволяет сделать следующие выводы. С ростом $\bar{X}_{ВХ}$ динамическая ошибка уменьшается при одновременном смещении влево по оси $\bar{X}_{ВХ}$ границы раздела ОДП и ОЗД, что является результатом повышения частоты

Таблица 1

Структурная схема ПНЧ с ЧИМ	Статическая ошибка ПНЧ с ЧИМ
 <p style="text-align: center;">Рис. 1</p>	$\Delta \bar{f}_1 = 1 - \frac{f_0^*}{f_0} = \frac{\pm \Delta \bar{e}}{1 + \bar{X}_{ВХ}} \quad (1)$
Временные диаграммы сигналов	
 <p style="text-align: center;">Рис. 2</p>	
Система уравнений при наличии гармонической составляющей входного сигнала	
$\begin{cases} T_{0,n}^* = t_n^* = T_0 \cdot \left[1 - \frac{\bar{A}_П}{\pi \cdot \bar{F}} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \bar{F}}{T_0} \cdot \left(t_n^* + 2 \cdot \sum_{i=0}^{n-1} t_i^*\right)\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \bar{F}}{T_0} \cdot t_n^*\right) \right] / (1 + \bar{X}_{ВХ}); t_p \cong 0; \\ T_{0,n} = T_0 / (1 + \bar{X}_{ВХ}); \bar{X}_{ВХ} = X_{ВХ} / A ; \bar{A}_П = A_П / A ; t_0^* = 0; \\ \Delta \bar{f}_1[n] = \left 1 - \frac{T_{0,n}}{T_{0,n}^*} \right ; \bar{F} = T_0 / T_П; T_0 = 4 \cdot \bar{b} \cdot T_П; \bar{b} = b / A ; n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (2)$	
Пространство динамического состояния $\Delta \bar{f}_1[1] = f(\bar{X}_{ВХ}, \bar{F}, \bar{A}_П = 0, 1)$	
 <p style="text-align: center;">Рис. 3</p>	

автоколебаний ПНЧ и снижения соотношения $X_П(t)/X_{ВХ}$. С ростом частоты нормированной частоты сигнала $X_П(t)$ величины $\Delta \bar{f}_1[1]$ и $\Delta \bar{f}_2[1]$ также уменьшаются, что является признаком, присущим ПНЧ интегрирующего типа, характеризующим их повышенную помехоустойчивость. В ОЗД наибольший уровень $\Delta \bar{f}_1[1]$ и $\Delta \bar{f}_2[1]$ (порядка 2%) наблюдается в зоне $X_{ВХ} < 2,0$, который затем с ростом $\bar{X}_{ВХ}$ уменьшается до пренебрежимо малой величины.

ПНЧ с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией (АЧИМ). ПНЧ данного класса относятся к разряду систем с комбинированной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией, где несущей частотой амплитудного модулятора АМ (табл.2, рис.1)

являются выходные импульсы автоколебательного каскада на основе звеньев Σ , И, РЭ, охваченных цепью внешней обратной связи. Выходные импульсы АМ $Y_A^*(t)$ синфазны по отношению к выходному сигналу РЭ (таблица 2, рис. 2б, в). Сигнал $Y_П^*(t)$ на выходе интегратора И ограничен по амплитуде порогами переключения $\pm b$ РЭ и имеет форму симметричной “пилы” (таблица 2, рис. 2б), темп нарастания которой определяется величиной входного воздействия (таблица 2, рис. 2а).

ПНЧ может работать также в режиме противофазной АЧИМ, когда $Y_A^*(t)$ и $Y^*(t)$ находятся в противофазе. Однако данный вариант в дальнейшем не рассматривался, так как он имеет ограничения по

Таблица 2. Характеристики интегрирующего ПНЧ с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией

Структурная схема интегрирующего ПНЧ с АЧИМ	Статическая ошибка ПНЧ с АЧИМ
<p style="text-align: center;">Рис. 1</p>	$\Delta \bar{f}_2 = 1 - \frac{f_0^*}{f_0} = \frac{\Delta \bar{e}^2}{(1 + \bar{X}_{BX})^2} \quad (1)$
Временные диаграммы сигналов ПНЧ с АЧИМ	
<p style="text-align: center;">Рис. 2</p>	
Система уравнений при наличии гармонической составляющей входного сигнала	
$\begin{cases} t_{2n-1}^* = T_0 \cdot \left[0,5 - \frac{\bar{A}_{П}}{\pi \cdot \bar{F}} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \bar{F}}{T_0} \cdot \left\langle t_{2n-1}^* + 2 \cdot \sum_{i=0}^{i=2n-2} t_i^* \right\rangle\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \bar{F}}{T_0} \cdot t_{2n-1}^*\right) \right] / (1 + \bar{X}_{BX}); \\ t_{2n}^* = T_0 \cdot \left[0,5 - \frac{\bar{A}_{П}}{\pi \cdot \bar{F}} \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \bar{F}}{T_0} \cdot \left\langle t_{2n}^* + 2 \cdot \sum_{i=0}^{i=2n-1} t_i^* \right\rangle\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot \bar{F}}{T_0} \cdot t_{2n}^*\right) \right] / (1 + \bar{X}_{BX}); \end{cases} \quad (2)$ $T_{0,n}^* = t_{2n-1}^* + t_{2n}^*; T_{0,n} = T_0 / (1 \pm \bar{X}_{BX}); \bar{X}_{BX} = X_{BX} / A ; \bar{A}_{П} = A_{П} / A ; t_0^* = 0;$ $\Delta \bar{f}_2[n] = \left 1 - \frac{T_{0,n}}{T_{0,n}^*} \right ; \bar{F} = T_0 / T_{П}; T_0 = 4 \cdot \bar{b} \cdot T_{П}; \bar{b} = b / A ; n = 1, 2, 3, \dots$	
Пространство динамического состояния $\Delta \bar{f}_2[1] = f(\bar{X}_{BX}, \bar{F}, \bar{A}_{П} = 0,1)$	
<p style="text-align: center;">Рис. 3</p>	

амплитуде X_{BX} , которая не должна превышать величины, пропорциональной $\pm A$.

Показанный на рис. 1 (таблица 2) сигнал Δe является обобщенным и приведенным к входу сумматора Σ , включающий в себя как составляющие дрейфовых параметров интегратора И, так и амплитудного модулятора АМ.

Характерной особенностью ПНЧ с АЧИМ по сравнению с другими ПНЧ, в частности с ПНЧ с ЧИМ, является высокая стабильность его характеристик. Так в данном случае статическая ошибка $\Delta \bar{f}_2$ частоты выходных импульсов зависит не от $\Delta \bar{e}$, а от $\Delta \bar{e}^2$ (таблица 2, соотношение 1). Учитывая, что $\Delta \bar{e} \ll 1$ температурная стабильность данного ПНЧ превосхо-

дит, например, структуру на рис.1 (табл.1) не менее, чем на два порядка. Объясняется это тем, что в одном из “полуциклов” развертывающегося преобразования сигнал $\Delta \bar{e}$ суммируется с выходным сигналом РЭ, а в другом “полуцикле” вычитается из него. В результате за период автоколебаний происходит частичная взаимная компенсация ошибок соседних “полуциклов” преобразования.

С точки зрения динамических показателей, ПНЧ с АЧИМ (таблица 2, рис. 3) практически эквивалентен ПНЧ с ЧИМ (таблица 1, рис. 3).

Выводы

➤ Числоимпульсные ФСУ при условии выполнения ПНЧ на базе интегрирующих методов развертывающегося преобразования обеспечивают высокую помехоустойчивость СИФУ со стороны информационного входа в широком частотном диапазоне сигналов помех, включая область частот замедленной дискретизации динамического сигнала.

➤ С точки зрения температурной стабильности характеристик, наилучшими результатами обладает ПНЧ с синфазной амплитудно-частотно-импульсной модуляцией, который не менее, чем на два порядка превосходит по данному параметру интегрирующие ПНЧ других типов.

Литература

1. Шкаликов С. И. Пути развития энергохозяйства и энергосбережений на ОАО “Челябинский трубопрокатный завод” / С.И. Шкаликов, Ю.Г. Попов, В.А.

Тюгаев, Л.И. Цытович, Р.М. Рахматуллин, М.М. Дудкин, А.В. Качалов // Наука и технологии: Труды XXVIII Российской школы. – М.: РАН, 2008. Т2, С. 153–162.

2. Цытович Л. И. Система управления асинхронным электроприводом водоснабжения жилого здания с автоматическим резервированием каналов регулирования / Л. И. Цытович, О. Г. Терещина, М. М. Дудкин // Проблемы энергетики: известия высших учебных заведений. – Казань: Изд-во КГЭУ, 2005. № 56, С. 47–52.

3. Хьюлсман Л. П. Активные фильтры / Пер. с англ. под ред. И. Н. Теплока. – М.: Мир, 1972. 516 с.

4. Патент RU 2288532 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 М 1/08. Фазосдвигающее устройство / Л. И. Цытович, М. М. Дудкин. – № 2005114902/09; заявл. 13.05.05; опубл. 27.11.06, Бюл. № 33. – 10 с.

5. Патент RU 2320071 Российская Федерация, МПК⁷ Н 02 М 1/08. Фазосдвигающее устройство / Л. И. Цытович, М. М. Дудкин. – № 2006135589/09; заявл. 09.10.06; опубл. 20.03.08, Бюл. № 8. – 11 с.

Цытович Леонид Игнатьевич, зав. кафедрой электропривода Южно-Уральского государственного университета (ЮУрГУ, г. Челябинск), д.т.н., профессор, р./тел. (351) 267-93-85, E-mail: tsi@susu.ac.ru;

Дудкин Максим Михайлович, доцент кафедры электропривода ЮУрГУ, к.т.н., р./тел. (351) 267-93-21;

Качалов Андрей Валентинович, аспирант кафедры электропривода ЮУрГУ, р./тел. (351) 267-94-32.

В. В. Макаров, Ю. Г. Следков

РАЗРАБОТКА АВТОНОМНОГО ОБРАТНОХОДОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СИЛОВОГО КЛЮЧА *FPS*

В статье рассмотрены практические методы разработки обратноходового преобразователя, силовой ключ которого представляет собой микросхему *FPS* (Fairchild Power Switch силовой ключ фирмы Fairchild). Разработке импульсных преобразователей присуща большая трудоемкость, требующая множества компромиссов и итераций при большом количестве рассчитываемых величин, используемых при проектировании. Приведенная в статье пошаговая методика расчета позволит существенно упростить разработчику проектирование импульсного источника питания.

Схема базового автономного обратноходового преобразователя с использованием силового ключа *FPS* показана на рис. 1. В статье эта схема будет использована в качестве образца для описания процесса разработки. Поскольку силовой МДП-транзистор и ШИМ-контроллер с различными дополнительными цепями интегрированы в единую микросхему, разработка импульсного источника питания оказывается значительно проще, чем при использовании дискретного силового транзистора отдельно от ШИМ-контроллера. В статье приводится пошаговая методика разработки автономного обратноходового преобразователя при использовании *FPS*, которая включает в себя разработку трансформатора, выходного фильтра, выбор компонентов и параметров цепи обратной связи. Приведенная методика достаточно общая и может быть использована для разработки различных преобразователей. Эта же методика использована в программном средстве проектирования (*FPS design tool*), что позволит разработчику существенно сократить время проектирования. Приведен пример разработки при использовании этого программного средства.

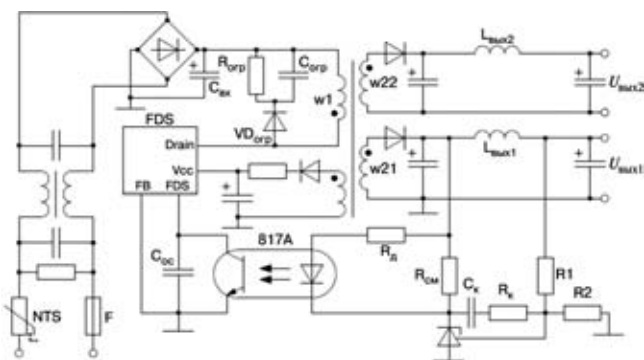


Рис. 1. Схема базового автономного обратноходового преобразователя с использованием *FPS*

Пошаговая методика проектирования

В этом разделе приведена методика проектирования для схемы, показанной на рис. 1. В большинстве случаев нумерация выводов 1–4 *FPS* совпадает и соответствует рис. 1.

1. Определение технических требований к системе.

- Диапазон изменения напряжения сети ($U_{c \max}$, $U_{c \min}$).
- Частота сети (f_c).
- Максимальная выходная мощность ($P_{\text{ВЫХ}}$).

➤ Оценка КПД (η_o): для расчета максимальной входной мощности ($P_{\text{ВХ}}$) необходимо оценить КПД преобразования энергии. Если отсутствуют справочные данные, для устройств с низким выходным напряжением следует выбирать $\eta_o = 0,7-0,75$, а с высоким – $\eta_o = 0,8-0,85$.

При выбранном оценочном КПД входная мощность определяется как

$$P_{\text{ВХ}} = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{\eta_o} \quad (1)$$

Для импульсных источников с несколькими выходами коэффициент загрузки каждого выхода определяется следующим образом

$$K_{zn} = \frac{P_{\text{ВЫХ}n}}{P_{\text{ВЫХ}}} \quad (2)$$

где $P_{\text{ВЫХ}n}$ – максимальная выходная мощность n -го выхода. Для преобразователя с одним выходом $K_{zn} = 1$.

Соответствующий *FPS* выбирается с учетом максимальной входной мощности. Ряд *FPS* по номинальным мощностям также включен в программу *FPS design tool*.

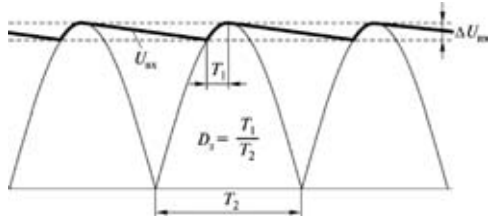
2. Определение величины емкости входного конденсатора ($C_{\text{ВХ}}$) и диапазона изменения входного напряжения ($U_{\text{ВХ}}$).

Максимальный уровень пульсаций входного напряжения определяется по формуле

$$\Delta U_{\text{ВХ} \max} = \frac{P_{\text{ВХ}}(1-D_3)}{2\sqrt{2}U_{c \min} \cdot f_c \cdot C_{\text{ВХ}}} \quad (3)$$

где D_3 – коэффициент заполнения напряжения заряда конденсатора $C_{\text{ВХ}}$, определяемый согласно рис. 2. Типовое значение $D_3 \approx 0,2$. Для устройства с универсальным входом (действующее значение напряжения сети $U_{c \text{д}} = 85...265$ В) целесообразно выбрать величину пульсаций

$$\Delta U_{\text{ВХ} \max} = (0,1...0,15)\sqrt{2}U_{c \min}$$

Рис. 2. Форма напряжения $U_{вх}$

Определив максимальную величину пульсаций входного напряжения, находим максимальное и минимальное значения входного напряжения

$$U_{вх\min} = \sqrt{2} U_{с\min} - \Delta U_{вх\max}; \quad (4)$$

$$U_{вх\min} = \sqrt{2} U_{с\max}. \quad (5)$$

3. Определение максимального коэффициента заполнения.

Для работы в режиме непрерывных токов (РНТ) рекомендуется выбирать $D_{\max} < 0,5$, чтобы избежать субгармонических колебаний. Затем определяем величину выходного напряжения, приведенную к первичной обмотке $U_{вых\text{пр}}$, и максимальное номинальное напряжение на МДП-транзисторе ($U_{си\text{ном}}$)

$$U_{вых\text{пр}} = \frac{D_{\max}}{1 - D_{\max}} U_{вх\min}; \quad (6)$$

$$U_{си\text{ном}} = \sqrt{2} U_{с\max} + U_{вых\text{пр}}. \quad (7)$$

Из выражений (6) и (7) видно, что перенапряжение на МДП-транзисторе можно уменьшить за счет снижения величины D_{\max} . Однако, это приведет к увеличению перенапряжений на выпрямительных диодах вторичной стороны преобразователя. Таким образом, желательно выбирать D_{\max} как можно большим, если это допустимо с точки зрения допустимых значений напряжений сток-исток МДП-транзистора. Типовое значение максимального коэффициента заполнения $D_{\max} = 0,45$.

4. Выбор величины индуктивности первичной обмотки трансформатора.

Обратноходовой преобразователь может работать в двух режимах – режиме непрерывных токов (РНТ) и режиме разрывных токов (РРТ). Режим работы изменяется при изменении величины нагрузки и входного напряжения. Таким образом, величина индуктивности первичной обмотки трансформатора определяется при полной нагрузке и минимуме входного напряжения

$$L_{w1} = \frac{(U_{вх\min} \cdot D_{\max})^2}{2P_{вх} f_{пер} k_n}, \quad (8)$$

где $f_{пер}$ – частота переключений; k_n – коэффициент пульсаций входного тока (рис. 3). Для РРТ $k_n = 1$, а для РНТ $k_n < 1$. Для преобразователя с универсальным входом целесообразно выбирать $k_n = 0,3-0,5$.

Максимальное и действующее значения тока стока МДП-транзистора определяются как

$$I_{с\max} = I_{вх} + \frac{\Delta I}{2}; \quad (9)$$

$$I_{с\text{д}} = \sqrt{\left[3I_{вх}^2 + \left(\frac{\Delta I}{2} \right)^2 \right] \frac{D_{\max}}{3}}, \quad (10)$$

где

$$I_{вх} = \frac{P_{вх}}{U_{вх\min} D_{\max}}; \quad (11)$$

$$\Delta I = \frac{U_{вх\min} D_{\max}}{L_{w1} f_{пер}}. \quad (12)$$

Необходимо проверить, чтобы значение максимального тока через МДП-транзистор было меньше предельно допустимой величины тока FPS .

5. Выбор необходимого сердечника и определение минимального числа витков первичной обмотки.

Обычно первоначальный выбор размеров сердечника бывает достаточно приблизительным, из-за большого количества переменных. Один из наиболее приемлемых путей выбора – это обратиться к справочным данным изготовителя по выбору сердечника. Если таковые отсутствуют, для начала используем следующее выражение

$$S_{ст} S_o = \left(\frac{10^4 L_{w1} I_{с\max} I_{с\text{д}}}{450 \cdot 0,2 \cdot \Delta B} \right)^{1,143} \cdot 10^4 \text{ мм}^4, \quad (13)$$

где $S_{ст}$ – площадь поперечного сечения стали (мм^2);

S_o – площадь окна (мм^2) (рис. 4);

ΔB – размах индукции при нормальной работе (Тл).

Для большинства ферритовых сердечников типовое значение ΔB составляет 0,3–0,35 Тл.

При выбранном сердечнике определяем минимальное число витков первичной обмотки трансформатора, чтобы избежать насыщения сердечника

$$w_{1\min} = \frac{L_{w1} I_{FPS\text{доп}}}{B_{нас} S_{ст}} \cdot 10^6, \quad (14)$$

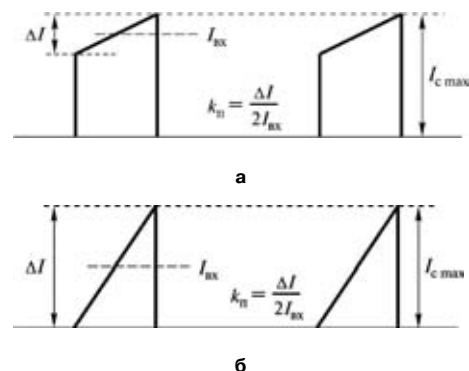


Рис. 3. Ток через МДП-транзистор и коэффициент пульсаций тока: а – РНТ; б – РРТ

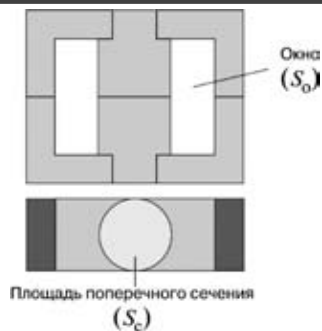


Рис. 4. Площади окна (а) и поперечного сечения сердечника

где $I_{FPS\text{ доп}}$ — допустимый ток FPS ; $B_{\text{нас}}$ — индукция насыщения сердечника (Тл). Если справочные данные отсутствуют выбирают $B_{\text{нас}} = 0,35...0,4$ Тл.

6. Определение числа витков выходных обмоток.

Сначала в качестве эталонного определяем коэффициент трансформации и вторичной обмоткой выхода, управляемого обратной связью

$$k_{\text{тр}} = \frac{w_1}{w_{21}} = \frac{U_{\text{вых пр}}}{U_{\text{вых1}} + U_{\text{д пр}}}, \quad (15)$$

где w_1 — число витков первичной обмотки;

w_{21} — число витков эталонной вторичной обмотки;

$U_{\text{вых1}}$ — выходное напряжение;

$U_{\text{д пр}}$ — прямое падение напряжения на диоде.

После этого определяем число витков первичной обмотки, выражаемое целым числом, которое должно быть больше минимального числа витков первичной обмотки ($w_{1\text{ min}}$), рассчитанного по выражению (14). Иногда w_1 может получиться существенно больше $w_{1\text{ min}}$, что приводит к повторному выбору сердечника большего размера. Если изменить размеры сердечника не представляется возможным, вследствие ограничений по размерам или стоимости, необходимо вернуться к п. 4 и уменьшить величину L_{w1} за счет увеличения значения коэффициента пульсаций ($k_{\text{п}}$). При этом минимальное число витков первичной обмотки уменьшится.

Число витков остальных выходных обмоток (n -ой обмотки) определяется как

$$w_{2n} = \frac{U_{\text{вых}n} + U_{\text{д пр}n}}{U_{\text{вых1}} + U_{\text{д пр1}}} \cdot w_{21}. \quad (16)$$

Число витков обмотки w_3 определяется как

$$w_3 = \frac{U_{\text{всс ном}} + U_{\text{д пр4}}}{U_{\text{вых1}} + U_{\text{д пр1}}} \cdot w_{21}, \quad (17)$$

где $U_{\text{всс ном}}$ — номинальное напряжение входа $V_{\text{сс}} FPS$;

$U_{\text{д пр4}}$ — прямое падение напряжения на диоде VD4.

Поскольку напряжение на входе $V_{\text{сс}}$ повышается при увеличении нагрузки, чтобы избежать срабатывания защиты от перенапряжений во время нормальной работы, целесообразно в качестве начального значения $U_{\text{всс}}$ выбирать величину $U_{\text{всс ном}}$.

При известном числе витков первичной обмотки определяем величину воздушного зазора сердечника

$$\delta = 40\pi S_{\text{окн}} \left(\frac{w_1^2}{100 L_1} - \frac{1}{A_L} \right) \text{ мм} \quad (18)$$

где A_L — магнитная проводимость — величина из справочных данных на сердечник при отсутствии воздушного зазора (нГн/витки²).

7. Определение диаметров проводов каждой обмотки на основе величины действующего значения выходного тока соответствующей вторичной обмотки.

Величина действующего значения тока вторичной обмотки вычисляется с помощью следующего выражения

$$I_{w2n(d)} = I_{\text{с д}} \sqrt{\frac{1 - D_{\text{max}}}{D_{\text{max}}}} \cdot \frac{U_{\text{вых пр}} \cdot k_{3n}}{U_{\text{вых}n} + U_{\text{д пр}n}}, \quad (19)$$

где k_{3n} — коэффициент загрузки n -го выхода, определенный с помощью (2).

Обычно при длине провода, превышающей 1 м, плотность тока выбирается 5 А/мм². При меньшей длине провода можно выбирать плотность тока 6–10 А/мм². Желательно не выбирать провод диаметром более 1 мм, чтобы избежать возникновения существенных вихревых токов и облегчить изготовление обмотки.

Проверяем, позволяет ли площадь обмотки разместить обмотку в окне сердечника. Необходимая площадь обмотки вычисляется как

$$S_{\text{об}} = \frac{S_{\text{пр}}}{k_{\text{зап}}}, \quad (20)$$

где $S_{\text{пр}}$ — площадь поперечного сечения провода;

$k_{\text{зап}}$ — коэффициент заполнения обмотки.

Обычно коэффициент заполнения обмотки выбирается равным 0,2–0,3.

8. Выбор выпрямительных диодов вторичной стороны на основе допустимых значений напряжений и токов.

Величины максимального обратного напряжения и действующего значения тока через выпрямительный диод n -го выхода преобразователя определяются как

$$U_{\text{д max}} = U_{\text{вых}n} + \frac{U_{\text{вх max}} (U_{\text{вых}n} + U_{\text{д пр}n})}{U_{\text{вых пр}}}; \quad (21)$$

$$I_{\text{д пр}n(d)} = I_{\text{с д}} \sqrt{\frac{1 - D_{\text{max}}}{D_{\text{max}}}} \cdot \frac{U_{\text{вых пр}} k_{\text{и}}}{(U_{\text{вых}n} + U_{\text{д пр}n})}. \quad (22)$$

9. Выбор выходного конденсатора с учетом величин пульсаций напряжения и тока.

Величина действующего значения пульсаций тока на конденсаторе n -го выхода преобразователя определяется как

$$I_{\text{пульс}n(d)} = \sqrt{I_{\text{VD}n(d)}^2 - I_{\text{н}n}^2}, \quad (23)$$

где $I_{\text{VD}n(d)}$ — действующее значение тока через выпрямительный диод n -го выхода;

$I_{нн}$ — ток нагрузки n -го выхода.

Величина пульсаций тока не должна превышать допустимых пульсаций тока выбранного конденсатора.

Величина напряжения пульсаций на n -ом выходе определяется соотношением

$$\Delta U_{нн} = \frac{I_{нн} D_{\max}}{C_{\text{вых}n} f_{\text{пер}}} + \frac{I_{\text{сmax}} U_{\text{вых пр}} R_{\text{Свых}n} k_{3n}}{U_{\text{вых}n} + U_{\text{до}n}}, \quad (24)$$

где $C_{\text{вых}n}$ — емкость конденсатора n -го выхода;

$R_{\text{Свых}n}$ — эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора $C_{\text{вых}n}$.

Бывают случаи, когда не удается удовлетворить требования по пульсациям с помощью одного конденсатора, вследствие высокого эквивалентного сопротивления электролитического конденсатора. В таких случаях можно использовать дополнительный LC-фильтр (постфильтр). При использовании такого фильтра необходимо выбирать частоту перегиба слишком низкой, поскольку в этом случае система может стать неустойчивой, либо будет ограничен диапазон регулирования. Частоту перегиба постфильтра необходимо выбирать в диапазоне $(0,1 \dots 0,2) f_{\text{пер}}$.

10. Разработка RCD-ограничителя.

Потери мощности в схеме ограничителя в нормальном режиме работы определяются следующим соотношением

$$P_{\text{огр}} = \frac{U_{\text{Согр}}^2}{R_{\text{Рогр}}} = \frac{L_{\text{рас}} I_{\text{сmax}}^2 f_{\text{пер}}}{2}, \quad (25)$$

где $U_{\text{Согр}}$ — напряжение на ограничительном конденсаторе при нормальном режиме работы;

$L_{\text{рас}}$ — индуктивность рассеяния первичной стороны преобразователя;

$R_{\text{Рогр}}$ — сопротивление ограничителя.

На основе рассчитанных потерь необходимо выбрать для ограничителя резистор соответствующей мощности. Напряжение на конденсаторе ограничителя должно превышать напряжение нагрузки, приведенное к первичной стороне преобразователя ($U_{\text{вых пр}}$). Как правило, напряжение $U_{\text{Согр}}$ выбирается на 50–100 В выше, чем $U_{\text{вых пр}}$. Напряжение пульсаций на конденсаторе ограничителя при нормальном режиме работы определяется как

$$\Delta U_{\text{Согр}} = \frac{U_{\text{Согр}}}{C_{\text{огр}} R_{\text{огр}} f_{\text{пер}}}, \quad (26)$$

В общем, случае пульсации 5–10% вполне приемлемы.

Максимальное напряжение на конденсаторе ограничителя при переходном процессе или возникновении перегрузки равно

$$U_{\text{Согр max}} = I_{\text{FPS пред}} \sqrt{\frac{R_{\text{огр}} L_{\text{рас}} f_{\text{пер}}}{2}}, \quad (27)$$

где $I_{\text{FPS пред}}$ — предельно допустимая величина тока FPS.

Таким образом, максимальное перенапряжение на МДП-транзисторе равно

$$U_{\text{си max}} = \sqrt{2} U_{\text{сmax}} + U_{\text{Согр max}}. \quad (28)$$

Напряжения сток-исток МДП-транзистора и на конденсаторе ограничителя показаны на рис. 5.

Максимальное напряжение сток-исток МДП-транзистора ($U_{\text{си max}}$) должно быть меньше $0,9 U_{\text{си доп}}$, т. е. номинального значения, приводимого в справочных данных на транзистор. При измерении индуктивности рассеяния первичной стороны трансформатора при закороченных выходных обмотках, ее величина получается несколько больше, поскольку индуктивность рассеяния каждой обмотки на вторичной стороне приводится к первичной.

11. Разработка контура обратной связи.

В FPS используется токовое управление (рис. 6), поэтому контур обратной связи может быть реализован цепью компенсации одного нуля и одного полюса.

При работе в РНТ передаточная функция управление-выход обратного преобразователя может быть записана в виде

$$W_{y-v} = \frac{\hat{U}_{\text{вых1}}}{\hat{U}_{\text{ос}}} = \frac{K R_n U_{\text{вх}} \left(\frac{w_1}{w_{21}} \right) \left(1 + \frac{s}{W_z} \right) \left(1 - \frac{s}{W_{\text{опп}}} \right)}{2U_{\text{вых пр}} + U_{\text{вх}} \left(1 + \frac{s}{W_n} \right)}, \quad (29)$$

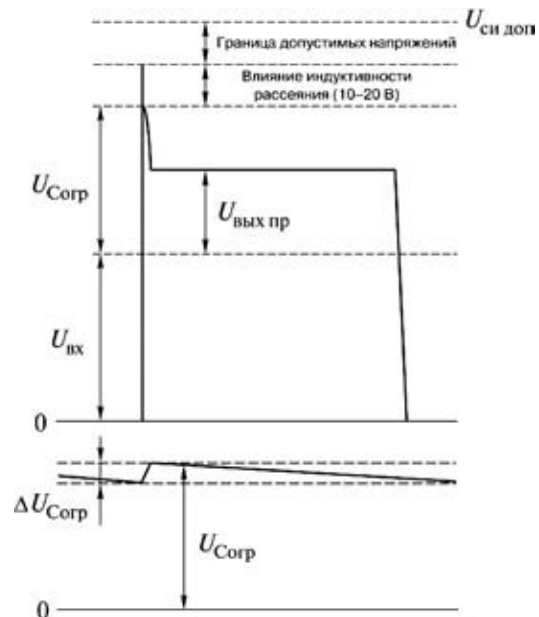


Рис. 5. Напряжения сток-исток транзистора и на ограничительном конденсаторе

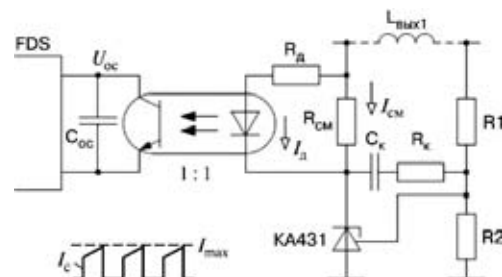


Рис. 6. Схема управления FPS

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

R_H – суммарное эффективное сопротивление нагрузки регулируемого выхода:

$$R_H = \frac{U_{вых1}^2}{P_{ввых}}$$

$$W_z = \frac{1}{R_{свых1} C_{ввых1}}$$

$$W_{0пп} = \frac{R_H (1-D)}{D L_1 (w_{21} / w_1)^2};$$

$$W_{п} = \frac{(1+D)}{R_H C_{ввых1}}.$$

Если преобразователь содержит несколько выходов, его передаточные функции управление-выход по постоянному току и на низкой частоте пропорциональны параллельному соединению всех сопротивлений нагрузки с поправкой на квадрат коэффициента трансформации. Поэтому в (29) использовано эффективное сопротивление нагрузки, а не сопротивление нагрузки первого выхода.

Для *FPS* коэффициент преобразования напряжение-ток (K) определяется соотношением

$$K = \frac{I_{с max}}{U_{ос}} = \frac{I_{FPS пред}}{3}, \quad (30)$$

где $I_{FPS пред}$ – максимальное допустимое значение тока стока;

$U_{ос}$ – напряжение обратной связи для заданных условий работы.

Необходимо отметить, что передаточная функция управление-выход, определяемая (29), имеет ноль в правой полуплоскости ($W_{0пп}$). Поскольку ноль в правой полуплоскости уменьшает фазу на 90° , частота перехода должна быть ниже нуля в правой полуплоскости.

Графики передаточной функции управление-выход при изменении входного напряжения для РНТ показаны на рис. 7. Видно, что при изменении входного напряжения изменяются нули и полюсы системы, а также коэффициент передачи по постоянному току. Этот коэффициент имеет максимальное значение при высоком входном напряжении, а ноль в правой полуплоскости находится левее при низком входном напряжении.

Графики передаточной функции управление-выход при изменении сопротивления нагрузки для РНТ показаны на рис. 8. Видно, что низкочастотный коэффициент передачи не изменяется при изменении нагрузки, а ноль в правой полуплоскости смещается влево при полной нагрузке.

При работе в РРТ передаточная функция управление-выход обратного преобразователя с использованием *FPS* имеет вид

$$W_{y-b} = \frac{\hat{U}_{ввых1}}{\hat{U}_{ос}} = \frac{U_{ввых1}}{U_{ос}} \cdot \frac{1 - \frac{s}{k_z}}{1 + \frac{1}{k_{п}}}, \quad (31)$$

где

$$k_0 = \frac{1}{R_{свых1} C_{ввых1}};$$

$$k_{п} = \frac{2}{R_H C_{ввых1}}.$$

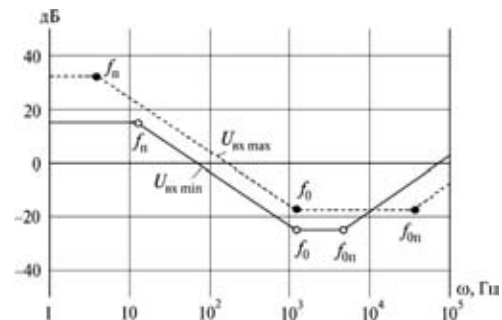


Рис. 7. Передаточная функция управление-выход при изменении входного напряжения для РНТ

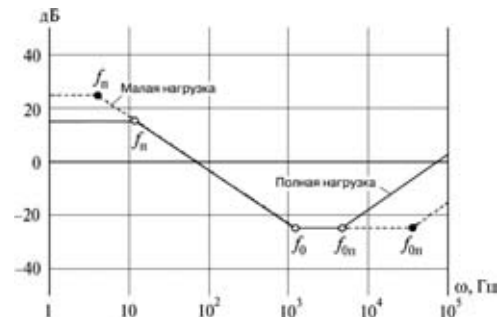


Рис. 8. Передаточная функция управление-выход при изменении сопротивления нагрузки для РНТ



Рис. 9. Передаточная функция управление-выход при изменении сопротивления нагрузки для РРТ

Графики передаточной функции управление–выход при изменении сопротивления нагрузки для РРТ показаны на рис. 9. В противоположность РНТ, в РРТ отсутствует ноль в правой полуплоскости, а коэффициент передачи по постоянному току не изменяется при изменении входного напряжения. Полный коэффициент передачи, за исключением коэффициента передачи по постоянному току максимален при полной нагрузке.

Передаточная функция схемы компенсации обратной связи (рис. 6) имеет вид

$$\frac{\hat{U}_{ос}}{\hat{U}_{вых1}} = k_i \cdot \frac{1 + \frac{s}{k_{ок}}}{s \cdot \left(1 + \frac{s}{k_{пк}}\right)}, \quad (32)$$

$$\text{где } k_i = \frac{R_{см}}{R_1 R_d C_\phi s};$$

$$k_{ок} = \frac{1}{(R_\phi + R_1) C_\phi};$$

$$k_{пк} = \frac{1}{R_{см} C_{ос}}.$$

Когда входное напряжение и ток нагрузки изменяются в широком диапазоне, определение наихудшего случая для разработки контура обратной связи представляется совсем непростой задачей. Коэффициент передачи, а также нули и полюсы передаточной функции перемещаются в соответствии с режимом работы. Кроме того, преобразователь, работающий в РНТ, при уменьшении тока нагрузки и/или повышении входного напряжения переходит в РРТ.

Одним из простых и удобных способов решения этой задачи является разработка контура обратной связи при низком входном напряжении и полном токе нагрузки с достаточным запасом по коэффициенту усиления и фазе. Для преобразователя с универсальным входом ноль передаточной функции в правой полуплоскости наиболее смещен влево при минимальном входном напряжении и полной нагрузке, когда преобразователь работает в РНТ. Между тем, при изменении входного напряжения от низкого к высокому коэффициент передачи изменяется всего на 6 дБ. Таким образом, устойчивость системы может быть гарантирована при запасе по фазе более 45° при низком напряжении и полной нагрузке.

Предлагается следующая методика разработки контура обратной связи.

- Определяем частоту перехода (f_n). Для обратного преобразователя, работающего в РНТ, ее следует выбирать ниже 1/3 нуля коэффициента передачи в правой полуплоскости, чтобы свести его влияние к минимуму. При работе в РРТ эта частота может быть выше,

поскольку в этом режиме ноль в правой полуплоскости отсутствует.

- При использовании дополнительного LC -фильтра частота перехода должна выбираться на 1/3 меньше частоты сопряжения LC -фильтра, поскольку он вносит сдвиг фаз 180°. Ни в коем случае нельзя выбирать частоту перехода большей, чем частота сопряжения LC -фильтра. Если величины этих частот достаточно близки, контроллер должен быть разработан с достаточным запасом по фазе, превышающим 90°, если постфильтр не принимается во внимание.
- Определяем коэффициент усиления компенсатора по постоянному току ($k_i/k_{ок}$), чтобы устранить влияние коэффициента усиления передаточной функции управление-выход на частоте f_n .
- Выбираем частоту нуля компенсатора ($f_{ок}$) равной приблизительно $f_n/3$.
- Выбираем частоту полюса компенсатора ($f_{пк}$) равной приблизительно $3f_{пк}$.

Передаточные функции, необходимые для разработки контура компенсатора, показаны на рис. 10.

При выборе компонентов компенсатора существуют следующие ограничения.

- Величина емкости конденсатора, подключаемого к выводу обратной связи (CB), связана с задержкой на отключение при возникновении перегрузки следующим соотношением

$$T_3 = \frac{(U_{выкл} - 3) C_{ос}}{I_3}, \quad (33)$$

где $U_{выкл}$ – напряжение отключения на выходе схемы обратной связи;

I_3 – ток задержки отключения.

Оба эти параметра приводятся в справочном листке на *FPS*.

В общем случае для большинства устройств вполне приемлема задержка отключения длительностью 10 – 100 мс. В некоторых случаях это диапазон может быть ограничен по соображениям требуемого времени задержки для защиты от перегрузки.



Рис. 10. Передаточные функции, необходимые при разработке компенсатора

- Величины сопротивлений резисторов $R_{см}$ и $R_{д}$, используемых совместно с оптроном (817А) и микросхемой КА431, должны выбираться таким образом, чтобы гарантированно обеспечить полный диапазон напряжения обратной связи FPS. В общем случае, минимальное напряжение на катоде и ток микросхемы должны быть соответственно 2,5 В и 1 мА. Таким образом, величины сопротивлений этих резисторов должны удовлетворять следующим условиям:

$$\frac{U_{\text{вых1}} - U_{\text{оп}} - 2,5}{R_{д}} > I_{\text{ос}}; \quad (34)$$

$$\frac{U_{\text{оп}}}{R_{см}} > 1, \quad (35)$$

где $U_{\text{оп}}$ – прямое падение напряжения на диоде оптрона (типичное значение $U_{\text{оп}} = 1$ В);

$I_{\text{ос}}$ – ток обратной связи FPS (типичное значение $I_{\text{ос}} = 1$ мА).

Например, при $U_{\text{вых1}} = 5$ В,

$$R_{см} < 1 \text{ кОм};$$

$$R_{д} < 1,5 \text{ кОм}.$$

Разработку схемы наиболее просто проводить с помощью предлагаемой фирмой *Fairchild* программы *FPS Design Assistant*.

Литература

1. A Fairchild Power Switch (FPS) based on Switched Mode Power Supply for LCD Monitor Use. Application Note – Fairchild semiconductor.
2. Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using FPS. Application Note. – Fairchild Semiconductor.
3. FPS Design Assistant, Ver.1.20.2. – Fairchild semiconductor.

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

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

Д. Р. Манбеков, Д. А. Шевцов

ОБЕСПЕЧЕНИЕ СИММЕТРИЧНОГО ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЯ СЕРДЕЧНИКА ТРАНСФОРМАТОРА В ДВУХТАКТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ НАПЯЖЕНИЯ С УПРАВЛЕНИЕМ ПО ВОЛЬТ-СЕКУНДНОМУ ИНТЕГРАЛУ

В статье показана возможность применения управления мостовым преобразователем по вольт-секундному интегралу (ВСИ). Для обеспечения симметричного перемагничивания сердечника авторами предлагается использовать специальный блок – формирователь ВСИ. Рассмотрены схемы, как с гальванической, так и без гальванической развязки входа и выхода с описанием их сильных и слабых сторон.

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:

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

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. Следует отметить, что несимметрия может возникнуть при различных способах управления:

- управление по напряжению (*Voltage Mode*);
- управление по току (*Current Mode*);
- управление по вольт-секундному интегралу (*Constant Volt-second Clamp*).

Каждый из этих методов имеет свои достоинства и недостатки, однако ни один из них не может обеспечить симметричного режима перемагничивания без применения специальных симметрирующих узлов. Проведенный анализ [2] показал, что известные методы симметрирования [3] по разным причинам оказались мало эффективными.

В статье рассмотрена возможность обеспечения симметричного режима перемагничивания для ШИМ-регулирования. Предлагается использовать информацию о вольт-секундном интеграле (ВСИ) на

первичной обмотке силового трансформатора для обеспечения равенства изменения индукции в сердечнике в смежных полупериодах [1].

Непосредственное измерение индукции крайне затруднительно, поэтому необходимо наличие специального функционального блока – формирователя ВСИ, выходной параметр которого был бы прямо пропорционален значению индукции в сердечнике. Это можно обеспечить используя принцип подобия, в соответствии с которым различные физические величины ведут себя подобно, если описываются подобными дифференциальными уравнениями. В соответствии с этим принципом, выходным параметром формирователя ВСИ выбрано напряжение на конденсаторе, которое является интегралом от протекающего через него тока. Такой выбор обусловлен тем, что индукция в сердечнике является интегралом от напряжения на первичной обмотке. Следовательно, если протекающий через конденсатор ток будет прямо пропорционален напряжению на первичной обмотке, то напряжение на конденсаторе будет прямо пропорционально индукции в сердечнике.

Для реализации метода симметрирования с управлением по ВСИ может быть использован ШИМ-контроллер UC1825 [4], функциональная схема которого представлена на рис. 1.

Возможный вариант схемотехнической реализации формирователя ВСИ в составе двухтактного пре-

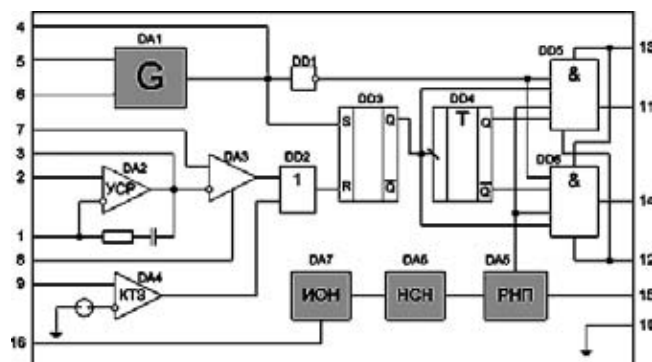


Рис. 1. Функциональная схема ШИМ-контроллера UC1825: DA1 – генератор тактовых импульсов; DA2 – усилитель сигнала рассогласования YCP; DA3 – компаратор ШИМ; DA4 – компаратор токовой защиты KT3; DA5 – реле напряжения питания РНП; DA6 – непрерывный стабилизатор напряжения HCH; DA7 – источник опорного напряжения ИОН; DD3 – триггер ШИМ; DD4 – Т-триггер

образователя с управлением от ШИМ-контроллера UC 1825, представлен на рис. 2. В приведенной схеме:

– частота преобразования задается резистором R_T и конденсатором C_T , подключаемыми соответственно к выводам 5 и 6 ШИМ-контроллера;

– на выводах 11 и 14 формируются управляющие импульсы для драйверов DA1, DA3 и DA2, DA4 соответственно, которые, в свою очередь, управляют силовыми транзисторами VT3, VT4 и VT5, VT6;

– на выводах 11 и 14 формируются управляющие импульсы для драйверов DA1, DA3 и DA2, DA4 соответственно, которые, в свою очередь, управляют силовыми транзисторами VT3, VT4 и VT5, VT6, формирующими на первичной обмотке переменное напряжение;

– со вторичной обмотки переменное напряжение поступает на выпрямитель (VD5VD8) и далее через LC-фильтр – в нагрузку R_H ;

– через резистивный делитель (R_1 , R_2) напряжение с нагрузки, подается на вход усилителя сигнала рассогласования УСР (вывод 1 ШИМ-контроллера);

– коэффициент заполнения (k_c) управляющих импульсов формируется в зависимости от уровня сигнала рассогласования;

– сигнал с резистивного датчика тока $R_{дт}$, через фильтрующую цепь на элементах R и C , подается на 9 вывод, и, когда уровень сигнала достигает величины 1 В, узел токовой защиты отключает проводящие силовые транзисторы;

– питание ШИМ-контроллера может быть организовано различными способами (на рис. 2 эквивалентный источник U_{cy});

– связь ДТ с ШИМ-контроллером может осуществляться как без гальванической развязки, так и с гальванической развязкой;

– связь СТК с ШИМ-контроллером осуществляется через драйверы, которые должны обеспечивать либо гальваническую развязку (УГР), либо сдвиг уровня;

– формирователь ВСИ выполнен на диодах VD1VD4; резисторе R , конденсаторе C и транзисторах VT1, VT2.

Рассмотрим подробнее принцип работы формирователя ВСИ. Если пренебречь падениями напряжения (U_{VD}) на диодах VD1, VD2 и напряжением (U_C) на конденсаторе C , по сравнению с напряжением на первичной обмотке (U_{w1}), то работа формирователя ВСИ описывается следующими уравнениями и неравенствами:

$$U_{w1} \gg U_C; \quad (1a)$$

$$U_{w1} \gg U_{VD}; \quad (1b)$$

$$B = \frac{1}{\omega S} \int U_{w1} dt; \quad (2)$$

$$U_C = \frac{1}{C} \int i_C dt; \quad (3)$$

$$i_C = \frac{U_{зап} - (U_{VD} + U_C)}{R},$$

а с учетом условия (1),

$$i_C = \frac{U_{зап}}{R}; \quad (4)$$

$$U_C = \frac{1}{RC} \int U_{зап} dt; \quad (5)$$

Учитывая, что

$$U_{зап} = U_{w1} - U_{VT} - U_{VD} \approx U_{w1},$$

где U_{VT} – падение напряжения на открытых транзисторах VT6 или VT4, уравнения (5) и (2) можно представить следующим образом:

$$U_C = k_1 \int U_{w1} dt; \quad (6)$$

$$B = k_2 \int U_{w1} dt, \quad (7)$$

где $k_1 = 1/(RC)$, а $k_2 = 1/(\omega S)$. Поэтому при обеспечении $k_1 = k_2$, (другими словами соответствующем подборе величин R и C) напряжение на конденсаторе C будет соответствовать индукции в сердечнике.

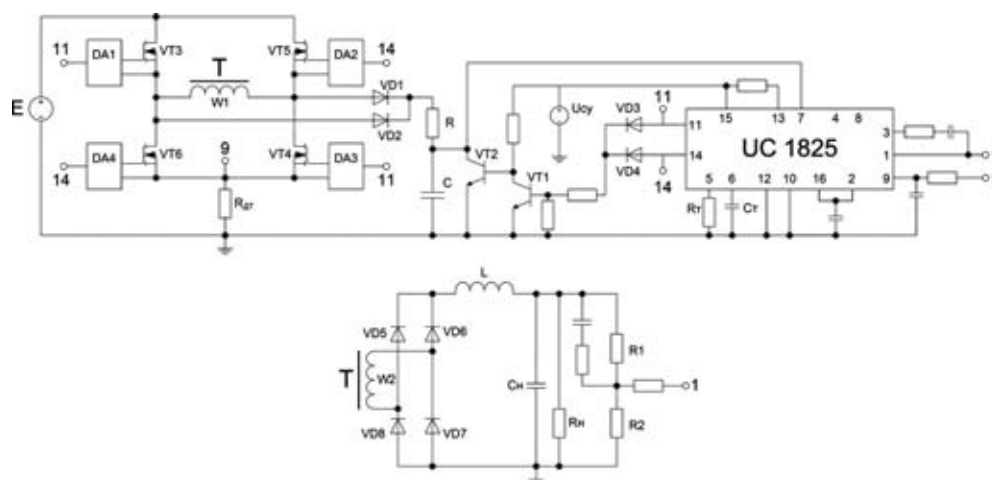


Рис. 2. Схема мостового преобразователя постоянного напряжения с формирователем ВСИ и ШИМ-контроллером в первичной цепи (гальваническая развязка между входом и выходом отсутствует)

При соблюдении условий (1–5) алгоритм работы формирователя ВСИ сводится к следующему:

– через диоды VD1 или VD2 и резистор R конденсатор С заряжается током, прямо пропорциональным напряжению на первичной обмотке;

– напряжение с конденсатора С подается в ШИМ-контроллер на 7 вывод и далее на компаратор, где сравнивается с опорным напряжением, поступающим с УСР;

– когда напряжение на конденсаторе достигнет опорного уровня, на выходе компаратора DA1 формируется логическая единица, переводящая триггер ШИМ в состояние, запрещающее выдачу управляющих импульсов с выводов 11 и 14, что в результате приведет к запиранию проводящих в данный полупериод силовых транзисторов;

– при отсутствии управляющих импульсов на выводах 11 и 14 формирователь ВСИ переходит в исходное состояние, поскольку закрывается транзистор VT1 и открывается VT2, который полностью разряжает конденсатор С, тем самым подготавливая его для работы в следующем полупериоде;

– при отсутствии управляющих импульсов на выводах 11 и 14 формирователь ВСИ переходит в исходное состояние, поскольку закрывается транзистор VT1 и открывается VT2, который полностью разряжает конденсатор С, тем самым подготавливая его для работы в следующем полупериоде;

– с началом следующего полупериода открывается другая пара силовых транзисторов, после чего цикл работы формирователя ВСИ повторяется.

Временные диаграммы процессов, поясняющих работу формирователя ВСИ, приведены на рис. 3. Из диаграмм видно, что при повышении напряжения питания с уровня E_1 до уровня E_2 уменьшается время, необходимое для заряда конденсатора С до напряжения U_3 , которое одинаково для обоих полупериодов. Вследствие этого уменьшается длительность управляющих импульсов U_{11} , U_{14} с времени t_1 до t_2 . Таким образом, вольт-секундный интеграл первичной обмотки S1, соответствующий питающему напряжению E_1 и длительности управляющего импульса t_1 , будет равен

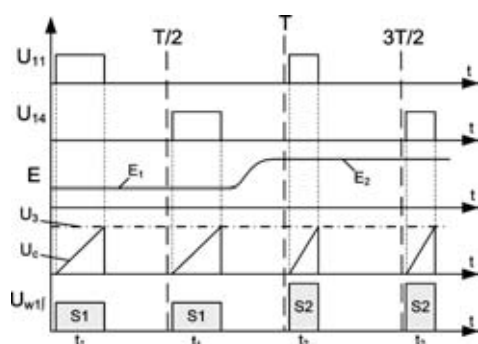


Рис. 3. Временные диаграммы процессов для формирователя ВСИ (U_{11} , U_{14} – управляющие импульсы соответствующих полупериодов; U_3 – опорное напряжение на компараторе ШИМ; E – напряжение питания; U_c – напряжение на конденсаторе С; U_{wf} – вольт-секундный интеграл на первичной обмотке)

вольт-секундному интегралу S2, соответствующему напряжению питания E_2 и длительности управляющего импульса t_2 .

Предложенный принцип формирования ВСИ позволяет обеспечить равенство вольт-секундных интегралов смежных полупериодов путем коррекции длительностей смежных управляющих импульсов, независимо от дестабилизирующих факторов.

• простота реализации предложенного алгоритма симметрирования с ШИМ-регулированием и управлением по ВСИ;

• наличие информации о постоянной составляющей напряжения, приложенного к первичной обмотке;

• возможность передачи информации между $R_{дт}$, драйверами и СУ без УГР.

К недостатку рассмотренной схемы следует отнести отсутствие гальванической развязки между входом и выходом.

При необходимости гальванической развязки между входом и выходом можно использовать схему, показанную на рис. 4. В этом случае схема управления разбивается на две части, одна из которых (ШИМ-контроллер и формирователь ВСИ) расположена в первичной цепи, а другая часть схемы управления датчик выходного напряжения (ДВН), источник опорного напряжения (ИОН) и УСР располагаются во вторичной цепи. При этом ИОН и УСР входят в состав микросхемы DA5 (TL431) [5].

В этой схеме сигнал рассогласования с выхода УСР, выполненного на микросхеме DA5, передается в ШИМ-контроллер через УГР, выполненный на транзисторной оптопаре. Необходимо отметить, что представленная схема обладает такими же достоинствами, как и предыдущая. Несмотря на повышенную сложность, она обеспечивает гальваническую развязку между входом и выходом, что выгодно отличает ее от ранее рассмотренной.

Схема, обеспечивающая гальваническую развязку входа и выхода, с ШИМ-контроллером во вторичной цепи, показана на рис. 5. При этом связь ДТ и драйверов силовых транзисторов с ШИМ-контроллером должна осуществляться только через УГР. В частности для передачи информации о токе первичной цепи в ШИМ-контроллер может быть использован трансформатор тока (на рис. 5 обозначен как T2). Отметим, что УГР может быть как в составе драйверов, так и в согласующем каскаде (на рис. 5 не показан).

В рассматриваемой схеме сигнал для формирователя ВСИ может сниматься с одной из вторичных обмоток трансформатора либо с нагрузочной, либо со специальной измерительной. При этом принцип работы формирователя ВСИ аналогичен ранее изложенному, т.к. напряжение на вторичной обмотке, в идеале, прямо пропорционально напряжению на первичной обмотке.

Схеме присущи следующие недостатки:

➤ из-за наличия индуктивности рассеивания обмоток трансформатора информация со вторичной обмотки о вольт-секундном интеграле на первичной

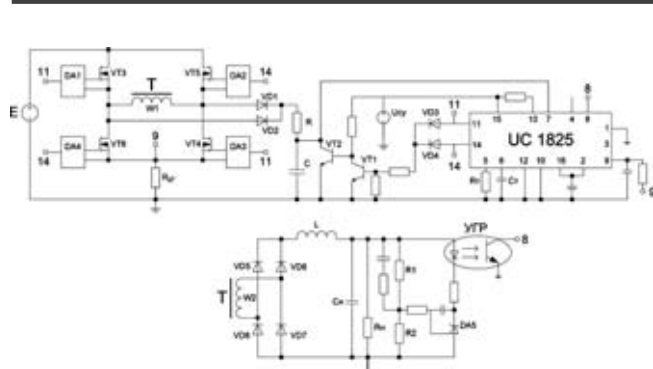


Рис. 4. Схема мостового преобразователя постоянного напряжения с формирователем ВСИ и ШИМ-контроллером в первичной цепи, а также гальванической развязкой входа и выхода

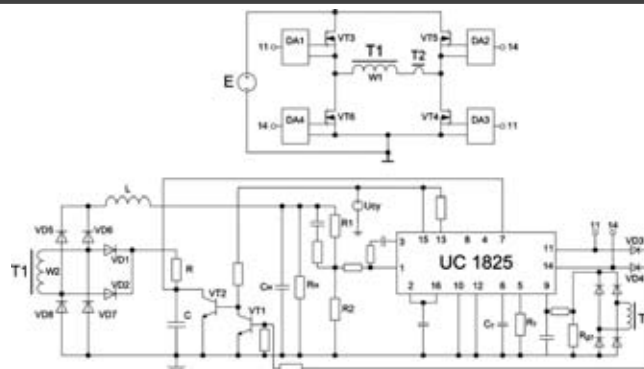


Рис. 5. Схема мостового преобразователя постоянного напряжения с формирователем ВСИ и ШИМ-контроллером во вторичной цепи, а также гальванической развязкой входа и выхода

обмотке снимается с искажениями. При этом они тем больше, чем больше ток, протекающий по обмотке. Поэтому искажение информации, снимаемой с нагрузочной обмотки, может оказаться недопустимо большими и в ряде случаев будет целесообразно применение специальной измерительной обмотки.

► Уровень напряжения на силовой вторичной обмотке может оказаться недостаточным для эффективной работы формирователя ВСИ вследствие невыполнения вышеназванных условий (1). В связи с этим, может оказаться целесообразным применение специальной дополнительной измерительной обмотки, относительно высоковольтной и малым током нагрузки.

► Сигнал, снимаемый для формирователя ВСИ со вторичной обмотки (нагрузочной или дополнительной), не содержит информации о постоянной составляющей напряжения на первичной обмотке, поскольку трансформатор ее не передает.

Таким образом, можно сделать вывод, что применение специальной дополнительной несилевой обмотки для формирователя ВСИ может оказаться целесообразным, так как позволит обеспечить условия, необходимые для его эффективной работы. Однако, в любом случае более эффективная работа формирователя ВСИ обеспечивается при измерении напряжения на первичной обмотке.

Литература

1. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Моделирование процессов несимметричного перемагничивания двухтактных ИВЭП // Практическая силовая электроника. Выпуск 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. Выпуск 33. 2009. С. 45–47.
3. Шевцов Д. А., Манбеков Д. Р. Сравнительный анализ и классификация методов симметрирования двухтактных преобразователей напряжения с ШИМ-регулированием. // Силовые транзисторные устройства. Выпуск 2/ Под редакцией Е. В. Машукова. М.: Экон-Информ, 2006. С.58–74.
4. Интегральные микросхемы: Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. – М. ДОДЭКА, 1996 г.

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.

В. В. Крючков

ЦИФРОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ ОДНОФАЗНЫМ ИНВЕРТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ РАБОТЫ С ВОЗОБНОВЛЯЕМЫМ ИСТОЧНИКОМ ЭНЕРГИИ

Рассмотрен способ цифрового управления однофазным инвертором напряжения, который является частью аппаратуры сопряжения системы энергоснабжения для возобновляемых источников электроэнергии. Цель системы управления обеспечение передачи электроэнергии, вырабатываемой возобновляемыми источниками энергии к энергосистеме общего пользования. Рассмотрена разработка системы управления и приведены результаты экспериментальных исследований.

Предполагается, что распределенное генерирование электроэнергии, получаемой от возобновляемых источников энергии будет играть существенную роль в перспективных системах электроснабжения [1]. Это объясняется тем, что в последние два десятилетия стоимость производства электроэнергии от возобновляемых источников значительно снизилась. И, как следствие, получение электроэнергии от возобновляемых источников, например ветроэнергетических установок, стало экономически сопоставимо с производством электроэнергии с помощью традиционных источников.

Многие технические решения по распределенным системам электропитания основаны на возобновляемых источниках энергии. Однако их нельзя непосредственно соединить с энергосистемой общего пользования, так как при этом требуются те, или иные силовые электронные устройства сопряжения [1, 2]. Например, фотоэлектрическая батарея дает постоянное напряжение, и, следовательно, необходимо преобразование постоянного напряжения в переменное. Возможная структура устройства, позволяющего осуществить такое преобразование, показана на рис. 1. Сначала для повышения низкого напряжения фотоэлектрической батареи используется повышающий преобразователь постоянного напряжения, а затем с помощью однофазного инвертора это повышенное напряжение преобразуется в переменное напряжение с частотой 50 Гц.

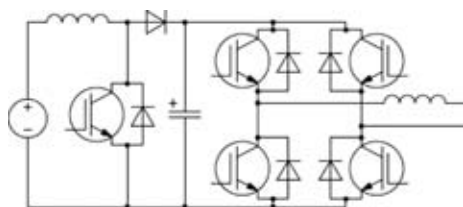


Рис. 1. Пример фотоэлектрической системы, соединенной со стандартной электросетью

Другой пример – это система на основе ветроэнергетической установки. Поскольку для увеличения выхода энергии ветрогенератор работает с переменной скоростью вращения, выходное напряжение генератора имеет переменную частоту и амплитуду. Следовательно для сопряжения с энергосистемой общего пользования необходимо двойное преобразование напряжения: переменное (изменяемые амплитуда и частота) – постоянное – переменное (постоянные амплитуда и частота). Структура системы, позволяющая решить эту проблему, показана на рис. 2.

В обеих структурах для преобразования постоянного напряжения в переменное с частотой 50 Гц используется однофазный инвертор. Кроме того, в ряде случаев однофазные инверторы также используются для обеспечения преобразования постоянного напряжения в переменное. Важным аспектом является управление таким инвертором для передачи сгенерированной энергии в стандартную сеть электропитания. В статье рассмотрен способ цифрового управления, предназначенный для использования в таких инверторах. Кроме того, рассмотрены вопросы разработки контуров управления по току и напряжению, а также анализ устойчивости апериодического токового контроллера.

Разработка контроллера

Схема однофазного инвертора, соединенного с электросетью, и блок-схема контроллера инвертора показаны на рис. 3. Вход инвертора подсоединен к возобновляемому источнику электроэнергии, который представлен на схеме в виде источника постоянного тока переменной величины i_d .

Контроллер предназначен для обеспечения передачи энергии, выработанной возобновляемым источником энергии, к энергосистеме общего пользования. Контроллер содержит внутренний контур управления потоку и внешний контур управления по напряже-

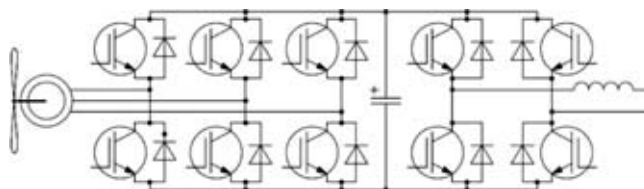


Рис. 2. Пример соединения стандартной электросети с ветроэнергетической установкой

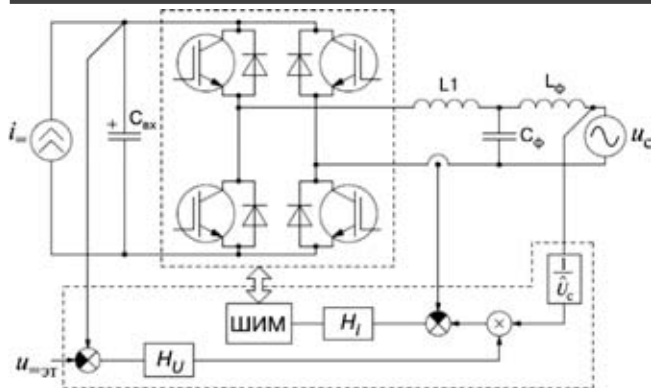


Рис. 3. Однофазный инвертор с упрощенной блок-схемой управления

нию. Постоянное напряжение, поступающее на вход инвертора, регулируется контроллером напряжения H_v . Эталонное значение тока формируется за счет перемножения выходного напряжения контроллера напряжения и синусоидального напряжения с единичной амплитудой, синфазного с напряжением сети общего пользования (u_c). Токковый контроллер H_i минимизирует ошибку между эталонным значением тока и измеренным выходным током инвертора. Выходным параметром токового контроллера является эталонное напряжение инвертора. Эталонное напряжение подается на блок широтно-импульсного модулятора (ШИМ). Блок ШИМ задает коэффициент заполнения импульсов, управляющих силовыми ключами инвертора. Импульсные составляющие выходного тока ослабляются LCL -фильтром, установленным между инвертором и сетью общего пользования. Характерные особенности работы инвертора описываются усредненными значениями напряжения и тока без учета пульсаций, вызванных режимом переключений, согласно методике, описанной в [3]. Усредненная модель инвертора напряжения показана на рис. 4. Сторона переменного напряжения инвертора моделируется с помощью управляемого источника напряжения V , а сторона постоянного напряжения моделируется с помощью управляемого источника тока I . Выходной ток инвертора обозначен как i . Такая модель использована для разработки контроллера.

Нужно отметить, что в отличие от рис. 3, на рис. 4 вместо LCL -фильтра показан L -фильтр, представленный индуктивностью L и резистором R , при этом

$$L = L_1 + L_\phi, \text{ а } R = R_{L1} + R_{L\phi}.$$

Предполагается, что LCL -фильтр можно аппроксимировать L -фильтром. Это справедливо для частот

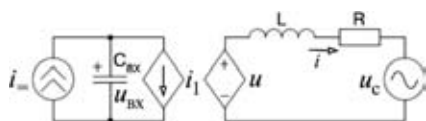


Рис. 4. Усредненная модель однофазного инвертора

ниже резонансной частоты LCL -фильтра, что проиллюстрировано на рис. 5.

Динамические свойства модели, показанной на рис. 4, описываются следующими двумя уравнениями

$$L \frac{di}{dt} + Ri = u_v - u_c; \quad (1)$$

$$C_{\text{вх}} \frac{du_{\text{вх}}}{dt} = i_{\text{вх}} - i_{\text{пл}}. \quad (2)$$

Токковый контроллер. Необходимое напряжение инвертора для обеспечения эталонного значения тока ($i_{\text{от}}$) определяется с помощью контроллера тока. В данном случае для реализации в дискретном времени выбран способ апериодического управления, позволяющий обеспечить самую быструю динамическую характеристику. Например, в случае системы первого порядка установившееся состояние достигается после одного периода дискретизации.

Разработка токового контроллера проводится, исходя из предположения, что LCL -фильтр можно представить в виде L -фильтра на частотах ниже резонансной. Такое предположение справедливо, поскольку практическая ширина полосы пропускания токового контроллера находится ниже резонансной частоты фильтра.

Для получения уравнения токового контроллера сначала необходимо дискретизировать выражение (1). Воспользовавшись разностной аппроксимацией вперед, получаем

$$\frac{L}{T_k} [i(k+1) - i(k)] + Ri(k) = u(k) - u_c(k), \quad (3)$$

где T_k – период квантования;

$i(k)$ – усредненный ток инвертора;

$u(k)$ – усредненное напряжение инвертора;

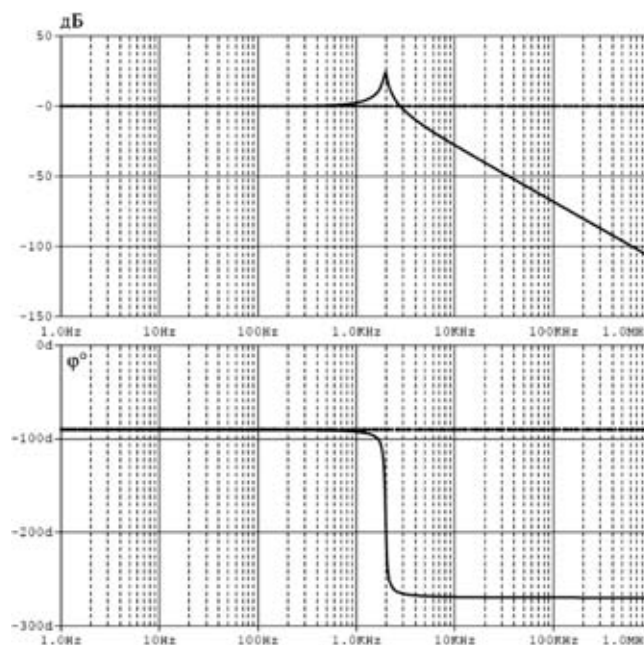


Рис. 5. Частотные характеристики LCL -фильтра (сплошная линия) и L -фильтра (штриховая линия)

$u_c(k)$ – напряжение сети.

Перегруппировав (3), получаем требуемое эталонное напряжение инвертора, необходимое для отслеживания эталонного значения тока

$$u(k) = \frac{L}{T_k} [i(k+1) - i(k)] + Ri(k) + u_c(k). \quad (4)$$

Чтобы характеристика была апериодической, ток должен достигать своего эталонного значения в конце одного периода квантования [8, 9]. Это обеспечивается, если установить

$$i(k+1) = i_{\text{э}}(k). \quad (5)$$

Тогда эталонное напряжение для инвертора становится равным

$$u(k) = \frac{L}{T_k} [i_{\text{э}}(k) - i(k)] + Ri(k) + u_c(k). \quad (6)$$

Нужно обратить внимание на то, что $u_c(k)$ является составляющей обратной связи по входному воздействию для устранения влияния напряжения сети, которое рассматривается при токовом управлении как возмущающее воздействие.

Повышение точности регулирования в установившемся состоянии может быть достигнуто при введении интегрального воздействия в (6). Это можно сделать, записав $i(k)$ как сумму всех предыдущих ошибок по току, т. е.

$$i(k) = \sum_{n=0}^{k-1} [i_{\text{э}}(n) - i(n)]. \quad (7)$$

С учетом (7) выражение (6) можно переписать в виде

$$u(k) = \frac{L}{T_k} [i_{\text{э}}(k) - i(k)] + u_c(k) + R \sum_{n=0}^{k-1} [i_{\text{э}}(n) - i(n)]. \quad (8)$$

Из (8) можно легко получить следующее выражение для токового контроллера в z -области

$$H_I(z) = K_I \left[1 + \frac{T_k}{T_I(z-1)} \right]. \quad (9)$$

где $K_I = L/T_k$ – коэффициент пропорциональности; T_I – интегральная постоянная времени.

Блок-схема контура токового управления показана на рис. 6. Задержка на вычисления, присущая реализации управления цифровыми методами, моделируется блоком задержки z^{-1} в контуре управления. Влияние этой задержки на токовое управление

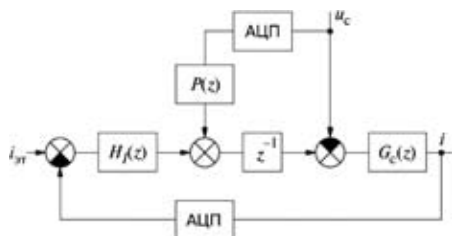


Рис. 6. Блок-схема контура токового управления

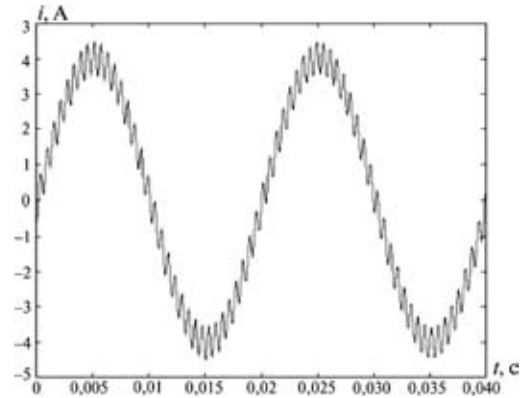


Рис. 7. Усредненный ток инвертора с пульсациями, вызванными задержкой на вычисления

ние проиллюстрировано на рис. 7. Ток пульсирует на частоте, равной одной шестой частоты квантования. Для устранения этих пульсаций задержка на вычисления должна быть скомпенсирована.

Легко удостовериться, что из-за задержки вычислений полюса замкнутого контура расположены на круге с единичным радиусом в z -плоскости при $z = 0,5 + j0,866$. Нужно учесть, что для упрощения вычислений влиянием активного сопротивления дросселя пренебрегаем. Компенсация задержки достигается за счет перемещения полюсов к началу координат z -плоскости. Это можно сделать вычитанием из эталонного напряжения, определяемого выражением (8), следующего элемента:

$$\gamma(k+1) = -\gamma(k) + K_{\text{п}} [i_{\text{э}}(k) - i(k)]. \quad (10)$$

Далее, составляющую положительной обратной связи $u_c(k)$ необходимо определять раньше на один период квантования, чтобы осуществлять компенсацию задержки. Для вычисления ожидаемой величины напряжения сети используется линейная экстраполяция на основе его текущего и предыдущего значений

$$u_c(k+1) = 2u_c(k) - u_c(k-1). \quad (11)$$

На рис. 6 эта экстраполяция представлена в виде блока $P(z)$. Необходимо подчеркнуть, что абсолютно идеальное исключение пульсаций с помощью положительной обратной связи невозможно по причине задержки на вычисления.

Ток инвертора при компенсации задержки на вычисления описанным выше способом показан на рис. 8. Напряжение сети прогнозируется на один период квантования вперед, согласно выражению (11). Видно, что пульсации отсутствуют.

Контроллер напряжения. С помощью контроллера напряжения на заданном уровне ($u_{\text{э}}^*$) регулируется постоянное напряжение питания и обеспечивается эталонное значение тока. Когда постоянное напряжение превышает заданную величину, увеличивается эталонное значение тока. Следовательно от шины постоянного напряжения потребляется больших ток

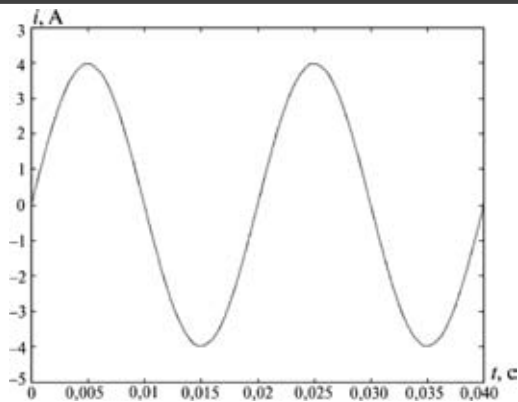


Рис. 8. Усредненный ток инвертора при компенсации задержки на вычисления

и напряжение на шине питания понижается. И наоборот, эталонное значение тока уменьшается, когда напряжение на шине питания становится ниже заданной величины. При этом от шины питания потребляется меньший ток, что приводит к повышению на ней напряжения. Контур регулирования напряжения разрабатывается со значительно более низкой, чем у контура токового управления полосой пропускания, чтобы исключить их влияние друг на друга. Таким образом, в блок-схеме контура регулирования напряжения, показанной на рис. 9, динамическими свойствами контура токового управления пренебрегают.

Контроллер напряжения разрабатывается в непрерывной временной области, а затем дискретизация производится классическим методом аппроксимации.

Передаточная функция шины постоянного напряжения определяется из (2) как

$$G_{\text{вх}}(s) = \frac{1}{sC_{\text{вх}}} \quad (12)$$

где $C_{\text{вх}}$ – емкость конденсатора $C_{\text{вх}}$.

Для поддержания постоянного напряжения на постоянном уровне контроллер разработан по структуре ПИ-регулятора. Передаточная функция контроллера напряжения имеет вид

$$H_U(s) = K_U \left(1 + \frac{1}{sT_U} \right), \quad (13)$$

где K_U – коэффициент пропорциональности;
 T_U – интегральная постоянная времени контроллера;

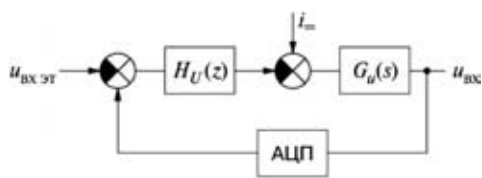


Рис. 9. Блок-схема контура управления по напряжению

Передаточная функция замкнутого контура управления по напряжению имеет вид

$$H_{U_{\text{зам}}}(s) = \frac{K_U (sT_U + 1)}{C_{\text{вх}} T_U \left[s^2 + \frac{K_U}{C_{\text{вх}}} \left(s + \frac{1}{C_{\text{вх}} T_U} \right) \right]} \quad (14)$$

ПИ-регулятор разработан таким образом, чтобы образовать замкнутый контур с характеристическим полиномом вида

$$A_{\text{зам}}(s) = s^2 + 2\xi\omega_p + \omega_p^2 \quad (15)$$

где ω_p – собственная круговая частота, а ξ – собственное затухание контура.

Решая совместно (13) и (14), находим коэффициент пропорциональности контура в функции интегральной постоянной времени

$$K_U = \frac{4\xi^2 C_{\text{вх}}}{T_U} \quad (16)$$

Для устранения перерегулирования и колебаний коэффициент выбран декремент затухания $\xi = 0,707$.

Дискретизация выражения (13) проведена с помощью разностной аппроксимации вперед

$$H_U(z) = K_U \left(1 + \frac{T_k}{T_U(z-1)} \right) \quad (17)$$

Анализ устойчивости

Недостатком аperiodического токового управления является его чувствительность к изменению параметров. Индуктивность L и сопротивление R изменяются при изменении частоты и амплитуды тока. Следовательно, необходимо провести анализ устойчивости алгоритма токового управления при вариации параметров контура. Поскольку изменения эквивалентного активного сопротивления дросселя вторичны, рассмотрим только влияние изменения эквивалентной индуктивности на устойчивость контура токового управления.

Устойчивость анализируется с тем, чтобы подтвердить, что полюса передаточной функции замкнутого контура токового управления расположены внутри круга с единичным радиусом на z -плоскости.

Положения полюсов замкнутого контура рассчитываются с помощью характеристического уравнения

$$z + H_{\text{зам}}(z)G_{\text{зам}}(z) = 0 \quad (18)$$

Если пренебречь эквивалентным сопротивлением R , в дискретном времени эквивалент передаточной функции $G_{\text{зам}}(s)$ в s -области будет выглядеть следующим образом

$$G_{\text{зам}}(z) = \frac{T_k}{L(z-1)} \quad (19)$$

Поскольку активным сопротивлением пренебрегаем, уравнение контроллера (9) упрощается до вида

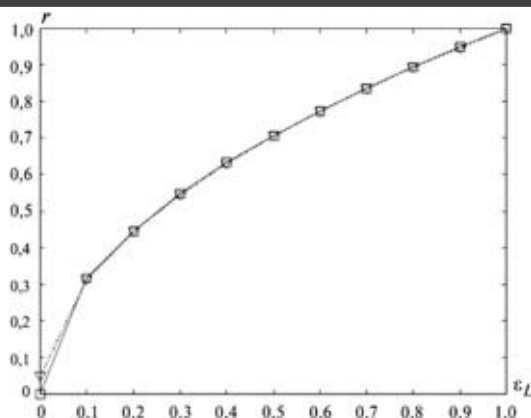


Рис. 10. Зависимость радиуса круга расположения полюсов максимальной величины от относительной ошибки

$$H_{\text{зам}}(z) = \frac{L_M z}{T_K(z+1)}, \quad (20)$$

где L_M — смоделированная индуктивность.

Важно отметить тот факт, что выражение (20) включает в себя и компенсацию задержки на вычисления, содержащуюся в (9).

Решая (18), получаем

$$z_{1,2} = \pm \sqrt{\varepsilon_L}, \quad (21)$$

где ε — относительная ошибка между величинами реальной и промоделированной индуктивностями, которая определяется как

$$\varepsilon_L = 1 - \frac{L_M}{L}. \quad (22)$$

График, представленный на рис. 10, построен по выражению (22). Он показывает изменение радиуса расположения полюсов передаточной функции с максимальной величиной в функции относительной ошибки. Из графика на рис. 10 видно, что устойчивость обеспечивается вплоть до величины относительной ошибки, равной 1. Сплошная кривая на графике соответствует изменениям, когда активным сопротивлением пренебрегают, а пунктирная — при учете активного сопротивления. Видно хорошее совпадение обеих кривых.

Результаты экспериментальных исследований

Для проверки рассмотренного способа управления создан лабораторный макет однофазного инвертора напряжения мощностью 1 кВт. Через *LCL*-фильтр инвертор соединен с сетью с частотой 50 Гц. В схему фильтра было введено дополнительное демпфирование для устранения нежелательных резонансных колебаний тока. Напряжение сети 220 В. Для питания инвертора использован источник постоянного напряжения.

Рассмотренный алгоритм управления реализован с помощью цифрового сигнального процессора (*DPS* — *Digital Signal Processor*) *TMS320C6711* фирмы *Texas Instruments*. Это процессор с тактовой частотой

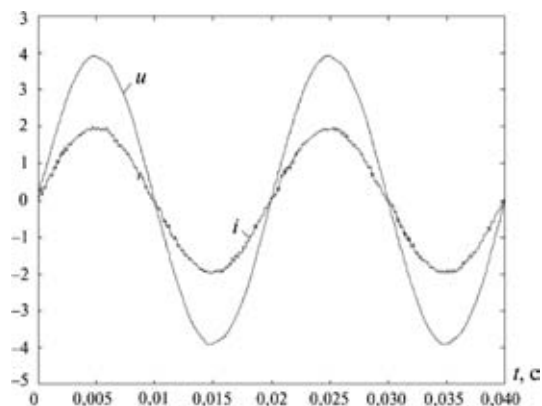


Рис. 11. Осциллограммы напряжения (40 В/дел) и тока (2 В/дел)

150 МГц и арифметикой с плавающей запятой. При эксперименте использована плата *DSP Starter Kit*. Для программирования процессора использован *Code Composer* совместно с программой *MATLAB/Simulink*. Блок ШИМ инвертора запрограммирован в программируемой логической матрице *Altera FPGA EP1K100*. Частота переключений инвертора 10 кГц. Для устранения ошибки от наложения спектров сигнала частота квантования синхронизирована с частотой переключения.

Осциллограммы напряжения сети и отфильтрованного тока показаны на рис. 11. Из рисунка видно, насколько эффективно контроллер регулирует ток, который полностью синфазен с напряжением.

Выводы

В ряде случаев однофазный инвертор напряжения используется как устройство сопряжения для передачи энергии от источника возобновляемой энергии к электросети общего пользования. Рассмотрен способ цифрового управления таким инвертором. Контроллер содержит два контура управления — внутренний контур управления по напряжению и внешний контур токового управления. Токковый контроллер работает в апериодическом режиме. Для устранения пульсаций тока обеспечена компенсация ошибки, возникающей вследствие задержки на вычисления. Для регулирования постоянного входного напряжения использован контроллер, с узкой полосой пропускания.

Литература

1. S. R. Bull. Renewable energy Today and Tomorrow. — Proc. IEEE, Vol. 89 (2001), No 8, pp. 1216–1226.
2. M. Calais, J. Murzik, T. Spooner, and V. G. Agelidis. Inverters for Single-phase Grid Connected Photovoltaic Systems: An Overview. — Proc. IEEE, Power Electron. Spec. Conf., Cairns, Australia, 23–27 June 2002, pp. 1995–2000.
3. J. Miret, J. L. Garcia de Vicuna, J. M. Guerrero, J. Matas, M. Castilla. Discrete Non-Linear Control of a PWM Inverter. — EPE 2003, Toulouse, pp. 1–9.

М. Ю. Кастров

ПРИЧИНЫ ОГРАНИЧЕНИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПОНИЖАЮЩИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

В спецификациях преобразователей постоянного напряжения, как правило указываются рабочие диапазоны входного и выходного напряжений. Эти диапазоны могут быть достаточно широкими и в некоторых перекрывать друг друга. По большей части бывает невозможно получить любой произвольный уровень выходного напряжения во всем диапазоне допустимых входных напряжений. Существуют несколько причин этих ограничений, включая внутренний источник опорного напряжения, минимальное регулируемое время включенного состояния и ограничения максимального коэффициента заполнения.

Идеальный понижающий преобразователь постоянного напряжения

Рассмотрим теоретический идеальный понижающий преобразователь постоянного напряжения, показанный на рис. 1. Такой преобразователь преобразует входное напряжение высокого уровня в выходное напряжение низкого уровня.

Если пренебречь потерями в ключе и замыкающем диоде, то коэффициент заполнения преобразователя, т. е. отношение времени включенного состояния к периоду импульсов, определяется соотношением

$$k_3 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \quad (1)$$

Коэффициент заполнения определяется величиной напряжения на выходе усилителя ошибки и амплитудой пилообразного напряжения на входе ШИМ, как показано на рис. 2.

Отсчет времени включенного состояния начинается по заднему фронту пилообразного напряжения и заканчивается, когда пилообразное напряжение становится равным выходному напряжению усилителя ошибки. В свою очередь, выход усилителя ошибки устанавливается таким образом, чтобы напряжение обратной связи (U_{OC}), т. е. часть выходного напряже-

ния преобразователя, подаваемого на усилитель ошибки с делителя R1–R2, было равно внутреннему опорному напряжению ($U_{\text{оп}}$). Такая система замкнутого контура обратной связи обеспечивает регулировать выходное напряжение на необходимом уровне.

Если выходное напряжение усилителя ошибки снизится до величины, меньшей минимального значения пилообразного напряжения ШИМ, коэффициент заполнения станет равным нулю, силовой ключ преобразователя перестанет переключаться, и выходное напряжение преобразователя станет равным нулю. В случае, когда выходное напряжение усилителя ошибки превысит максимальное значение пилообразного напряжения, коэффициент заполнения станет равен 1, а выходное напряжение преобразователя входному ($U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВЫХ}}$). Выходное напряжение усилителя ошибки изменяется в пределах этих двух крайних значений. При этом выходное напряжение преобразователя будет регулироваться до величины

$$U_{\text{ВЫХ}} = k_3 U_{\text{ВХ}} \quad (2)$$

Практические ограничения

В случае идеального понижающего преобразователя на выходе преобразователя можно получить напряжение любой величины в пределах ($0 \dots U_{\text{ВХ}}$). В реальных же преобразователях постоянного напряжения существуют практические ограничения. Хорошо известно, что выходное напряжение понижающего преобразователя прямо пропорционально коэффициенту заполнения и входному напряжению. При заданном входном напряжении существуют ограничения, препятствующие изменению коэффициента заполнения во полном диапазоне от 0 до 1. Наиболее очевидным ограничением является величина внутреннего опорного напряжения ($U_{\text{оп}}$). Как правило, для подачи части выходного напряжения (U_{OC}) на инвертирующий вход усилителя ошибки используется резистивный

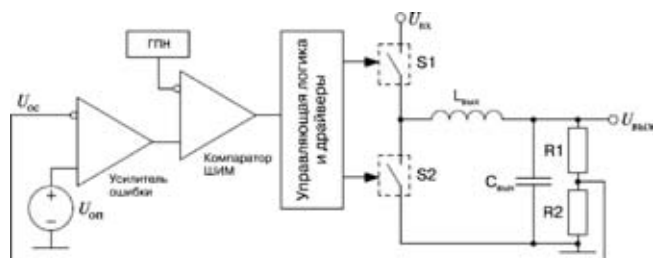


Рис. 1. Идеальный преобразователь постоянного напряжения (U_{OC} – напряжение обратной связи; $U_{\text{оп}}$ – опорное напряжение; ГПН – генератор пилообразного напряжения)

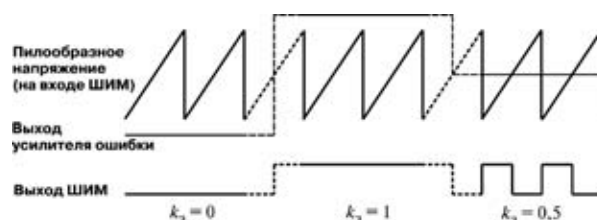


Рис. 2. Типовые формы сигналов ШИМ минимальном, максимальном и среднем коэффициентах заполнения

делитель. Это напряжение сравнивается с опорным ($U_{оп}$), и при регулировании в установившемся режиме выходное напряжение усилителя ошибки не станет меньше напряжения, необходимого напряжения обратной связи, равным опорному. Таким образом, выходное напряжение будет определяться как

$$U_{вых} = U_{вх} \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right). \quad (3)$$

По мере приближения величины сопротивления R_2 к бесконечности, величина выходного напряжения будет стремиться к величине $U_{оп}$. Как следствие, величину выходного напряжения нельзя будет регулировать ниже значения $U_{оп}$.

Помимо этого, могут существовать ограничения по регулируемому времени включенного состояния. Эти ограничения могут быть вызваны схемой драйвера, либо преднамеренным внесением задержек. Эта минимальная величина регулируемого времени включенного состояния дает дополнительные ограничения на минимально возможную величину выходного напряжения:

$$U_{вых\ min} = t_{вк\ min} U_{вх} f_{пер}, \quad (4)$$

где $t_{вк\ min}$ – минимальное управляемое время включенного состояния; $f_{пер}$ – частота переключений.

Коэффициент заполнения также может быть ограничен по верхнему пределу. Для многих типов преобразователей требуется время задержки для заряда емкости затвора МДП-транзистора. Схема тракта прямой передачи может также вызвать сглаживание вершины пилообразного напряжения по мере увеличения его крутизны при постоянном периоде. Это ограничит максимум выходного напряжения по отношению к входному. Как правило, при наличии ограничения по максимальному значению коэффициента заполнения он будет выражаться в процентах, а максимальное значение выходного напряжения определится как

$$U_{вых\ max} = U_{вх} \cdot k_{з\ max}. \quad (5)$$

До сих пор мы предполагали, что все компоненты схемы идеальные и не имеют потерь. Естественно, в реальном устройстве это не так. Величины потерь на проводимость электронных компонентов очень важны при определении достижимых минимума и максимума выходного напряжения. Наиболее важными параметрами для этого являются сопротивление в открытом состоянии нижнего и верхнего транзисторов, а также последовательное сопротивление выходного дросселя. С учетом этих потерь коэффициент заполнения можно выразить следующим образом

$$k_3 = \frac{U_{вых} + I_{вых} (R_{си2} + r_{Лвых})}{U_{вх} - I_{вых} (R_{си1} - R_{си2})}, \quad (6)$$

где $R_{си1}$ – сопротивление верхнего ключа S1 в открытом состоянии; $R_{си2}$ – сопротивление нижнего ключа

S2 в открытом состоянии; $r_{Лвых}$ – последовательное сопротивление выходного дросселя.

Поскольку выражения для потерь добавляются в числителе и вычитаются в знаменателе, коэффициент заполнения увеличивается относительно идеального при возрастании тока нагрузки. За счет этого увеличивается величина минимального достижимого напряжения. Наихудший случай для определения величины минимального достижимого напряжения возникает при следующей комбинации параметров, приведенных в справочных данных: максимальное входное напряжение, минимальный выходной ток, максимальная частота переключений. В этом случае минимальное выходное напряжение будет

$$U_{вых\ min} = t_{вк\ min} \cdot f_{пер\ max} \cdot [U_{вх\ max} - I_{вых\ min} \times (R_{си1} - R_{си2})] - I_{вых\ min} (R_{си2} + r_{Лвых}). \quad (7)$$

В то же время, выражения, определяющие потери в (6), указывают на снижение максимально достижимого напряжения, а наихудший случай возникает при минимальном входном напряжении и максимальном токе нагрузки. Поскольку ограничивающий фактор коэффициент заполнения задается в процентах, частота переключений значения не имеет. Максимально возможное выходное напряжение определяется как

$$U_{вых\ max} = k_{з\ max} [U_{вх\ min} - I_{вых\ max} \times (R_{си1} - R_{си2})] - I_{вых\ max} (R_{си2} + r_{Лвых}). \quad (8)$$

Структура рассмотренного преобразователя (рис. 1) – понижающий регулятор с синхронным выпрямителем. Если оба ключа входят в состав интегральной микросхемы преобразователя, они будут иметь одинаковые величины сопротивления сток-исток, поэтому составляющая $I_{вых} (R_{си1} - R_{си2}) = 0$. Во многих случаях нижний ключ заменяют пассивным элементом, как правило, диодом Шоттки, для которых не приводятся данные о сопротивлении в открытом состоянии, а дается прямое падение напряжения. Таким образом, в случае преобразователя без синхронного выпрямителя минимальное и максимальное выходные напряжения определяются как

$$U_{вых\ min} = t_{вк\ min} \cdot f_{пер\ max} \cdot [U_{вх\ max} - I_{вых\ min} R_{си1} - U_{д}] - I_{вых\ min} r_{Лвых} - U_{д}; \quad (9)$$

$$U_{вых\ max} = k_{з\ max} [U_{вх\ min} - I_{вых\ max} R_{си1} - U_{д}] - I_{вых\ max} r_{Лвых} - U_{д}. \quad (10)$$

Понижающий преобразователь без синхронного выпрямителя при одинаковых условиях позволяет получить меньшее минимальное и большее максимальное значение выходного напряжения, чем преобразователь с синхронным выпрямителем.

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

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

Публикация в сборнике бесплатна для авторов.
Язык журнала – русский.
Для публикации статьи необходимо предоставить:
✧ заявление от автора (авторов) в электронном и бумажном видах;
✧ статью в электронном (в формате **не выше MS Word 2003**) и бумажном видах.

Статья должна содержать:

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

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

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

Требования к оформлению статей:

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

- ✧ Текст без расстановки переносов в словах;
- ✧ Межстрочный интервал: одинарный;
- ✧ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ✧ Выравнивание текста: по ширине;
- ✧ Исполнение формул: редактор формул (стиль математический). Обозначения в тексте по возможности не делать в редакторе формул;
- ✧ Шрифт обозначений *устройств* (C – конденсатор, VD – диод, L – дроссель и т.п.) – прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства (C1, VD2 и т.п.) – не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства (C_d , L_{m1} и т.п.) – в индексе, шрифт прямой.
- ✧ Шрифт обозначений *параметров* (C – емкость, I – ток, L – индуктивность и т.п.) – наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное+цифровое окончания обозначения устройства (I_1 , L_s , $U_{упр1}$ 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