

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

Главный редактор

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

Заместитель главного редактора

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

Редакционный совет

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Подписано в печать 02.09.2010. Тираж 500 экз.

Адрес редакции:

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

Тел/факс: (495) 987-10-16

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

Информация о журнале:

www.mmp-irbis.ru

Содержание

А. А. Герасимов, М. Ю. Кастров

Проектирование трансформаторов для автономных обратных преобразователей 2

Д. С. Дейнеко

Встроенный ограничитель без рассеяния энергии для обратного преобразователя 10

Г. А. Белов, А. В. Серебрянников

Моделирование корректора коэффициента мощности с упрощенной двухконтурной системой управления 17

Г. А. Белов, А. В. Серебрянников

Расчет корректора коэффициента мощности с упрощенной двухконтурной системой управления 24

Ю. Г. Следков, С. В. Тараканов

Повышающий преобразователь с двумя дросселями и дополнительным трансформатором 31

Е. Е. Чаплыгин, С. В. Хухтиков

Способ управления автономным инвертором напряжения с векторной ШИМ 40

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

Сравнение способов формирования выходных напряжений инверторов с неравномерными амплитудами ступенек 44

А. А. Герасимов, М. Ю. Кастров

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ ДЛЯ АВТОНОМНЫХ ОБРАТНОХОДОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

А. А. Gerasimov,
М. У. KastrovTransformer Design for Off-Line
Flyback converters

В статье приведены практические соображения по проектированию трансформаторов для автономных обратноходовых преобразователей постоянного напряжения на основе силового модуля Fairchild Power Switch (FPS™). В качестве иллюстраций даны практические примеры расчета.

Ключевые слова: трансформатор, обратноходовой преобразователь, магнитный сердечник, способы намотки, экранирование

The article gives practical considerations on transformer design for off-line flyback DC-DC converters based on Fairchild Power Switch (FPS™). As illustrations practical design examples are provided.

Key words: transformer, flyback converter, magnetic core, winding method, shielding

В обратноходовых преобразователях постоянного напряжения трансформатор является тем устройством, которое определяет их наиболее важные характеристики, такие как КПД, диапазон регулирования выходного напряжения и уровень электромагнитных помех. В отличие от обычного трансформатора, трансформатор обратноходового преобразователя в своей основе представляет собой дроссель, обеспечивающий накопление энергии, связь и гальваническую развязку. В обычном трансформаторе ток протекает одновременно как по первичной, так и по вторичной обмоткам. Однако, в трансформаторе обратноходового преобразователя ток протекает только по первичной обмотке во время накопления энергии в сердечнике, а по вторичной во время сброса накопленной в сердечнике энергии. Для увеличения количества накопленной энергии в сердечник, как правило, вводится воздушный зазор.

Основная методика проектирования трансформатора

Выбор сердечника

Тип сердечника. Для импульсных источников питания общего назначения наиболее широко используются ферритовые сердечники. Различные виды сердечников и катушек показаны на рис. 1.

Тип сердечника необходимо выбирать с учетом требований к системе, включая число выходов, вес, стоимость и т. д. Характеристики и типовые области применения различных сердечников приведены в таблице 1.

Размер сердечника. Фактически первоначальный выбор сердечника может быть достаточно приближенным, поскольку для него требуется слишком много параметров. Одним из путей может быть обращение к руководству по выбору сердечников от производи-

теля. Если такового нет, для начала можно воспользоваться данными из таблицы 2. Сердечники, рекомендованные в таблице 1, являются типовыми для универсального диапазона входных напряжений, частоты переключений 67 кГц и одного выходного напряжения 12 В. Если диапазон входных напряжений составляет 195–265 В (европейский стандарт), либо частота переключений превышает 67 кГц, можно использовать сердечник меньших размеров. При низком входном напряжении или нескольких выходах обычно используется сердечник с размерами больше, чем рекомендованные в таблице 2.

После того как выбраны тип и размеры сердечника, по справочному листку сердечника выбираются следующие параметры:

- $S_{ст}$ — площадь поперечного сечения сердечника (стали), мм² (A_c);
- S_o — площадь окна, мм² (A_w);
- B_s — индукция насыщения сердечника, Тл (B_{sat}).

Площади окна и поперечного сечения сердечника показаны на рис. 2. Типовые характеристики $B = f(H)$ ферритового сердечника PC40 (фирмы TDK) показаны на рис. 3. Поскольку индукция насыщения B_s снижается по мере повышения температуры, необходимо учитывать характеристику при высокой температуре.



Рис. 1. Ферритовые сердечники и трансформаторы на их основе

Таблица 1. Характеристики и типовые области применения сердечников

Сердечник	Характеристики	Типовые области применения
EE EI	– низкая стоимость	вспомогательный источник; зарядное устройство
EFD EPC	– низкопрофильные	ЖК монитор
EER	– большая площадь окна – различные катушки для нескольких выходов	ЭЛТ-монитор; ТВ-экран; DVD плеер;
PQ	– большая площадь поперечного сечения – относительно дорогие	

Таблица 2. Быстрый выбор сердечника

Выходная мощность, Вт	Сердечник			
	EE	EI	EPC	EER
0–10	EI12.5 EI16 EI19	EE8 EE10 EE13 EE16	EPC10 EPC13 EPC17	
10–20	EI22	EE19	EPC19	
20–30	EI25	EE22	EPC25	EER25.5
30–50	EI28 EI30	EE25	EPC30	EER28
50–70	EI35	EE30		EER28L
70–100	EI40	EE35		EER35
100–150	EI50	EE40		EER40 EER42
150–200	EI60	EE50 EE60		EER49

Если справочные данные отсутствуют можно принять $B_s = 0,3–0,35$ Тл.

Определение индуктивности первичной обмотки трансформатора

Для определения индуктивности первичной обмотки трансформатора сначала необходимо определить следующие параметры (подробно методика проектирования преобразователя описана в [1, 2]):

- максимальная входная мощность ($P_{вх}$);
- частота переключений $FPS (f_{пер})$;
- минимальное входное напряжение ($U_{вх min}$);
- максимальный коэффициент заполнения (D_{max});
- коэффициент пульсаций тока дросселя (k_n).

Коэффициент пульсаций определяется при полной нагрузке и минимальном входном напряжении (рис. 4.) Для работы в режиме разрывных токов (PRT) $k_n = 1$, а в режиме непрерывных токов (PHT) $k_n < 1$. Величина коэффициента пульсаций тесно связана с размерами трансформатора и действующим значением тока, протекающего через силовой МДП-транзистор. Несмотря на то, что статические потери (на проводимость) в МДП-транзисторе можно снизить за счет уменьшения пульсаций, слишком малый коэф-

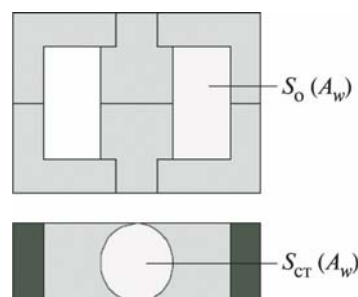


Рис. 2. Площадь окна и площадь поперечного сечения сердечника

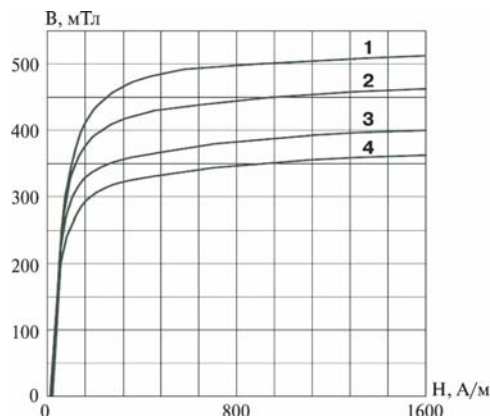
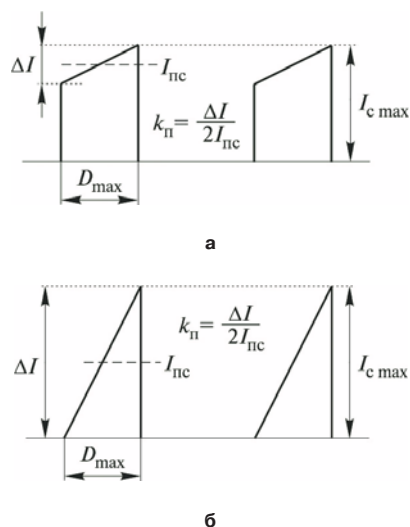


Рис. 3. Типовые характеристики ферритового сердечника (TDK/PC40): 1 – 25 °C; 2 – 65 °C; 3 – 100 °C; 4 – 120 °C

фициент пульсаций приведет к существенному увеличению габаритов трансформатора. С учетом КПД и размеров трансформатора целесообразно выбирать коэффициент пульсаций в пределах 0,3...0,5 для универсального диапазона входных напряжений и 0,4...0,8 для европейского. Между тем, в случае мало-мощных устройств (менее 5 Вт), когда габариты трансформатора наиболее критичны, для уменьшения размеров трансформатора необходимо использовать

Рис. 4. Ток стока МДП-транзистора: а – PHT ($k_n < 1$); б – PRT ($k_n = 1$)

большие величины коэффициента пульсаций. В этом случае применяются типовые значения $k_n = 0,5 \dots 0,7$ для универсального диапазона входных напряжений и $k_n = 1$ для европейского.

При выбранных параметрах индуктивность первичной обмотки трансформатора находится как

$$L_1 = \frac{(U_{\text{вх min}} D_{\text{max}})^2}{2 P_{\text{вх}} f_{\text{пер}} k_n}, \quad (1)$$

где $U_{\text{вх min}}$ — минимальное входное напряжение;

D_{max} — максимальный коэффициент заполнения;

$P_{\text{вх}}$ — максимальная входная мощность;

$f_{\text{пер}}$ — частота переключений микросхемы FPS;

k_n — коэффициент пульсаций тока дросселя.

После того, как рассчитана индуктивность L_1 , рассчитываем максимальное и действующее значения тока через МДП-транзистор

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

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

где

$$I_{\text{пс}} = \frac{P_{\text{вх}}}{U_{\text{вх min}} D_{\text{max}}}; \quad (4)$$

$$\Delta I = \frac{U_{\text{вх min}} D_{\text{max}}}{L_1 f_{\text{пер}}}. \quad (5)$$

Если сердечник уже выбран, рассчитываем минимальное число витков первичной обмотки трансформатора при условии отсутствия насыщения сердечника

$$w_{1\text{min}} = \frac{L_1 I_{\text{FPS max}}}{B_s S_{\text{ст}}}, \quad (6)$$

где $I_{\text{FPS орп}}$ — предельное допустимое значение величины импульсов тока через МДП-транзистор (поимпульсное ограничение тока);

L_1 — индуктивность первичной обмотки;

$S_{\text{ст}}$ — площадь стали (рис. 2);

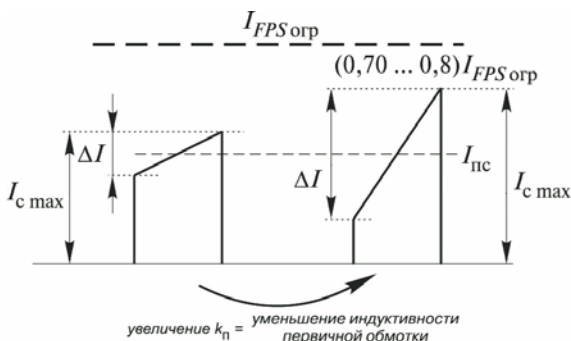


Рис. 5. Корректировка максимальной величины тока стока

B_s — индукция насыщения сердечника.

Если $I_{\text{FPS орп}}$ превышает максимальное значение тока стока разрабатываемого источника, это может привести к увеличению размеров трансформатора, поскольку величина $I_{\text{FPS орп}}$ используется для определения минимального числа витков первичной обмотки трансформатора в (6). Таким образом, необходимо выбирать микросхему FPS с соответствующей величиной максимального допустимого тока, либо скорректировать максимальное значение тока стока, приблизив его к величине $I_{\text{FPS орп}}$ за счет увеличения коэффициента пульсаций, как показано на рис. 5. Рационально выбрать значение $I_{\text{с max}}$ равным $(0,7-0,8) I_{\text{FPS орп}}$, принимая во внимание переходные процессы и допуск на $I_{\text{FPS орп}}$.

Определение числа витков выходных обмоток

Упрощенная схема трансформатора, в которой $U_{\text{вх1}}$ обозначено эталонное выходное напряжение, величина которого регулируется с помощью обратной связи, а $U_{\text{вых n}}$ — напряжение n -го выхода, показана на рис. 6.

Сначала определяем в качестве эталонного отношение витков первичной обмотки и вторичной обмотки, напряжение которой регулируется с помощью обратной связи

$$n = \frac{U_{21}}{U_{2\text{эт}} + U_{\text{д пр(1)}}} = \frac{w_1}{w_{21}}, \quad (7)$$

где U_{21} — напряжение эталонной вторичной обмотки, приведенное к первичной стороне [6];

w_1 — число витков первичной обмотки;

w_{21} — число витков эталонной вторичной обмотки;

$U_{2\text{эт}}$ — выходное напряжение эталонной вторичной обмотки, а

$U_{\text{д пр(1)}}$ — прямое падение напряжения на диоде VD21 на выходе, регулируемом с помощью обратной связи.

Затем число w_2 округляется до целого таким образом, чтобы полученная величина w_1 превышала рассчитанную с помощью (6) величину $w_{1\text{min}}$.

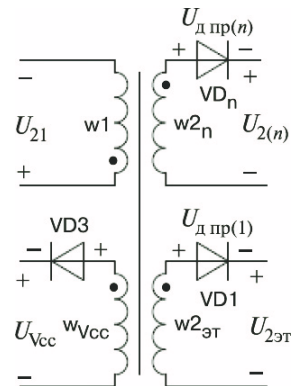


Рис. 6. Упрощенная схема трансформатора

Число витков n -ой выходной обмотки w_{2n} определяется как

$$w_{2n} = \frac{U_{2n} + U_{\text{дпр}(n)}}{U_{21} + U_{\text{дпр}(1)}} w_{21}. \quad (8)$$

Число витков обмотки $w_{\text{вс}} [1]$ определяется как

$$w_a = \frac{U_{\text{вс}}^* + U_{\text{пр д}(3)}}{U_{21} + U_{\text{пр д}(1)}} w_{21}, \quad (9)$$

где $U_{\text{вс}}^*$ — номинальное значение напряжения питания микросхемы *FPS*;

$U_{\text{дпр}(3)}$ — прямое падение напряжения на диоде VD3 (рис. 6).

Поскольку значение напряжения на входе $V_{\text{сс}}$ увеличивается при увеличении нагрузки, целесообразно установить $U_{\text{вс}}^*$ в качестве начального значения (см. справочный листок [7]) для предотвращения срабатывания защиты от перенапряжения при нормальном режиме работы.

После того, как определено число витков первичной обмотки, рассчитываем по приближенной формуле величину воздушного зазора сердечника

$$\delta = 40\pi S_{\text{ст}} \left(\frac{w_1^2}{L_1} - R_m \right), \quad (10)$$

где R_m — магнитное сопротивление сердечника (витки²/ L);

$S_{\text{ст}}$ — площадь поперечного сечения сердечника (рис. 2);

L_1 — индуктивность первичной обмотки, определяемая (1);

w_1 — число витков первичной обмотки трансформатора.

Определение диаметров проводов обмоток

Диаметр провода определяется по действующему значению тока, протекающего по обмотке. Типовое значение плотности тока при длине провода более одного метра принимается равным 5 А/мм². При небольшой длине провода допустимо также использо-

вать значение плотности тока 6–10 А/мм². Не следует использовать провода диаметром более 1 мм во избежание возникновения существенных потерь на вихревые токи и затруднений при изготовлении обмотки. При больших значениях выходных токов лучше использовать параллельные обмотки с несколькими скрутками из более тонких проводов для сведения к минимуму скин-эффекта.

Способы конструирования трансформаторов

Последовательность намотки

Первичная обмотка. Как правило, первичную обмотку, или ее часть, размещают внутри катушки. Такое расположение позволяет уменьшить длину провода, что снижает омические потери в проводе. Излучение электромагнитных помех может быть снижено, поскольку остальные обмотки будут играть роль экрана Фарадея. Если первичная обмотка содержит более двух слоев, начало самого нижнего слоя обмотки должно быть соединено со стоком МДП-транзистора микросхемы *FPS*, как показано на рис. 7. Это обеспечивает экранирование обмотки, находящейся под самым высоким напряжением, другими обмотками, что повышает эффект экранирования.

Обмотка $V_{\text{сс}}$. В общем случае на напряжение каждой обмотки влияет напряжение смежной с ней обмотки. Оптимальное размещение обмотки $V_{\text{сс}}$ определяется чувствительностью защиты от перенапряжений, рабочим диапазоном напряжения питания микросхемы и схемы управления.

Чувствительность схемы защиты от перенапряжений. Когда при возникновении нестандартной ситуации величина выходного напряжения становится выше заданной, повышается напряжение питания микросхемы на входе $V_{\text{сс}}$. В микросхеме *FPS* напряжение на входе $V_{\text{сс}}$ используется для слежения за перенапряжениями на вторичной стороне преобразователя. Однако, схема RCD-ограничителя (рис. 8) работает как еще один выход, и напряжение на ограничительном конденсаторе влияет на напряжение на входе $V_{\text{сс}}$. Поскольку напряжение на ограничителе возрастает при увеличении тока

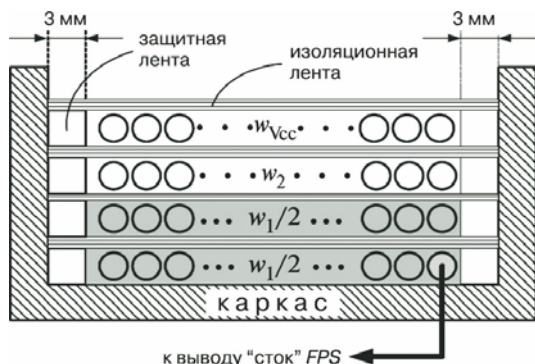


Рис. 7. Размещение первичной обмотки

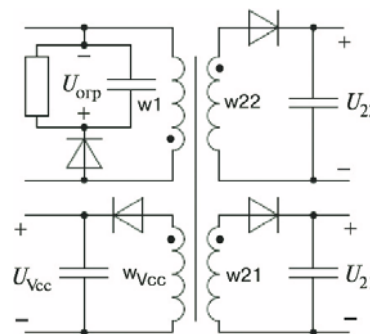


Рис. 8. Схема обмоток трансформатора

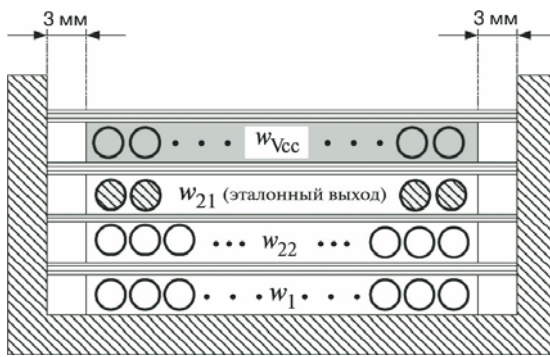


Рис. 9. Последовательность расположения обмоток для уменьшения изменения напряжения на входе V_{cc}

стока, защита от перенапряжения может сработать не только при возникновении перенапряжения, но и при возникновении перегрузки по току.

Чувствительность схемы защиты от перенапряжений тесно связана с физическим расстоянием между обмотками. Если обмотка $w_{V_{cc}}$ расположена близко ко вторичной обмотке, напряжение на входе V_{cc} будет изменяться при изменении выходного напряжения. В то же время, если обмотку $w_{V_{cc}}$ расположить близко к первичной обмотке, напряжение $U_{V_{cc}}$ будет изменяться при изменении напряжения на ограничительном конденсаторе.

Рабочий диапазон напряжения на входе V_{cc} . Как указано выше, на напряжение на входе V_{cc} влияет напряжение на ограничительном конденсаторе. Вследствие того, что напряжение на этом конденсаторе зависит от тока стока, напряжение на входе V_{cc} может выйти за пределы рабочего диапазона и вызвать срабатывание защиты от перенапряжений при нормальном режиме работы. В этом случае обмотка $w_{V_{cc}}$ должна быть расположена в непосредственной близости от эталонного выхода, регулируемого с помощью обратной связи и на большом расстоянии от первичной обмотки (рис. 9).

Вторичные обмотки

При разработке трансформатора с несколькими вторичными обмотками самой ближней к первичной должна быть вторичная обмотка, с которой снимается наибольшая мощность. Это необходимо для снижения индуктивности рассеяния и увеличения КПД передачи энергии. Если вторичная обмотка состоит из достаточно малого числа витков, эта обмотка должна быть разреженной, чтобы пересекать всю поверхность намотки для обеспечения большего коэффициента связи. Использование нескольких параллельных жил может помочь обеспечить коэффициенты заполнения и связи вторичных обмоток, состоящих из нескольких витков (рис. 10). Для улучшения стабилизации напряжения нагрузки обмотка, к напряжению на которой предъявляются наиболее жесткие требования по стабильности, должна быть расположена ближе всех к обмотке с эталонным вы-

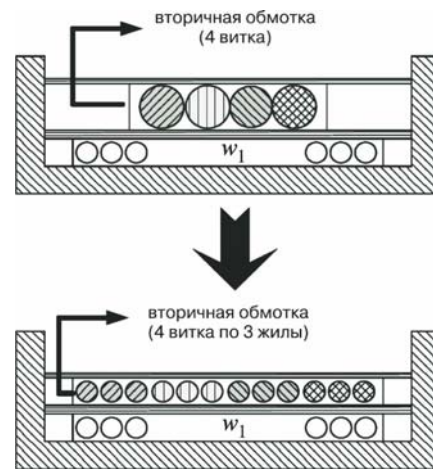


Рис. 10. Обмотка из нескольких параллельных скруток

ходным напряжением, стабилизируемым с помощью обратной связи.

Способы соединения обмоток

Последовательное соединение обмоток. Общим способом для формирования нескольких выходных напряжений одной полярности с общей землей является последовательное соединение вторичных обмоток вместо намотки каждой в отдельности (рис. 11). Такой способ наращивания обмоток позволяет повысить качество стабилизации выходного напряжения и уменьшить суммарное число витков вторичных обмоток. Обмотки с наименьшей величиной напряжения обеспечивают напряжение на соответствующем выходе и часть витков для обмоток с более высокими уровнями выходного напряжения. Витки обмоток с наименьшим напряжением и с более высоким напряжением обеспечивают необходимое число витков для последующих обмоток. Провода каждой из обмоток должны быть выбраны в соответствии с величиной протекающего по ним тока плюс сумма выходных токов всех остальных наращиваемых обмоток.

Наращивание обмотки относительно другого выхода. Если трансформатор высоковольтный с малым выходным током, обмотку можно наращивать, соединяя ее последовательно с более низковольтным вы-

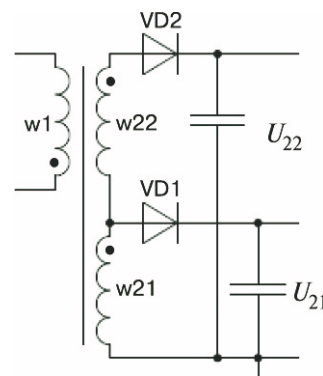


Рис. 11. Последовательное соединение обмоток

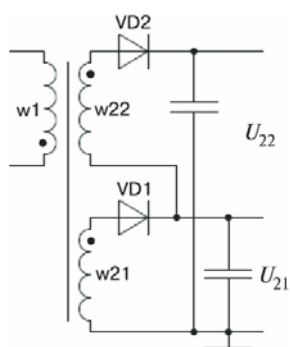


Рис. 12. Нарращивание обмотки относительно другого выхода

ходом (рис. 12). Такой способ обеспечивает лучшую стабилизацию и позволяет снизить перенапряжение на диоде, соединенном с наращиваемой обмоткой. Провода и выпрямительные диоды для каждого выхода должны быть выбраны соответственно току обмотки и сумме всех выходных токов соединенных обмоток.

Снижение индуктивности рассеяния

Порядок намотки обмоток оказывает существенное влияние на величину индуктивности рассеяния. В трансформаторе с несколькими выходными обмотками вторичную обмотку с самым высоким напряжением необходимо размещать в непосредственной близости к первичной для обеспечения высокого коэффициента связи и наименьшей индуктивности рассеяния. Наиболее эффективный способ снижения индуктивности рассеяния – применение чередующейся обмотки (рис. 13). Для обеспечения наибольшего коэффициента связи вторичная обмотка, состоящая из нескольких витков, должна располагаться по всей ширине катушки, а не группироваться в одном месте. Кроме того, для повышения коэффициентов заполнения и связи можно использовать параллельные скрутки проводов из нескольких витков, как показано на рис. 10.

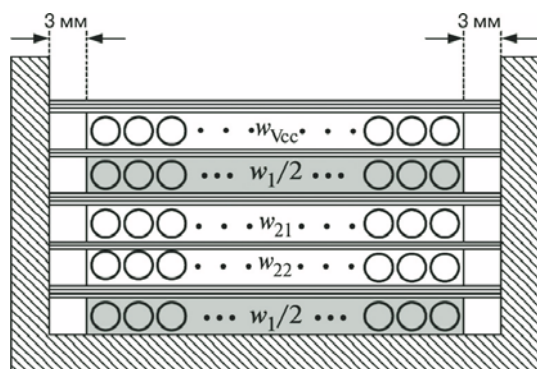


Рис. 13. Чередующаяся обмотка

Экранирование трансформатора

Основным источником синфазных электромагнитных помех в импульсных источниках питания являются паразитные емкости, связанные с переключающими приборами. Напряжение стока МДП-транзистора вызывает емкостный ток через различные паразитные емкости. Некоторая часть этих емкостных токов протекает по линии нейтрали, соединенной с заземлением и становится источником синфазной помехи. Применение электростатического экрана между обмотками (на стороне первичной обмотки, вторичной обмотки или в обоих случаях) приводит к эффективному “закорачиванию” синфазного сигнала на землю, что существенно снижает емкостный ток. При правильном проектировании такое экранирование позволяет существенно снизить кондуктивное излучение и восприимчивость к внешним воздействиям. Такой способ позволяет уменьшить габариты входного фильтра. Экран может быть легко изготовлен из медной фольги или плотно намотанного провода. Экран необходимо практически заземлить в определенной точке, например, на источник питания, общую точку на первичной или вторичной стороне преобразователя.

Пример экранирования, позволяющего исключить помехоподавляющий конденсатор типа Y, обычно используемый для подавления синфазных помех, приведен на рис. 14. Видно, что экраны размещены не только внизу, но и вверху первичной обмотки, чтобы исключить соединение паразитных емкостей. Подобенно конструкция экрана показана на рис. 15.

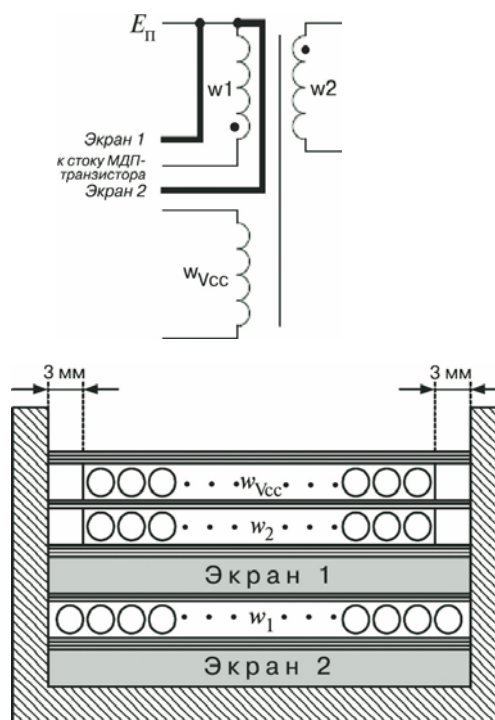


Рис. 14. Пример экранирования для исключения помехоподавляющего конденсатора типа Y

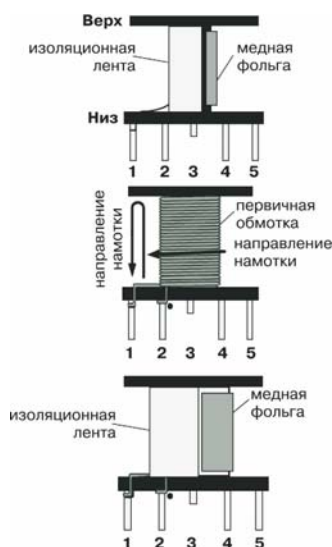


Рис. 15. Способ экранирования для исключения помехоподавляющего конденсатора типа Y

Практические примеры конструкций трансформаторов

В предыдущих разделах показано, что при определении последовательности и способа намотки необходимо учитывать большое количество факторов. Далее будут приведены несколько примеров конструкции трансформаторов для облегчения решения практических задач по их конструированию.

Импульсный источник питания ЖК монитора

Упрощенная схема трансформатора типового импульсного источника питания ЖК монитора показана на рис. 16. С выхода 5 В запитывается микропроцессор, а выход 13 В предназначен для входа инвертора подсветки монитора. В то время как выход 5 В регулируется с помощью обратной связи, выход 13 В обеспечивается коэффициентом трансформации, а последовательно включенная обмотка обычно используется для улучшения регулирования.

А. Пример конструкции трансформатора (рис. 17). В этом примере индуктивность рассеяния минимизирована за счет применения чередующейся обмотки. Обмотка $w_{V_{cc}}$ размещена снаружи и обеспечивает

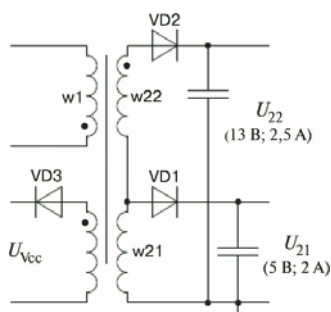


Рис. 16. Пример схемы трансформатора импульсного источника питания ЖК монитора

экранирующий эффект. Поскольку она размещена поверх половины первичной обмотки связь между первичной обмоткой и обмоткой 5 В достаточно слабая. Поэтому для предотвращения отключения при снижении напряжения на холостом ходу она должна быть искусственно нагружена.

Б. Пример конструкции трансформатора (рис. 18).

В этом примере индуктивность рассеяния больше, чем в примере А, поскольку не используется чередующаяся обмотка. Однако обмотка $w_{V_{cc}}$ имеет сильную связь с обмоткой 5 В. Поэтому во всем рабочем диапазоне напряжение на входе V_{cc} остается неизменным на холостом ходу. Несмотря на то, что в этом случае отсутствует необходимость искусственной нагрузки для предотвращения отключения из-за снижения напряжения на холостом ходу, КПД преобразования может быть относительно низким, по сравнению с примером А, вследствие повышенной индуктивности рассеяния.

Импульсный источник питания монитора с ЭЛТ

Регулирование по первичной стороне. Упрощенная схема трансформатора типового импульсного источника питания монитора с ЭЛТ при регулировании по первичной стороне показана на рис. 19. Основными мощными выходами являются выходы с напряжениями 50 В и 80 В. Выходы 5 В и 6,5 В вспомогательные и маломощные. Обмотка с напряжением 80 В подключена последовательно к выходу 50 В, чтобы снизить перенапряжение на выпрямительном диоде VD1.

Подробная конструкция трансформатора показана на рис. 20. Для уменьшения индуктивности рассеяния применен способ чередующейся обмотки, а

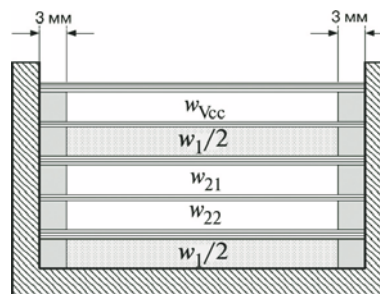


Рис. 17. Трансформатор импульсного источника питания ЖК монитора (пример А)

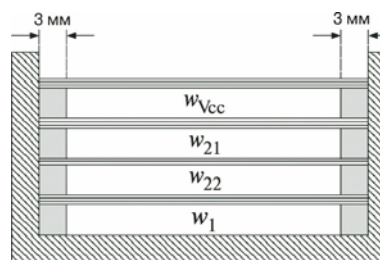


Рис. 18. Трансформатор импульсного источника питания ЖК монитора (пример Б)

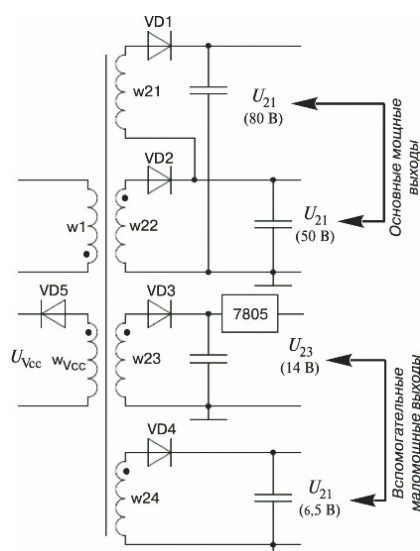


Рис. 19. Пример трансформатора импульсного источника питания монитора с ЭЛТ при регулировании по первичной стороне

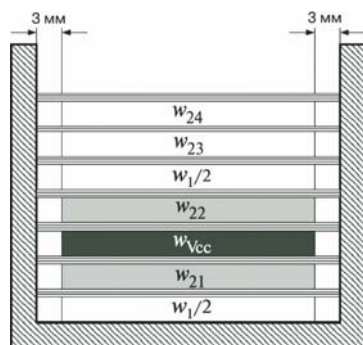


Рис. 20. Конструкция трансформатора импульсного источника питания монитора с ЭЛТ при регулировании по первичной стороне

основные обмотки размещены непосредственно рядом с первичной обмоткой. Обмотка w_{Vcc} расположена в непосредственной близости от основных обмоток для обеспечения жесткого регулирования напряжений основных выходов. Дополнительные обмотки расположены на внешней стороне первичной обмотки, что обеспечивает эффект экранирования.

Регулирование по вторичной стороне. Упрощенная схема трансформатора типового импульсного источника питания монитора с ЭЛТ при регулировании по вторичной стороне аналогична показанной на рис. 19. Основными мощными выходами являются выходы с напряжениями 50 В и 80 В. Выходы 5 В и 6,5 В вспомогательные и маломощные. Обмотка с напряжением 80 В подключена последовательно к выходу 50 В, чтобы снизить перенапряжение на выпрямительном диоде VD1.

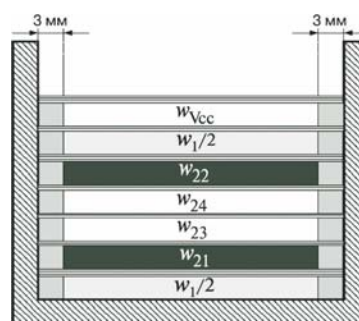


Рис. 21. Конструкция трансформатора импульсного источника питания монитора с ЭЛТ при регулировании по вторичной стороне

Подробная конструкция трансформатора показана на рис. 21. Для уменьшения индуктивности рассеяния применен способ чередующейся обмотки, а основные обмотки размещены непосредственно рядом с первичной обмоткой. Обмотка w_{Vcc} расположена на внешней стороне для обеспечения, что обеспечивает эффект экранирования. Вспомогательные обмотки расположены между основными выходными обмотками для обеспечения лучшего регулирования.

Литература

1. Colonel Wm. T. McLyman. Transformer and Inductor design Handbook, 2nd ed. — Marcel Dekker, 1988.
2. Anatoly Tsaliovich. Electromagnetic shielding handbook for wired and wireless EMC application, 1998.
3. Bruce C. Gabrielson and Mark J. Reimold. Suppression of Powerline noise with isolation transformers. — EMC expo87, San Diego, 1987.
4. D. Cochrane, D. Y. Chen, D. Boroyevich. Passive cancellation of common mode noise in power electronics circuits. — PESC 2001, pp.1025–1029.
5. Otakar A. Horna. HF Transformer with triaxial cable shielding against capacitive current. — IEEE Transactions on parts, hybrids, and packaging, vol. php-7, N0.3, Sep. 1971.
6. Design Guidelines for Off-line Flyback Converters using Fairchild Power Switch (FPS). — Application Note 4137.
7. FSDM0565R. Green Mode Fairchild Power Switch (FPSTM). — Datasheet, Fairchild Semiconductor.

Герасимов Александр Алексеевич, начальник отдела перспективных разработок ЗАО «ММП-Ирбис», тел.: +7(495) 987-10-16, e-mail: agerasimov@mmp-irbis.ru;

Кастров Михаил Юрьевич, к. т. н., главный инженер ЗАО «ММП-Ирбис», тел. +7(495) 987-10-16, e-mail: kastrov@mmp-irbis.ru.

Д. С. Дейнеко

ВСТРОЕННЫЙ ОГРАНИЧИТЕЛЬ БЕЗ РАССЕЯНИЯ ЭНЕРГИИ ДЛЯ ОБРАТНОХОДОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

D. S. Deineko

An Integrated Snubber For Flyback Converter

В статье описан встроенный ограничитель напряжения без рассеяния для применения в обратноходовом преобразователе напряжения. Полный КПД такой схемы преобразователя выше, чем у схем с использованием традиционного ограничителя без рассеяния энергии. За счет использования многообмоточного трансформатора дроссель такого ограничителя интегрируется на магнитном сердечнике трансформатора обратноходового преобразователя. Для рассматриваемой схемы не требуется дополнительный магнитный сердечник, используемый в традиционных ограничителях без рассеяния энергии.

Для подтверждения работоспособности рассматриваемой структуры создан и исследован лабораторный макет обратноходового преобразователя с ограничителем без рассеяния энергии. Результаты моделирования и экспериментальных исследований показывают преимущества рассмотренной структуры преобразователя.

Ключевые слова: обратноходовой преобразователь постоянного напряжения, ограничитель напряжения, магнитный сердечник, многообмоточный трансформатор, рассеяние энергии, рекуперация энергии

The paper describes a non-dissipative voltage clamp for flyback DC converter. Overall efficiency of such structure is higher compared to the schemes with conventional non-dissipative clamp. The use of multiwinding transformer allows to integrate the clamp inductor into magnetic core of the flyback converter. With presented structure there is no need for extra magnetic core used in conventional non-dissipative clamps.

To verify the performance of the presented structure simulation was carried out and laboratory prototype of the converter with integrated non-dissipative clamp was made and investigated. Simulation and experimental results show clearly the advantages of the presented structure.

Key words: flyback DC/DC converter, voltage clamp, magnetic core, multiwinding transformer, power dissipation, energy recovery

Ограничители напряжения при отключении силовых ключей достаточно часто используются в импульсных устройствах для ограничения скорости нарастания напряжения на силовом ключе преобразователя во время его запираания. В статье дан обзор традиционных ограничителей с рассеянием и без рассеяния энергии, включая пассивный RCD-ограничитель [1], RCD-ограничитель с рекуперацией [2], ограничитель переходных напряжений (ОПН) [3], а также активные ограничители с рекуперацией энергии. В статье рассмотрен ограничитель без рассеяния энергии, интегрированный в обратноходовой преобразователь. Получены аналитические соотношения, описывающие пять состояний работы преобразователя за период переключений. Проведено сравнение всех способов ограничения. Результаты моделирования и экспериментальных исследований показывают преимущества такой схемы ограничения.

Как правило, ограничительный конденсатор применяется в схемах ограничения напряжения при запираании силовых ключей. При этом, энергия рассеивается или передается обратно в сеть. Рассеиваемая или передаваемая мощность определяется по формуле

$$P_C = \frac{U_{вх} C f_{пер}}{2}, \quad (1)$$

где $U_{вх}$ — входное напряжение преобразователя;
 $f_{пер}$ — частота переключений.

Для обеспечения меньших габаритов и быстрого регулирования частота переключений современных источников питания обычно выбирается большей 50 кГц. Таким образом P_C увеличивается, а общий КПД снижается. Традиционные схемы ограничителей показаны на рис. 1. RCD-ограничитель, включенный параллельно силовому ключу, показан на рис. 1а. Энергия, накопленная при отключении в конденсаторе $C_{огр}$, должна рассеиваться в резисторе $R_{огр}$, когда силовой ключ S замкнут. Недостаток такого ограничителя состоит в том, что при этом увеличивается ток через силовой ключ. Улучшенная схема ограничителя показана на рис. 1б. В этом случае энергия, накопленная в конденсаторе, сбрасывается непосредственно через резистор и не вызывает дополнительного тока через замкнутый ключ. В обратноходовых преобразователях схема ограничителя переходных напряжений (ОПН) (рис. 1в) широко используется в маломощных устройствах. Диоды $VD_{огр}$ и $VD_{ст}$ позволяют снизить выброс напряжений по переднему фронту импульса и колебания, вызванные индуктивностью рассеяния трансформатора до безопасной величины. Однако ни один из этих пассивных ограничителей не позволяет обеспечить повышенный КПД, требуемый для современных источников питания.

Ограничители без потерь с рекуперацией энергии

Для повышения полного КПД преобразователя энергии существуют несколько схем ограничителей без потерь с рекуперацией энергии. Далее рассмотрим следующие схемы.

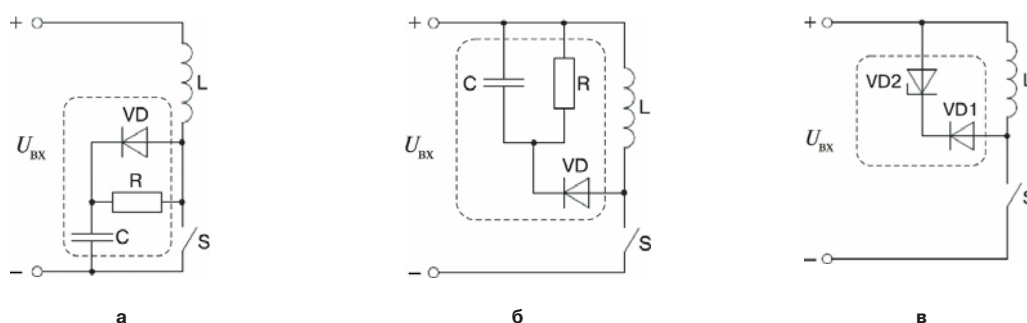


Рис. 1. Традиционные ограничители напряжения с рассеянием энергии:
а – RCD-ограничитель, включенный параллельно силовому ключу;
б – RCD-ограничитель, включенный параллельно первичной обмотке трансформатора; в – ОПН

RCD-ограничитель с рекуперацией. Схема такого ограничителя без активного элемента с дополнительным трансформатором, выполненным на ферритовом сердечнике, показана на рис. 2а. Подобная схема позволяет пассивно передать более 70% накопленной в конденсаторе энергии сеть постоянного тока. Однако, часть энергии по-прежнему рассеивается на сопротивлении $R_{орп}$.

Активный ограничитель. Альтернативная схема ограничителя с рекуперацией энергии – это активный ограничитель [4]. Введение в основную структуру обратноходового преобразователя схемы активного ограничителя позволяет не только осуществлять рекуперацию энергии, накопленной в ограничительном конденсаторе, но и обеспечить возможность переключения при нуле напряжения (ПНН) силовых ключей [5]. Естественно, для такой структуры необ-

ходимы дополнительный силовой ключ и более сложная схема управления.

Пассивный ограничитель без потерь. Простой и выигрышный по стоимости ограничитель без потерь для обратноходового преобразователя показан на рис. 3. Такой ограничитель позволяет существенно снизить потери на выключение силового ключа и обеспечить рекуперацию в сеть энергии, накопленной в ограничительном конденсаторе или индуктивности намагничивания трансформатора обратноходового преобразователя.

Встроенный ограничитель без потерь

Ограничитель без потерь создан на основе концепции многообмоточного трансформатора. Многообмоточные трансформаторы, или магнитно связанные дроссели, достаточно часто применяются в источниках питания для размагничивания трансформатора, обеспечения нескольких выходных напряжений, снижения влияния перекрестного управления, а также снижения уровня пульсаций.

Рассмотрим схему обратноходового преобразователя с ограничителем без потерь за счет введения третьей обмотки трансформатора (рис. 4). Энергия, накопленная в конденсаторе рекуперирует в источник постоянного напряжения ($U_{вх}$) и индуктивность

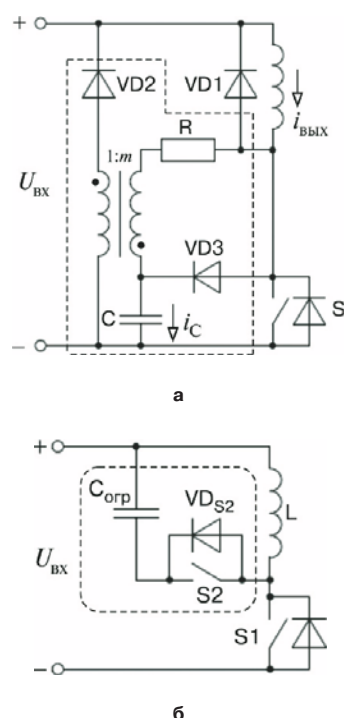


Рис. 2. RCD-Ограничитель с рекуперацией энергии с дополнительным трансформатором (а) и основная схема активного ограничителя (б)

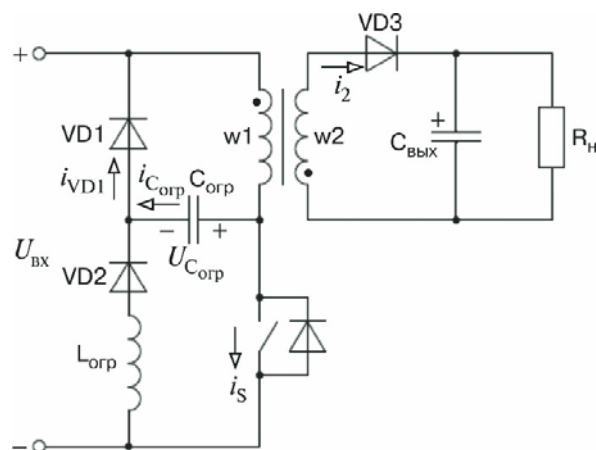


Рис. 3. Ограничитель без потерь для обратноходового преобразователя

намагничивания трансформатора (L_m). Далее будет проведен анализ работы преобразователя и представлены результаты моделирования и экспериментальных исследований.

Анализ работы преобразователя с ограничителем без потерь

За один период переключений в установившемся режиме работы можно выделить пять интервалов работы преобразователя (рис. 4). Состояния полупроводниковых компонентов для каждого интервала приведены в таблице 1.

При анализе работы схемы приняты следующие обозначения:

- L_m – индуктивность намагничивания, приведенная к первичной стороне;
- L_2 – эквивалентная индуктивность вторичной обмотки (w_2);
- L_3 – эквивалентная индуктивность третьей обмотки (w_3);
- L_{M31} – взаимная индукция обмоток w_3 и w_1 , приведенная к обмотке w_3 ;
- L_{M32} – взаимная индукция обмоток w_3 и w_2 , приведенная к обмотке w_3 ;
- L_{s12} – индуктивность рассеяния обмоток w_1 и w_2 , приведенная к обмотке w_1 ;
- L_{s31} – индуктивность рассеяния обмоток w_3 и w_1 , приведенная к обмотке w_3 ;
- L_{s32} – индуктивность рассеяния обмоток w_3 и w_2 , приведенная к обмотке w_2 ;
- $n_{12} = w_1/w_2$ – отношение витков обмоток w_1 и w_2 ;
- $n_{31} = w_3/w_1$ – отношение витков обмоток w_3 и w_1 ;

Таблица 1. Состояния полупроводниковых компонентов

Компонент	Интервал				
	1	2	3	4	5
S1	ВКЛ.	ВКЛ.	ВЫКЛ.	ВЫКЛ.	ВЫКЛ.
VD1	ВЫКЛ.	ВЫКЛ.	ВКЛ.	ВЫКЛ.	ВЫКЛ.
VD2	ВКЛ.	ВЫКЛ.	ВЫКЛ.	ВЫКЛ.	ВКЛ.
VD3	ВЫКЛ.	ВЫКЛ.	ВКЛ.	ВКЛ.	ВЫКЛ.

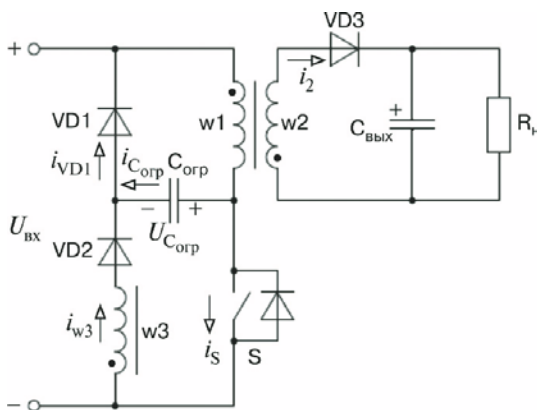


Рис. 4. Интегрированный ограничитель без потерь для обратноходового преобразователя

Эквивалентные схемы преобразователя для всех пяти временных интервалов приведены на рис. 5, а временные диаграммы, поясняющие работу преобразователя на каждом интервале одного периода переключений на рис. 6.

Интервал (t_0-t_1) (рис. 6а). На этом интервале времени открыты ключ S и диод VD2. Энергия, накопленная в конденсаторе $C_{огр}$, сбрасывается в индуктивность намагничивания L_m и источник постоянного напряжения ($U_{вх}$) через обмотку w_3 . Согласно рис. 6а можно записать

$$u_{C_{огр}} + L_{p2} C_{огр} \frac{d^2 u_{C_{огр}}}{dt^2} = k_{31} U_{вх}, \quad (2)$$

где

$$k_{31} = \frac{U_{вх} L_{M31} n_{31}}{L_{M31} + n_{31}^2 L_{s31}}; \quad (3)$$

$$L_{p2} = L_{s31} + \frac{n_{31}^2 L_{s31} L_{M31}}{n_{31}^2 L_{s31} + L_{M31}}; \quad (4)$$

$$i_{C_{огр}} = C_{огр} \frac{du_{C_{огр}}}{dt}. \quad (5)$$

Положим

$$u_x = u_{C_{огр}} - L_{s31} \frac{di_3}{dt} \quad (6)$$

тогда

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{U_{вх}}{L_{s31}} + \frac{u_x}{n_{31} L_{s31}}; \quad (7)$$

$$i_1 = \frac{U_{вх}(t-t_0)}{L_{s31}} - \frac{1}{n_{31} L_{s31}} \int_{t_0}^t u_{C_{огр}} dt + \frac{i_{C_{огр}}}{n_{31}} = i_{вх}; \quad (8)$$

$$i_2 = 0, i_3 = -i_{C_{огр}}; \quad (9)$$

$$u_{C_{огр}} = -\frac{1}{R_n C_{огр}} \frac{du_{C_{огр}}}{dt}. \quad (10)$$

Интервал (t_1-t_2) (рис. 6б). Этот интервал времени аналогичен включенному состоянию типового обратноходового преобразователя. Таким образом, на этом интервале ключ S замкнут. В индуктивности намагничивания L_m запасается энергия от источника входного напряжения, и входной ток определяется соотношением

$$i_{вх} = i_1 = \frac{U_{вх}}{(L_{s12} + L_m)}(t-t_1) + i_1(t_1) \quad (11)$$

$$i_2 = i_3 = 0. \quad (12)$$

Интервал (t_2-t_3) (рис. 6в). На этом интервале сначала размыкается ключ S, и часть энергии, накопленной в индуктивности рассеяния L_{s1} , передается в

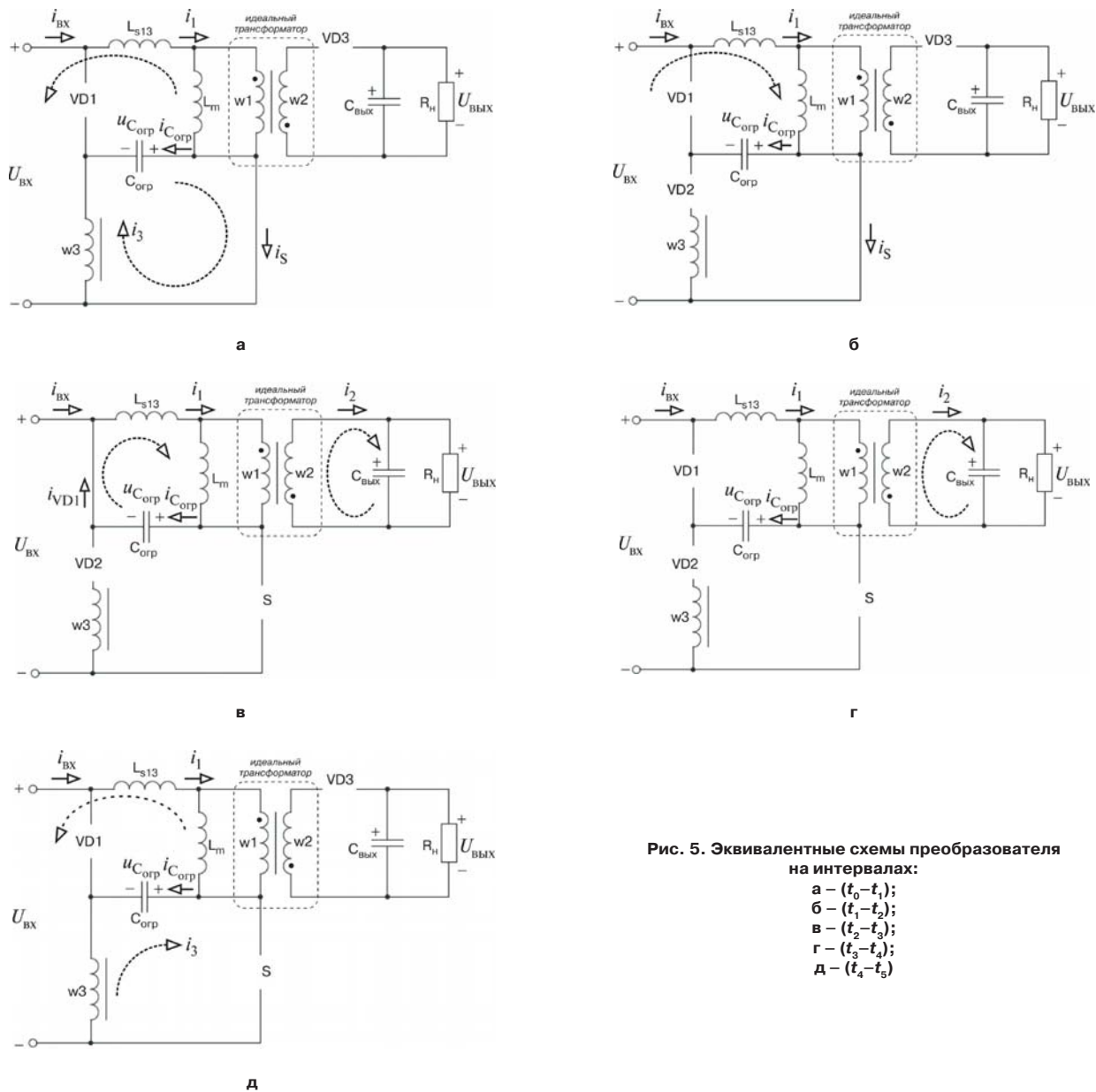


Рис. 5. Эквивалентные схемы преобразователя на интервалах:

- а – $(t_0 - t_1)$;
 б – $(t_1 - t_2)$;
 в – $(t_2 - t_3)$;
 г – $(t_3 - t_4)$;
 д – $(t_4 - t_5)$

конденсатор $C_{огр}$. За счет этого снижаются перенапряжения и колебания напряжения, что приводит к уменьшению потерь на отключение. Затем начинает проводить диод VD3, и выходной конденсатор ($C_{вых}$) заряжается. На этом интервале относительные параметры схемы можно выразить следующими соотношениями

$$u_{C_{огр}} + C_{огр}(L_{s1} + L_m) \frac{d^2 u_{C_{огр}}}{dt^2} = 0; \quad (13)$$

$$i_1 = 0; \quad (14)$$

$$i_1 = i_{C_{огр}} = C_{огр} \frac{du_{C_{огр}}}{dt}; \quad (15)$$

$$i_2 = n_{12}[i_{C_{огр}}(t_2) - i_{C_{огр}}(t)]; \quad (16)$$

$$i_{BX} = 0; i_1 = 0; i_{C_{огр}} = 0; i_3 = 0; \quad (17)$$

$$u_{C_{вых}} = -\frac{1}{R_H C_{вых}} \frac{du_{C_{вых}}}{dt}. \quad (18)$$

Интервал $(t_3 - t_4)$ (рис. 6г). Энергия, накопленная в индуктивности намагничивания L_m , передается на вторичной стороне в конденсатор $C_{вых}$ и сопротивление нагрузки R_H . Таким образом

$$i_2 \cong -\frac{U_{ВЫХ}}{L_{w2}} + i_2(t_3); \quad (19)$$

$$u_{C_{вых}} = -\frac{1}{R_H C_{вых}} \frac{du_{C_{вых}}}{dt}. \quad (20)$$

Пока энергия в индуктивности L_m спадает до нуля, отпирается VD3 и проводит VD2.

Интервал $(t_4 - t_5)$ (рис. 6д). Напряжение на конденсаторе $C_{огр}$ передается через диод VD2, обмотки w3 и w1 в источник постоянного напряжения. Со-

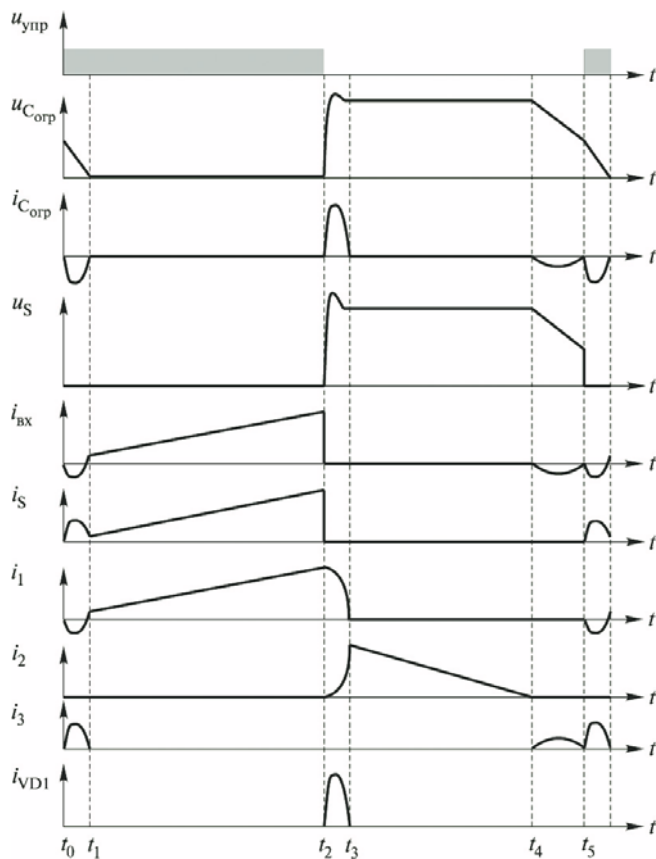


Рис. 6. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы с ограничителем без потерь

стояние схемы на этом интервале можно описать уравнениями

$$u_{C_{\text{огр}}} = \frac{1}{R_H C_{\text{ВЫХ}}} \frac{du_{C_{\text{огр}}}}{dt}; \quad (21)$$

$$\frac{di_{C_{\text{огр}}}}{dt} = C_{\text{огр}} \frac{d^2 u_{C_{\text{огр}}}}{dt^2}; \quad (22)$$

$$U_{\text{ВХ}} = C_{\text{огр}} (L_{s12} + L_{s32}) \frac{d^2 u_{C_{\text{огр}}}}{dt^2} + (n_{12} + n_{32}) U_{\text{ВЫХ}} + U_{C_{\text{огр}}}; \quad (23)$$

$$\frac{d^2 u_{C_{\text{огр}}}}{dt^2} + \frac{u_{C_{\text{огр}}}}{C_{\text{огр}} (L_{s12} + L_{s32})} = \frac{U_{\text{ВХ}} - (n_{12} + n_{32}) U_{\text{ВЫХ}}}{C_{\text{огр}} (L_{s12} + L_{s32})}. \quad (24)$$

Результаты моделирования и экспериментальных исследований

Для проверки функционирования схемы преобразователя использована программа *PSpice*. Кроме того, для оценки свойств интегрированного ограничителя без потерь создан лабораторный макет

преобразователя. Числовые значения параметров, использованные при моделировании и макетировании преобразователя, приведены в табл. 2.

Таблица 2. Значения параметров преобразователя с интегрированным ограничителем

$U_{\text{ВХ}},$ В	$U_{\text{ВЫХ}},$ В	$w_1,$ ВИТКОВ	$w_2,$ ВИТКОВ	$w_3,$ ВИТКОВ	$L_m,$ МКГН	$L_{s12},$ МКГН	$L_{s31},$ МКГН	$C_{\text{огр}},$ НФ	$C_{\text{ВЫХ}},$ МКФ	$R_H,$ ОМ
150	15	60	10	30	340	10	10	9,4	220	3,75

Схема модели обратного преобразователя показана на рис. 7а, а результаты моделирования на рис. 7б. Результаты экспериментальных исследований показаны на рис. 8 и 9. Видно хорошее совпадение результатов.

Из рис. 7б и 8 видно, что ток ограничительного конденсатора положителен, когда ключ S разомкнут, и становится отрицательным, когда заперт диод $VD3$, а ключ S замкнут. За один период переключения среднее значение тока через ограничительный конденсатор равно нулю. Энергия, накопленная в ограничительном конденсаторе, передается в источник питания и трансформатор обратного преобразователя.

Напряжение на ключе и ток через ключ при моделировании и экспериментальных исследованиях показаны на рис. 7б и 8б соответственно. Наблюдается небольшой скачок тока при замыкании ключа S , возникающий вследствие резонансного тока LC -ограничителя. Из рис. 7б и 9б видно, что входной ток имеет отрицательную составляющую, вызванную возвратом энергии в источник питания и трансформатор обратного преобразователя.

Для сравнения по КПД рассматриваемого преобразователя и традиционных преобразователей с ограничителем без потерь и RCD -ограничителем созданы и исследованы лабораторные макеты соответствующих традиционных преобразователей. Параметры этих преобразователей приведены в табл. 3 и 4. Осциллограммы напряжения и тока ограничительного конденсатора и силового ключа, полученные при экспериментальных исследованиях, показаны на рис. 10 и 11 соответственно. Из рис. 10 видно, что напряжение на ограничительном конденсаторе может принимать отрицательные значения, что положительно влияет на снижение потерь на отключение силового ключа. Поскольку ограничительный дроссель ($L_{\text{огр}}$) выполнен на отдельном магнитном сердечнике, это позволяет обеспечить большую величину индуктивности и, следовательно, снизить максимальный бросок тока $C_{\text{огр}}$. Однако в диоде $VD1$ и ограничительном дросселе $L_{\text{огр}}$ часть энергии, накопленной в ограничительном конденсаторе, будет рассеиваться. Осциллограммы напряжений на ограничительном конденсаторе и силовом ключе при использовании RCD -ограничителя показаны на рис. 12.

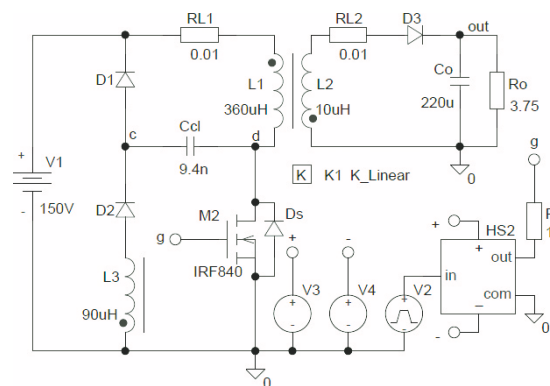
Сравнение КПД, измеренных на лабораторных макетах преобразователей, показано на рис. 13. Видно, что

Таблица 3. Значения параметров преобразователя с традиционным ограничителем без потерь

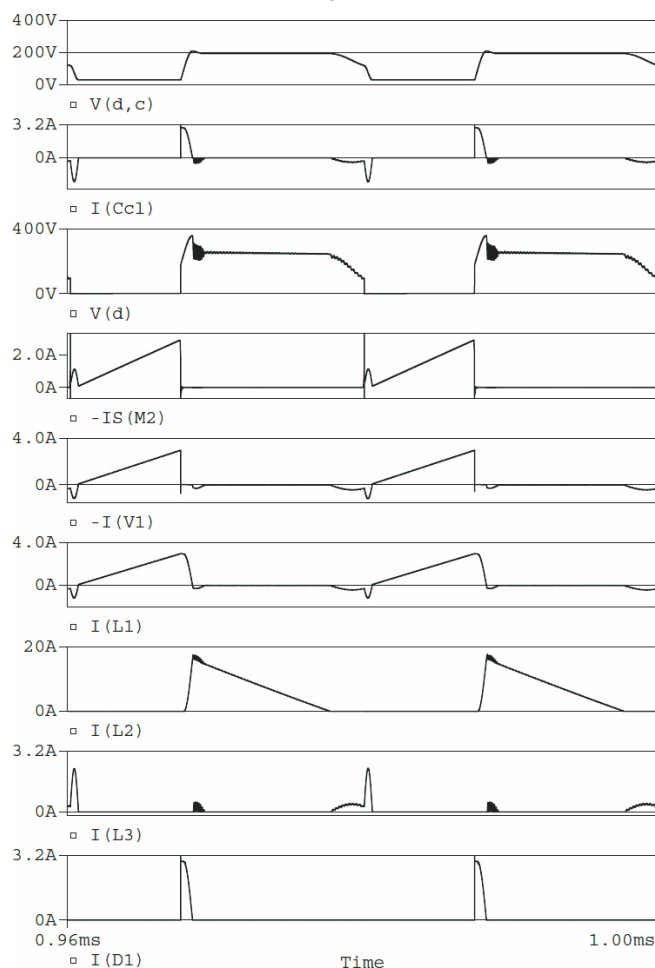
$U_{вх}^*$ В	$U_{вых}^*$ В	w_1^* ВИТКОВ	w_2^* ВИТКОВ	L_{m1}^* МКГН	$L_{огр1}^*$ МКГН	$C_{огр1}^*$ НФ	$C_{вых1}^*$ МКФ	R_H^* ОМ
150	15	60	10	340	50	4,7	220	3,75

Таблица 4. Значения параметров преобразователя с RCD-ограничителем

$U_{вх}^*$ В	$U_{вых}^*$ В	w_1^* ВИТКОВ	w_2^* ВИТКОВ	L_{m1}^* МКГН	$R_{огр1}^*$ КОМ	$C_{огр1}^*$ НФ	$C_{вых1}^*$ МКФ	R_H^* ОМ
150	15	60	10	340	6,8	2,2	220	3,75

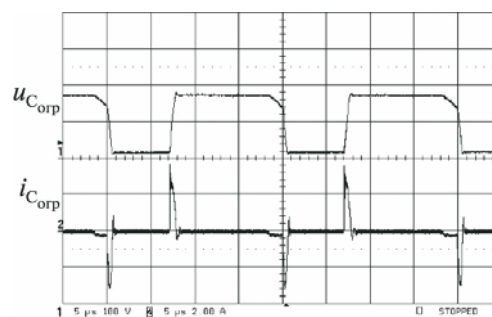


а

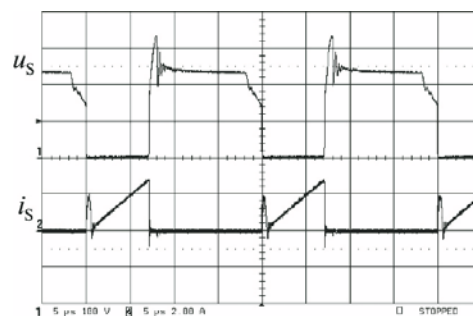


б

Рис. 7. Схема модели преобразователя (а); результаты моделирования (б)



а



б

Рис. 8. Осциллограммы:
а – напряжения и тока ограничительного конденсатора;
б – напряжения и тока силового ключа
(100 В/дел; 2 А/дел; 5 мкс/дел)

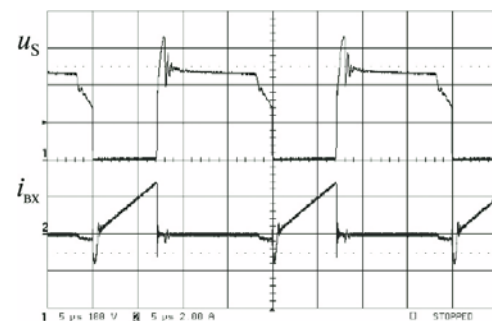


Рис. 9. Осциллограммы напряжения на силовом ключе и входного тока преобразователя
(100 В/дел; 2 А/дел; 5 мкс/дел)

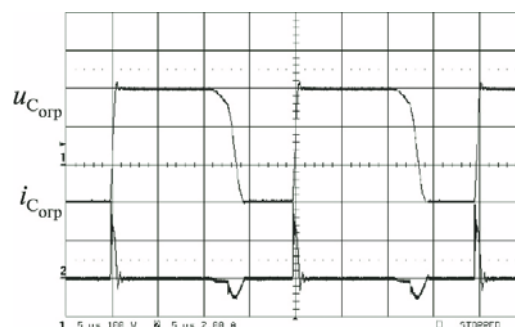


Рис. 10. Напряжение и ток ограничительного конденсатора преобразователя с традиционным ограничителем без потерь
(100 В/дел; 2 А/дел; 5 мкс/дел)

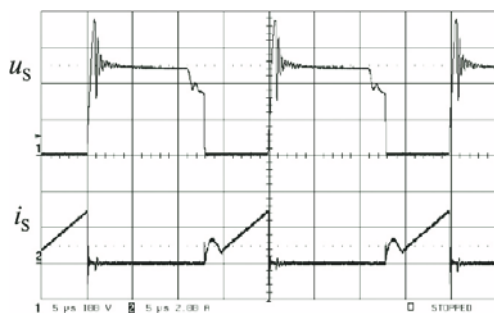


Рис. 11. Напряжение и ток силового ключа преобразователя с традиционным ограничителем без потерь (100 В/дел; 2 А/дел; 5 мкс/дел)

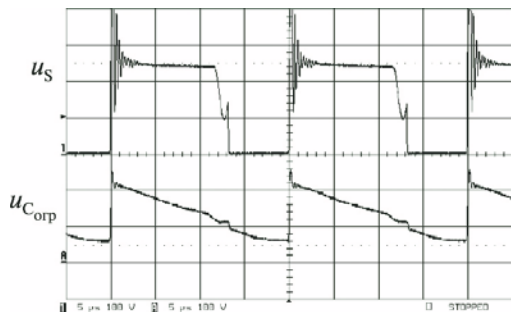


Рис. 12. Напряжение и ток ограничительного конденсатора преобразователя с RCD-ограничителем (100 В/дел; 2 А/дел; 5 мкс/дел)

КПД преобразователя с интегрированным ограничителем выше, чем у традиционных преобразователей с ограничителем без потерь и RCD-ограничителем. Полный КПД рассматриваемого преобразователя составляет 83% при полной нагрузке и РРТ. Таким образом, интегрированный ограничитель позволяет повысить КПД обратноходового преобразователя в РРТ.

Выводы

В статье рассмотрен интегрированный ограничитель напряжения без потерь для обратноходового преобразователя, позволяющий повысить КПД преобразователя. Представлен теоретический анализ схемы такого преобразователя. Для подтверждения правильности результатов теоретического анализа проведено моделирование и исследован лабораторный макет обратноходового преобразователя с интегрированным ограничителем напряжения

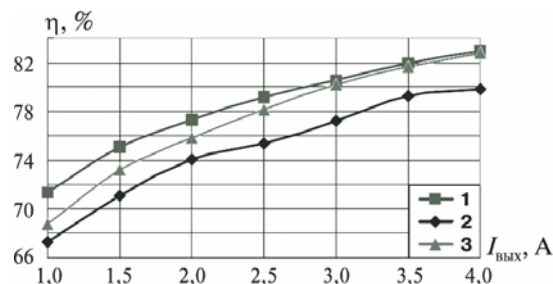


Рис. 13. Экспериментальные зависимости КПД от тока нагрузки преобразователей: 1 – с интегрированным ограничителем; 2 – с традиционным ограничителем без потерь; 3 – с RCD-ограничителем

на силовом ключе. Результаты моделирования и эксперимента подтвердили преимущества рассмотренной схемы интегрированного ограничителя.

Литература

1. N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins. Power Electronics; Converter, Applications and Design. – New York; John Wiley, 1995, pp. 680–688.
2. S. J. Finney, B. W. Williams, T. C. Green. RCD snubber revisited. – IEEE Trans. on Industry Application, Vol. 32, Jan.-Feb. 1996, pp. 155–160.
3. O. M. Clark. Transient voltage suppressor types and application. – IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 5, Nov. 1990, pp. 20–26.
4. P. Xu, J. Wei, and F. C. Lee. The active-clamp couple-buck converter-a novel high efficiency voltage regulator modules. – IEEE PEDS 2001, Vol. 1, pp. 252–257.
5. J. G. Cho, C. Y. Jeong, and F. C. Lee. Zero-voltage and zero-current-switching full-bridge PWM converter using secondary active clamp. – IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 4, 1998, pp. 601–607.
6. M. Hirokawa and T. Ninomiya. Nondissipative snubber for rectifying diodes applied to a front-end power supply. – Proc. IEEE PCC-Osaka 2002, Vol. 3, pp. 1176–1181.
7. M. Jinno. Efficiency improvement for SR forward converters with LC snubber. – IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 16, No. 6, Nov. 2001, pp. 812–820.

Дейнеко Дмитрий Сергеевич, заместитель Генерального директора ЗАО «ММП-Ирбис» по маркетингу, тел.: +7(495) 987-10-16.

Г. А. Белов, А. В. Серебрянников

МОДЕЛИРОВАНИЕ КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ С УПРОЩЕННОЙ ДВУХКОНТУРНОЙ СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ

G. A. Belov,
A. V. SerebryannikovModeling of Power Factor Corrector With
Simplified Two-Loop Control System

В статье дан вывод основных математических соотношений, показывающих особенности регулирования тока силового дросселя корректора коэффициента мощности (ККМ) на базе новой микросхемы управления IR1150. Обоснованы линеаризованная импульсная модель ККМ, которая может использоваться для анализа устойчивости ККМ, и усредненная структурная модель, удобная для синтеза контура регулирования выходного напряжения.

Ключевые слова: моделирование, корректор коэффициента мощности (ККМ), упрощенная двухконтурная система управления, микросхема управления, линеаризованная импульсная модель, усредненная структурная модель

The paper gives derivation of main mathematical equations that reveal several current regulation features of power inductor of power factor corrector (PFC) based on a new control IC IR1150. Linearized discrete PFC model that can be used for PFC stability analysis, as well as averaged structural model easy-to-use for output voltage control loop synthesis are validated.

Key words: modeling, power factor corrector (PFC), simplified two-loop control system, control IC, behavioral model, linearized discrete model, averaged structural model

Упрощенная двухконтурная система управления ККМ, работающим в режиме непрерывного тока с постоянной частотой

Недостатком двухконтурной системы управления ККМ на базе микросхемы UC3854 является сложность проектирования и наладки. В связи с этим представляет интерес новая микросхема управления ККМ, разработанная и выпускаемая компанией *International Rectifier*, типа IR1150 [1, 2]. ККМ с новой микросхемой IR1150 отличаются возможностью реализации ККМ в широком диапазоне мощностей (75–4500 Вт) при высоком значении коэффициента мощности. Однако они работают в меньшем диапазоне рабочих температур.

Принцип управления ККМ, реализуемый микросхемой IR1150, основывается на запатентованной схеме управления импульсным преобразователем [3], построенной на базе интегратора со сбросом и обеспечивающей точную стабилизацию среднего значения выходного напряжения на уровне, пропорциональном опорному напряжению.

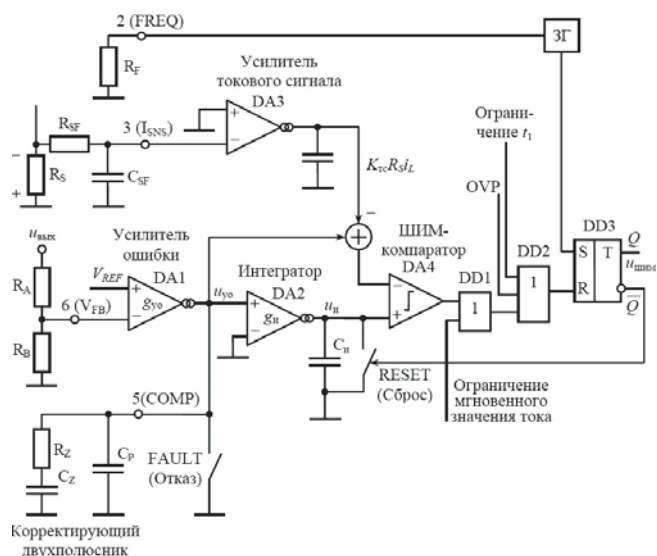
Ряд публикаций, рассматривающих ККМ с микросхемой IR1150, например [4, 5], носит рекламный, описательный характер и почти не содержит результатов исследований и методик расчета.

Микросхемой IR1150 реализуется принцип управления ККМ, работающим в режиме непрерывного тока (РНТ) с постоянной частотой переключений, при котором среднее значение тока дросселя импульсного преобразователя изменяется пропорционально входному напряжению при сильно упрощенном построении контура регулирования тока. Работа импульсного преобразователя в режиме непрерывного

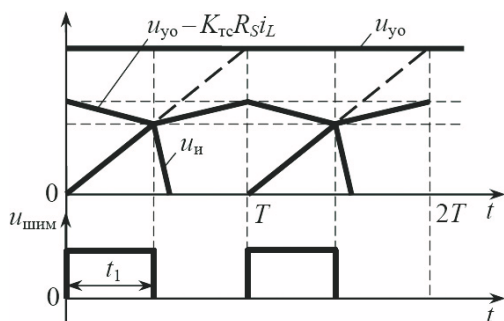
тока делает ККМ, использующие этот принцип управления, похожими на ККМ с двухконтурной системой управления на базе микросхемы UC3854 и ее аналогов, а изменение среднего значения тока дросселя пропорционально входному напряжению при отсутствии специального регулятора тока сближает ККМ, построенные на базе микросхемы IR1150, с ККМ, использующими микросхему UC3852 и ее аналоги. Однако при использовании микросхемы UC3852 среднее значение тока дросселя пропорционально входному напряжению импульсного преобразователя только на границе РНТ, а при использовании микросхемы IR1150 только в РНТ.

Упрощенная схема микросхемы IR1150 с основными внешними компонентами представлена на рис. 1а. Важной ее особенностью является то, что усилитель ошибки и интегратор построены не на обычных операционных усилителях, а на так называемых транскондуктивных усилителях (усилителях проводимости), представляющих собой двухвыходные преобразователи “напряжение–ток” (ПНТ), DA1 и DA2 [6, 7]. При этом корректирующий двухполюсник усилителя ошибки R_z , C_z , C_p оказывается включенным не в цепи обратной связи ОУ, а между выходом ПНТ DA1 и землей, а интегрирующий конденсатор C_{ii} между выходом ПНТ DA2 и землей.

На вывод 6 (V_{FB}) микросхемы через делитель R_A , R_B поступает сигнал обратной связи по выходному напряжению ККМ, равный $K_d u_{\text{вых}}$, где $K_d = R_B / (R_A + R_B)$, а на вывод 3 (I_{SNS}) через RC-фильтр R_{SF} , C_{SF} — сигнал, пропорциональный току дросселя, равный $R_S i_L$.



а



б

Рис. 1. Схема, поясняющая принцип управления, реализуемый микросхемой IR1150 (а); временные диаграммы (б)

Частота переключений определяется задающим генератором 3Г, для чего требуется подключить к выводу 2 (FREQ) всего один внешний компонент — резистор R_F .

Микросхема IR1150 имеет корпус с восемью выводами. Остальные выводы, не показанные на рис. 1а, предназначены: 7 (V_{CC}) — для подачи напряжения питания на микросхему; 8 (GATE) — выход микросхемы для подключения затвора силового МДП-транзистора; 1 (COM) земля и 4 (OVP/EN) — для защиты от превышения выходного напряжения ККМ над заданным уровнем.

К цепям микросхемы, не показанным на рис. 1, относятся: гистерезисный компаратор, контролирующий напряжение на выводе 4 (OVP/EN), пропорциональное выходному напряжению ККМ, и вырабатывающий при его превышении над пороговым уровнем компаратора сигнал логической 1 на входе OVP элемента DD2; узел ограничения максимального γ , управляемый задающим генератором 3Г и вырабатывающий сигнал логической 1 при превышении γ , поступающий также на вход элемента DD2; гистерезисный компаратор, контролирующий сигнал

на выводе 3 (I_{SNS}) (после его инвертирования), пропорциональный мгновенному значению тока силового дросселя, и вырабатывающий при его превышении над пороговым уровнем компаратора сигнал логической 1, поступающий на второй вход элемента DD1. Кроме того, на рис. 1 не показаны узел защиты от понижения напряжения питания микросхемы (UVLO), связанный с выводом 7 (V_{CC}), а также узел формирования сигнала отказа (FAULT) при пропадании сигнала обратной связи по напряжению на выводе 6 (V_{FB}). При появлении сигнала отказа выход усилителя ошибки 5 (COMP) закорачивается на землю, а инвертированный сигнал отказа поступает на вход элемента И, включенного между прямым выходом RS-триггера DD3 и входом драйвера, не показанного на рис. 1.

С учетом высокой частоты переключений $f = 1/T$ выходное напряжение ненасыщенного усилителя ошибки

$$u_{yo} = g_{yo} R_{n,yo} (U_{оп} - K_d u_{вых}) \quad (1)$$

можно считать постоянным за период T . В равенстве (1) опорное напряжение V_{REF} , формируемое внутри микросхемы, обозначено через $U_{оп}$; g_{yo} — крутизна ПНТ DA1, которая согласно паспортным данным микросхемы находится в пределах от 30 до 55 мксм (типичное значение 40 мксм); $R_{n,yo}$ — сопротивление нагрузки усилителя ошибки, равное параллельному соединению входного сопротивления интегратора и сопротивления цепи коррекции усилителя ошибки.

Выходное напряжение интегратора DA2

$$u_n = \frac{1}{C_n} g_n u_{yo} t, \quad (2)$$

где g_n — крутизна ПНТ DA2, время t отсчитывается от момента размыкания ключа сброса, совпадающего с моментом начала очередного выходного импульса ШИМ $u_{шм}$ и отпирания силового транзистора.

Напряжение u_n поступает на неинвертирующий вход компаратора DA4, а разность $(u_{yo} - K_{tc} R_{SiL})$ — на его инвертирующий вход, где K_{tc} — коэффициент усиления по напряжению усилителя токового сигнала DA3, который согласно паспортным данным микросхемы равен 2,5. Этот усилитель имеет внутреннюю коррекцию, в результате чего его полоса пропускания ограничена частотой 280 кГц.

Таким образом, момент срабатывания компаратора t_1 определяется из уравнения

$$u_n(t_1) = u_{yo}(t_1) - K_{tc} R_{SiL}(t_1), \quad (3)$$

где $i_L(t_1)$ — значение тока дросселя в момент срабатывания компаратора, совпадающий при принятых допущениях с моментом запирающего силового транзистора ККМ.

С учетом выражения (2) из (3) получим уравнение для определения t_1

$$i_L(t_1) = \frac{u_{yo}(t_1)}{K_{TC} R_S} \left(1 - \frac{g_n}{C_n} t_1 \right). \quad (4)$$

Если постоянная времени интегратора

$$T_n = C_n / g_n \quad (5)$$

поддерживается равной периоду T , то из (4) следует равенство

$$i_L(t_1) = \frac{u_{yo}(t_1)}{K_{TC} R_S} (1 - \gamma), \quad (6)$$

где $\gamma = t_1/T$ относительная длительность выходного импульса ШИМ.

Учитывая равенство (1) $\gamma = u_{вх}/u_{вых}$ [8], выражение (6) можно представить в виде

$$i_L(t_1) = \frac{u_{yo}(t_1) u_{вх}}{K_{TC} R_S u_{вых}}, \quad (8)$$

откуда следует, что мгновенное значение тока дросселя в момент выключения силового транзистора ККМ при выполнении условия ($T_n = T$) изменяется пропорционально входному напряжению $u_{вх}$.

В общем случае, когда равенство ($T_n = T$) выполняется неточно, отклонение действительного тока $i_L(t_1)$ (4) от желаемого (7) с учетом равенства $\gamma = 1 - u_{вх}/u_{вых}$ будет равно

$$\delta i_L(t_1) = \frac{u_{yo}(t_1)}{K_{TC} R_S} \left(1 - \gamma \frac{T}{T_n} - \frac{u_{вх}}{u_{вых}} \right)$$

или

$$\delta i_L(t_1) = \frac{u_{yo}(t_1)}{K_{TC} R_S} \left(1 - \frac{u_{вх}}{u_{вых}} \right) \frac{\delta T_n}{T_n}, \quad (9)$$

где $\delta T_n = T_n - T$ — отклонение постоянной времени от оптимального значения T .

Полагая, что входное напряжение ККМ изменяется как $u_{вх} = \sqrt{2} U_c |\sin \omega_c t|$, равенство (8) можно представить в виде

$$\frac{\delta i_L(t_1)}{i_L(t_1)_{\max}} = S_{T_n}^{i_L} \frac{\delta T_n}{T_n}, \quad (10)$$

где в соответствии с теорией [9] введена относительная чувствительность значений тока дросселя в момент t_1 к вариациям постоянной времени T_n относительно оптимального значения $T_n = T$, равная

$$S_{T_n}^{i_L} = \frac{1}{a_c} - |\sin \omega_c t|; \quad (11)$$

$a_c = \sqrt{2} U_c / u_{вых}$ — относительная амплитуда напряжения питающей сети; максимально возможное значение тока дросселя согласно равенству (7)

$$i_L(t_1)_{\max} = \frac{u_{yo}(t_1) a_c}{K_{TC} R_S}. \quad (12)$$

По формуле (10) построены кривые, показанные на рис. 2.

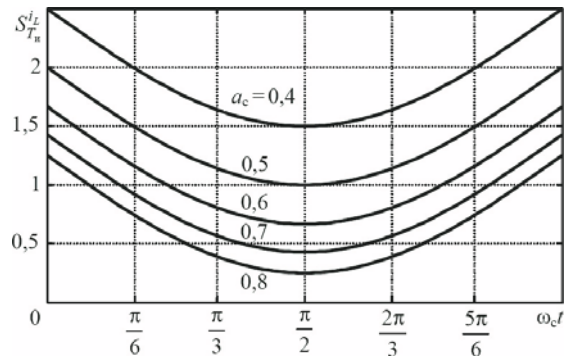


Рис. 2. Изменение относительной чувствительности значений тока дросселя в момент выключения силового транзистора за половину периода питающей сети

Выражение (4) с учетом равенств (8) (11) принимает вид

$$i_L(t_1) = i_L(t_1)_{\max} \left(|\sin \omega_c t| + S_{T_n}^{i_L} \frac{\delta T_n}{T_n} \right). \quad (12)$$

В случае, когда пульсации тока дросселя малы по сравнению со средним значением тока $i_{L,cp}$, можно считать, что $i_{L,cp} = i_L(t_1)$. В противном случае даже при выполнении равенства (7) изменение среднего значения тока за полпериода сети будет несинусоидальным. Учтем, что при линейном изменении тока дросселя на рабочих интервалах в установившемся режиме справедливо равенство

$$i_{L,cp} = i_L(t_1) - \frac{\Delta i_L}{2},$$

где Δi_L — размах пульсаций тока дросселя, определяемый как

$$\Delta i_L = \frac{u_{вх}}{L} \gamma T = \frac{u_{вх} T}{L} \left(1 - \frac{u_{вх}}{u_{вых}} \right).$$

Тогда с учетом (12) получаем

$$i_{L,cp} = i_L(t_1)_{\max} \left(|\sin \omega_c t| + S_{T_n}^{i_L} \frac{\delta T_n}{T_n} \right) - S_{T_n}^{i_L} \frac{a_c^2 u_{вых} T}{2L} |\sin \omega_c t|. \quad (13)$$

Как видно из рис. 2, с ростом относительной амплитуды напряжения сети a_c коэффициент $S_{T_n}^{i_L}$ уменьшается, а влияние пульсаций тока дросселя, учитываемое последним слагаемым в правой части (13), усиливается.

Таким образом, микросхема IR1150 не содержит аналогового умножителя, как микросхема UC3854 (Texas Instruments), отсутствует цепь контроля входного напряжения и генератор пилообразного напряжения фиксированной частоты, усложняющие микросхему, схему ККМ и ее проектирование. Вместо этого используется интегратор со сбросом, на который поступает выходной сигнал усилителя ошибки регулирования выходного напряжения ККМ. Интег-

ратор со сбросом генерирует пилообразные импульсы с переменным углом наклона их вершины.

В результате микросхема имеет всего восемь выводов. Уменьшается число внешних компонентов микросхемы, в частности, для задания частоты генератора требуется только подключение дополнительного внешнего резистора.

Использование в системе управления интегратора со сбросом приводит к тому, что для определения длительности t_1 выходных импульсов микросхемы на некотором периоде T используется только информация об изменении выходного сигнала усилителя ошибки $u_{yo}(t)$ на этом же периоде. Изменение напряжения $u_y(t)$ на предыдущих периодах не влияет на указанное значение t_1 , поскольку значение напряжения $u_n(t)$ обнуляется в начале каждого периода. По этой причине этот способ управления называется “One Cycle Control” с буквальным переводом “однопериодное управление”, что не совсем удачно, поскольку плохо отражает сущность, как и другие русскоязычные названия этого способа [4, 5].

Динамические модели ККМ с упрощенной двухконтурной системой управления

Для линеаризации ШИМ рассмотрим возмущенный режим (штриховые линии на рис. 3), мало отличающийся от стационарного, показанного аналогично рис. 1б сплошными линиями. Как видно, в возмущенном режиме деформируются и смещаются кривые как пилообразного напряжения $u_n(t)$, так и сравниваемого с ним управляющего сигнала $u_y(t) = u_{yo}(t) K_{tc} R_S i_L(t)$. Через $\Delta u_n(t)$ и $\Delta u_y(t)$ обозначены отклонения пилообразного напряжения и управляющего сигнала от стационарных кривых $u_n(t)$ и $u_y(t)$.

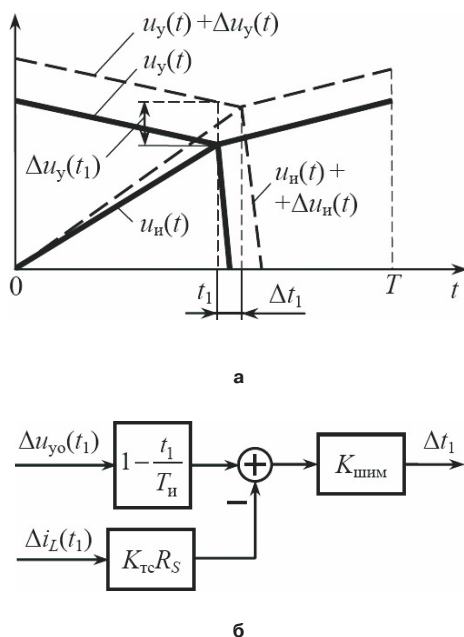


Рис. 3. Кривые, поясняющие линеаризацию ШИМ (а); линеаризованная структурная схема ШИМ (б)

Из рис. 3а следует равенство

$$\Delta u_y(t_1) = \Delta u_n(t_1) + \left. \frac{du_n}{dt} \right|_{t_1=0} \Delta t_1 - \left. \frac{du_y}{dt} \right|_{t_1=0} \Delta t_1,$$

откуда

$$\Delta t_1 = \frac{\Delta u_y(t_1) - \Delta u_n(t_1)}{\left. \frac{du_n}{dt} \right|_{t_1=0} - \left. \frac{du_y}{dt} \right|_{t_1=0}}. \quad (14)$$

С учетом выражений

$$\Delta u_n(t_1) = \frac{t_1}{T_n} \Delta u_{yo}(t_1), \quad \left. \frac{du_n}{dt} \right|_{t_1=0} = \frac{u_{yo}(t_1)}{T_n},$$

вытекающих из равенства (2), и выражения для $u_y(t)$ равенство (14) преобразуется к виду

$$\Delta t_1 = K_{шм} \left[\left(1 - \frac{t_1}{T_n} \right) \Delta u_{yo}(t_1) - K_{tc} R_S \Delta i_L(t_1) \right], \quad (15)$$

где коэффициент усиления ШИМ

$$K_{шм} = \frac{1}{\frac{1}{T_n} u_{yo}(t_1) + T K_{tc} R_S \left. \frac{di_L}{dt} \right|_{t_1=0} - \left. \frac{du_{yo}}{dt} \right|_{t_1}} \quad (16)$$

Уравнению (15) соответствует линеаризованная структурная схема ШИМ (рис. 3б). Из уравнения (15) следует, что динамическая модель рассматриваемой системы, строго говоря, дискретная, поскольку значение Δt_1 на рассматриваемом периоде T определяется дискретными значениями переменных $\Delta u_{yo}(t_1)$ и $\Delta i_L(t_1)$. Дискретность необходимо учитывать при анализе устойчивости токового контура.

Используя линеаризованную импульсную модель повышающего импульсного преобразователя [10] и модель ШИМ (рис. 3б), получаем линеаризованную импульсную модель рассматриваемого ККМ (рис. 4). Отсюда видно наличие двух контуров регулирования: внутреннего токового контура и внешнего контура регулирования напряжения. Однако здесь регулятор тока предельно упрощенный пропорциональный.

Полагая, что устойчивость контура тока обеспечена, воспользуемся методом усреднения при условии, что имеют место равенства $\Delta u_{yo,cp} \approx \Delta u_{yo}(t_1)$, $\Delta i_{Lcp} \approx \Delta i_L(t_1)$. Считая пульсации тока $i_L(t)$ и напряжения $u_{yo}(t)$ малыми, будем также считать, что $u_{yo,cp}(t) \approx u_{yo}(t)$, $i_{Lcp}(t) \approx i_L(t)$. Тогда, используя полученную модель (рис. 4), получаем линеаризованную усредненную динамическую модель ККМ (рис. 5а).

С учетом равенства

$$\Delta \gamma = \frac{K_{шм}}{T} \left[\left(1 - \frac{t_1}{T_n} \right) \Delta u_{yo,cp} - K_{tc} R_S \Delta i_{Lcp} \right],$$

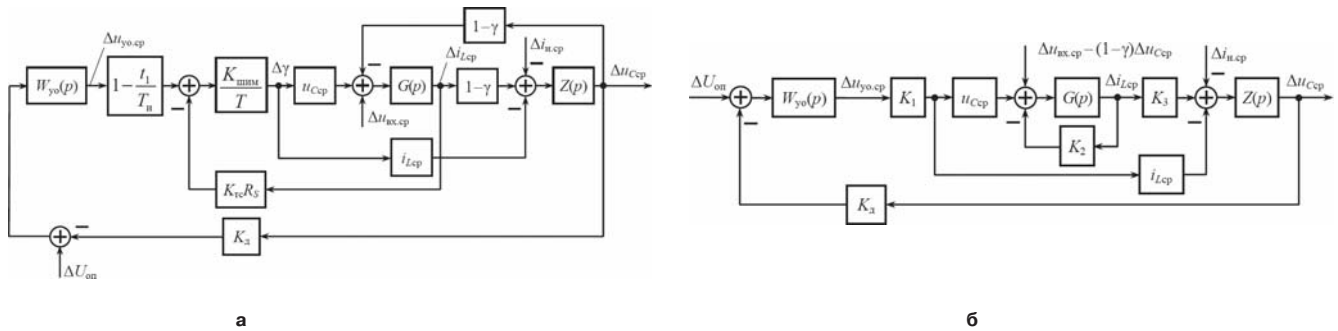


Рис. 5. Линеаризованные усредненные структурные динамические модели ККМ:
а – исходная; б – преобразованная

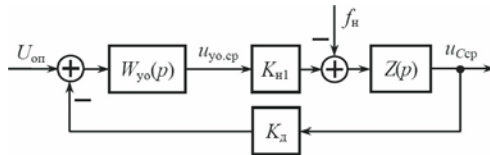


Рис. 6. Усредненная структурная модель ККМ

можно заменить прямоугольными высотой $4/3\pi$.

С учетом сказанного справедлива усредненная структурная модель, представленная на рис. 6, где введены обозначения

$$K_{n1} = \frac{a_c^2}{2K_{tc}R_S}; \quad (23)$$

возмущающее воздействие контура напряжения

$$f_n = i_{н.ср} + \frac{T}{2L} u_{ср} \left(\frac{a_c^2}{2} - \frac{4}{3\pi} a_c^3 \right). \quad (24)$$

Сравнивая структурную модель ККМ с упрощенной двухконтурной системой управления (рис. 6) со структурными моделями для ККМ с двухконтурной системой управления и ККМ с отпиранием силового транзистора при нуле тока, видим, что эти модели отличаются только выражениями для коэффициента усиления

$$K_{n1} = \begin{cases} \frac{K_m R_l U_c^2}{R_{дт} R_{эт} u_{п.р}^2 u_{ср}} & \text{— (А),} \\ \frac{C_{п} U_c^2}{2LI_{ипт} u_{ср}} & \text{— (Б),} \\ \frac{a_c^2}{2K_{tc} R_S} & \text{— (В)} \end{cases}$$

для

(А) — ККМ с двухконтурной системой управления;
(Б) — ККМ с отпиранием силового транзистора при нуле тока дросселя;

(В) — рис. 6 и возмущающего воздействия контура напряжения, которое в первых двух схемах равно $i_{н.ср}$, а в третьей — f_n .

Величина K_{n1} представляет собой коэффициент усиления контура напряжения без учета регулятора напряжения (усилителя ошибки регулирования напряжения) и звена $Z(p)$. Во всех трех схемах коэффициент усиления K_{n1} изменяется пропорционально квадрату действующего значения напряжения питающей сети, но в схеме с двухконтурной системой управления этот недостаток компенсируется введением цепи прямого регулирования по входному напряжению, поскольку $u_{п.р} \equiv U_c$.

Ток нагрузки может вызвать значительную статическую ошибку регулирования выходного напряжения ККМ, несмотря на наличие в контуре напряжения астатизма первого порядка. Второе слагаемое в правой части равенства (24) увеличивает возмущающее воздействие, следовательно, ухудшает статическую точность ККМ.

Например, если $P_n = 200$ Вт, $u_{ср} = 400$ В, $f = 1/T = 100$ кГц, $L = 1$ мГн, $a_c = 0,7$, то имеем

$$i_{н.ср} = 200/400 = 0,5 \text{ А,}$$

$$f_n = 0,5 + \frac{400}{2 \cdot 10^{-5} \cdot 10^{-3}} \left(\frac{0,7^2}{2} - \frac{4}{3\pi} 0,7^3 \right) = 0,699 \text{ А,}$$

т. е. тот факт, что в токовом контуре осуществляется регулирование максимального значения тока дросселя $i_L(t_1)$, а не среднего значения тока, может приводить к существенному росту возмущающего воздействия f_n по сравнению с $i_{н.ср}$ и снижению статической точности.

Выводы

1. Новая микросхема IR1150, собранная в восьмивыводном корпусе, реализует упрощенную двухконтурную систему управления ККМ, в которой используется пропорциональный регулятор тока дросселя, отсутствует цепь прямого регулирования по входному напряжению; регулятор напряжения строится на транскондуктивном усилителе, при этом корректирующий двухполюсник включен не в цепь обратной связи, а между выходом усилителя и землей.

2. Для обеспечения пропорциональности максимального значения тока дросселя на периоде пере-

ключения и входного напряжения ККМ требует поддержания равенства постоянной времени интегратора $T_{\text{и}}$ и периода переключений. При неточном выполнении этого равенства появляется ошибка регулирования тока дросселя.

3. Обоснованы динамические модели ККМ с упрощенной двухконтурной системой управления: линейаризованная импульсная модель, которую целесообразно использовать для анализа устойчивости контура тока, и усредненная структурная модель, которая отличается от аналогичных моделей ККМ с двухконтурной системой управления и с отпиранием силового транзистора при нуле тока только выражениями для коэффициента усиления контура и возмущающего воздействия.

Литература

1. *IR1150(S)(PbF), IR1150I(S)(PbF)*. mPFC One Cycle Control PFC IC. — International Rectifier. — Data Sheet № PD60230 revC. <http://www.irf.com/>.
2. *Brown, R.* PFC Converter Design with IR1150 One Cycle Control IC. Application Note AN-1077 / R. Brown, M. Soldano. International Rectifier Technical Assistance Center.
3. Пат. 5278490 США. One-cycle controlled switching circuit / Keyue M. Smedley. — № 07/926856 ; заявлено 08.06.1992 ; опубл. 01.11.1994.
4. *Оливе С.* Применение микросхемы корректора коэффициента мощности (ККМ) IR1150 / С. Оливе / *Электроника*. № 12. 2005. С. 34–35.
5. *Шевченко В.* ИС корректора коэффициента мощности производства компании International Rectifier / В. Шевченко // *Chip News Украина*, № 4 (64), 2007. С. 2–4.
6. *Пейтон А. Дж.* Аналоговая электроника на операционных усилителях / А. Дж. Пейтон, В. Волш : Пер. с англ. — М.: Бином, 1994. — 352 с.
7. LM13600. Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing Diodes and Buffers. — National Semiconductor Corporation DS007980, 1999. — <http://www.national.com/>.
8. *Белов, Г. А.* Динамика импульсных преобразователей / Г. А. Белов. — Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2001. — 528 с.
9. Теория автоматического управления: учеб. для вузов / С. Е. Душин [и др]; под ред. В. Б. Яковлева. — М.: Высш. шк., 2005. — 567 с.
10. *Белов, Г. А.* Структурные модели и исследование динамики импульсных преобразователей / Г. А. Белов // *Электричество*, № 4, 2008, С. 40–49.

Белов Геннадий Александрович, заведующий кафедрой промышленной электроники Чувашского госуниверситета, доктор технических наук, профессор; тел.: +7(352) 58-14-78;

Серебрянников Александр Владимирович, научный сотрудник НИЧ Чувашского госуниверситета; тел.: +7(352) 63-08-04; e-mail: alex-silver@mail.ru.

Г. А. Белов, А. В. Серебрянников

РАСЧЕТ КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ С УПРОЩЕННОЙ ДВУХКОНТУРНОЙ СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ

G. A. Belov,
A. V. Serebryannikov

Design procedure for power factor corrector with simplified
two-loop control system

На конкретном числовом примере изложена методика расчета силовой части и схемы управления корректора коэффициента мощности (ККМ) на базе новой микросхемы управления IR1150.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности, расчет, упрощенная двухконтурная система управления, микросхема управления

Design procedure of both power stage and control circuit for power factor corrector (PFC) based on a new control chip IR1150 is given with specific numerical example.

Key words: power factor corrector, design procedure, simplified two-loop control system, control chip

Упрощенная принципиальная схема микросхемы IR1150 рассмотрена в работе [1]. Будем, в основном, следовать методике, описанной в [2]. Схема ККМ с системой управления на базе микросхемы IR1150 представлена на рис. 1. Задачей расчета является выбор диодов входного моста VD1–VD4, силовых транзистора VT1 и диода VD6, определение индуктивности силового дросселя L1, емкостей выходного конденсатора C4 и входного конденсатора C1, являющегося частью сетевого помехоподавляющего фильтра, а также параметров внешних компонентов микросхемы в соответствии с назначениями выводов микросхемы (табл. 1). Диод VD5 служит для первоначального заряда конденсатора C4 при подключении схемы к питающей сети. При нормальной работе ККМ он закрыт.

Проектирование ККМ требует учета всех возможных режимов работы, обусловленных функционированием микросхемы, в том числе и функций защиты. Схематическое представление режимов работы ККМ

на условной диаграмме роста и спада выходного напряжения во времени дано на рис. 2, где OVP – защита от превышения выходного напряжения ККМ; OLP – защита от размыкания контура обратной связи; Soft Start – мягкий (плавный) пуск; Normal – нормальный режим; OUV – защита от понижения выходного напряжения.

Как и в большинстве микросхем ШИМ-контроллеров, в микросхеме IR1150 существует защита от понижения напряжения питания микросхемы UVLO (Under-Voltage Lock-Out), которая поддерживает выходной драйвер в неактивном состоянии (нулевое напряжение на выходе), пока напряжение на выводе 7 (V_{CC}) меньше порога включения $V_{CC.ON}$.

Защита от размыкания контура регулирования напряжения OLP (Open Loop Protection) также поддерживает выходной драйвер микросхемы в неактивном состоянии, пока напряжение обратной связи по напряжению на выводе 6 (V_{FB}) не станет больше 20% от своего нормального значения.

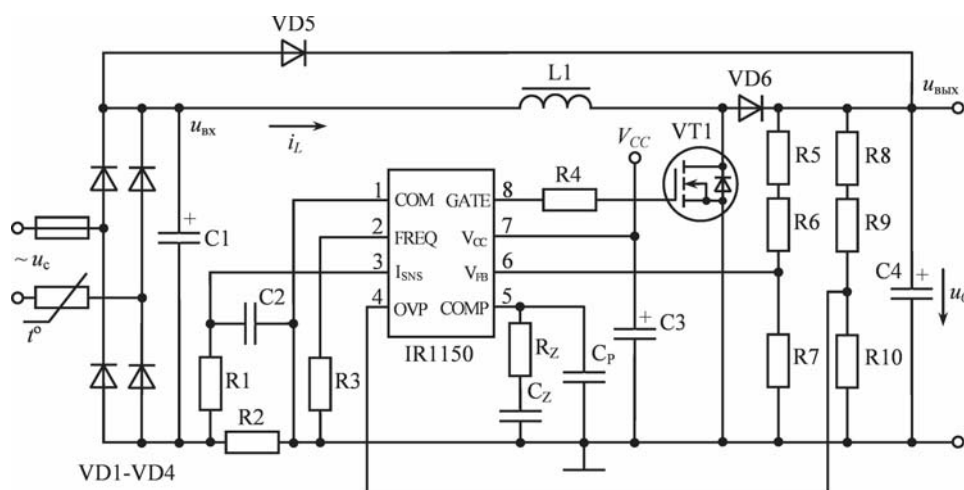


Рис. 1. Схема ККМ на базе микросхемы IR1150

Таблица 1. Назначение выводов микросхемы IR1150

№ вывода	Обозначение	Назначение
1	COM	Земля
2	FREQ	Установка частоты переключений
3	I_{SNS}	Вывод для подключения датчика тока
4	OVP/EN	Обнаружение превышения выходного напряжения ККМ / Разрешение работы
5	COMP	Коррекция контура напряжения
6	V_{FB}	Вывод для подачи сигнала обратной связи по напряжению
7	V_{CC}	Вывод для подачи напряжения питания ИС
8	GATE	Вывод для подключения затвора силового транзистора

Защита от превышения выходного напряжения ККМ *OVP* (*OverVoltage Protection*) срабатывает, когда напряжение на выводе 4 (*OVP*), пропорциональное выходному напряжению ККМ, превысит пороговое значение, выбираемое на 6% больше нормального.

Защита от понижения выходного напряжения ККМ *OUV* (*Output Under-Voltage protection*) срабатывает обычно при перегрузках ККМ по току и провале напряжения питания сети, если снижение выходного напряжения ККМ превышает 50 % от номинального выходного напряжения.

Построение защит от превышения и понижения выходного напряжения ККМ *OVP* и *OUV* учитывает то обстоятельство, что контур регулирования напряжения ККМ является медленно действующим.

Дополнительным свойством микросхемы *IR1150* является возможность ее перехода в “спящий” режим. Переход в этот режим происходит, когда напряжение на выводе 4 (*OVP*) становится меньше 0,62 В.

Пример расчета ККМ

Исходные технические данные

- Действующее значение напряжения питающей сети U_c , В: 85–264;
- Частота питающей сети f_c , Гц: 4763;

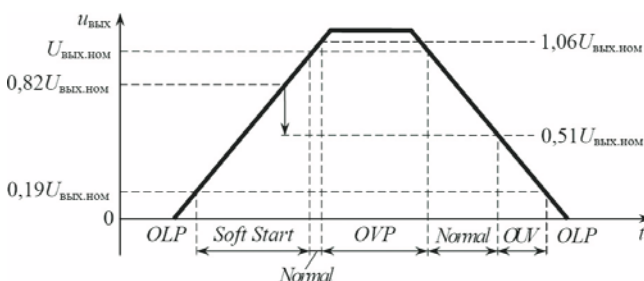


Рис. 2. Диаграмма, поясняющая функционирование защит в микросхеме *IR1150*

- Коэффициент мощности χ , минимальное значение при напряжении питающей сети 115 В, выходной мощности $P_n = 300$ Вт: 0,99;
- Коэффициент гармоник при $U_c = 115$ В, $P_n = 300$ Вт: 4 %;
- Максимально допустимый ток, потребляемый из сети при 230 В, 300 Вт, действующее значение $I_{c,max}$, А: 35
- Максимальная рабочая температура окружающей среды, °С: 50;
- Номинальное среднее значение выходного напряжения $U_{вых.ном}$, В: 385;
- Максимальное среднее значение выходного напряжения $U_{вых.max}$, В: 425;
- Минимальное время поддержания выходного напряжения на уровне не меньше 285 В, мс: 30;
- Частота переключений ККМ f , кГц: 100;
- Максимальное время мягкого пуска, мс: 50.

Расчет силовой части

Минимальное выходное напряжение ККМ должно быть по крайней мере на 10 В больше максимального мгновенного значения напряжения питающей сети

$$U_{вых.max} = \sqrt{2} \cdot 264 + 10 = 383 \text{ В.}$$

Заданные значения $U_{вых.ном}$ и $U_{вых.max}$ удовлетворяют этому условию. Полагая минимальный КПД равным $\eta_{min} = 0,92$, найдем максимальную входную мощность

$$P_{вх.max} = \frac{P_{н.max}}{\eta_{min}} = \frac{300}{0,92} = 326 \text{ Вт,}$$

максимальное действующее значение тока питающей сети (при $\cos \varphi = 1$)

$$I_{c.max} = \frac{P_{вх.max} \cos \varphi}{U_{c.min} \chi} = \frac{326}{85 \cdot 0,998} = 3,84 \text{ А}$$

и максимальное амплитудное значение тока питающей сети

$$I_{с.т.max} = \sqrt{2} I_{c.max} = \frac{\sqrt{2} P_{вх.max}}{U_{c.min}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 326}{85} = 5,42 \text{ А.}$$

В предположении, что ток за полпериода сети синусоидальный, найдем максимальное среднее значение входного тока

$$I_{вх.ср.max} = \frac{2}{\pi} I_{с.т.max} = \frac{2}{\pi} 5,42 = 3,45 \text{ А.}$$

Требуемая емкость высокочастотного входного конденсатора (*C1* на рис. 1) рассчитывается в предположении, что через него полностью замыкаются высокочастотные пульсации тока силового дросселя (входного тока) и задан коэффициент высокочастотных пульсаций напряжения на этом конденсаторе. Определяя размах высокочастотных пульсаций тока дросселя как

$$\Delta i_{L \max} = K_{\Delta i_L} \sqrt{2} I_{c \max},$$

а размах высокочастотных пульсаций напряжения на входном конденсаторе C_1 как

$$\Delta u_{C1 \max} = K_{\Delta u_{C1}} \sqrt{2} U_{c \min} = \frac{K_{\Delta i_L} \sqrt{2} I_{c \max}}{2\pi f C_1},$$

где $K_{\Delta u_{C1}}$ — коэффициент пульсаций напряжения на конденсаторе C_1 ; из последнего равенства получим выражение

$$C_1 = \frac{K_{\Delta i_L} I_{c \max}}{2\pi f K_{\Delta u_{C1}} U_{c \min}}.$$

Как видно, амплитуда первой гармоники высокочастотных пульсаций тока приближенно принята равной половине размаха пульсаций.

Полагая $K_{\Delta i_L} = 0,3$, $K_{\Delta u_{C1}} = 0,06$ (рекомендуемое значение $K_{\Delta u_{C1}} = 0,03 \dots 0,09$) [2], находим

$$C_1 = \frac{0,3 \cdot 3,84}{2\pi \cdot 10^5 \cdot 0,06 \cdot 85} = 0,359 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

В качестве высокочастотного конденсатора обычно используется высококачественный пленочный конденсатор. Этот конденсатор можно рассматривать как часть сетевого фильтра радиопомех, шунтирующую высокочастотные пульсации входного тока самым коротким путем. Однако слишком большая входная емкость будет вносить дополнительные искажения тока сети, поскольку изменится режим работы входного выпрямителя в сторону режима работы на емкостную нагрузку.

Выбираем конденсатор емкостью 0,33 мкФ на 630 В.

Расчет силового дросселя основывается на выражении для размаха пульсаций его тока

$$\Delta i_L = \frac{u_{\text{вх}}}{L} \gamma T = \frac{u_{\text{вх}}}{f L} \gamma,$$

где γ — относительная длительность включенного состояния силового транзистора, откуда следует

$$L = \frac{u_{\text{вх}}}{f \Delta i_L} \gamma.$$

В эту формулу подставляем $u_{\text{вх}} = \sqrt{2} U_{c \min}$ (когда при $P_n = \text{const}$ ток сети максимальный),

$$\gamma = \frac{u_{\text{вх}} - \sqrt{2} U_{c \min}}{u_{\text{вх}}}$$

и $\Delta i_L = K_{\Delta i_L} I_{c \max}$. Тогда

$$\begin{aligned} L &= \frac{\sqrt{2} U_{c \min}}{f K_{\Delta i_L} I_{c \max}} \frac{u_{\text{вх}} - \sqrt{2} U_{c \min}}{u_{\text{вх}}} = \\ &= \frac{\sqrt{2} \cdot 85}{10^5 \cdot 0,2 \cdot 5,42} \frac{385 - \sqrt{2} \cdot 85}{385} = 0,762 \text{ мГн;} \end{aligned}$$

$$\gamma = \frac{385 - \sqrt{2} \cdot 85}{385} = 0,688;$$

$$\Delta i_L = 0,2 \cdot 5,42 = 1,084 \text{ А.}$$

Уменьшение допустимых пульсаций тока дросселя Δi_L приводит к увеличению требуемой индуктивности, а, следовательно, его габаритов и стоимости.

При выборе магнитопровода дросселя необходимо исключить его насыщение при максимальных значениях тока дросселя.

Расчет емкости выходного конденсатора во всех схемах активных ККМ основывается либо на необходимости поддержания выходного напряжения после исчезновения напряжения питающей сети, либо на заданном коэффициенте пульсаций выходного напряжения по второй гармонике. В первом случае требуемая емкость определяется как

$$C = \frac{2 P_n \Delta t}{U_{\text{вх}}^2 - U_{\text{вх. min}}^2},$$

где Δt — время поддержания выходного напряжения на уровне не меньше $U_{\text{вх. min}}$ после исчезновения напряжения питающей сети. Предполагается, что в течение времени Δt $P_n = \text{const}$. Во втором случае

$$C = \frac{P_{\text{вх}}}{2 \omega_c K_n U_{\text{вх}}^2},$$

где $K_n = U_{C(2)m} / U_{\text{вх}}$ — коэффициент пульсаций напряжения; $U_{C(2)m}$ — амплитуда второй гармоники напряжения на выходном конденсаторе, тогда по первой формуле

$$C_{4 \min} = \frac{2 \cdot 300 \cdot 30 \cdot 10^{-3}}{385^2 - 285^2} = 269 \text{ мкФ}$$

по второй формуле при $K_n = 1\%$

$$C_4 = \frac{326}{4\pi \cdot 50 \cdot 0,01 \cdot 385^2} = 350 \text{ мкФ.}$$

Иногда найденную номинальную емкость уточняют с учетом возможного разброса реальных значений емкостей электролитических конденсаторов, например, при разбросе, равном 20%,

$$C_{4 \min} = \frac{1}{1 - 0,2} C_{4 \min} = 336 \text{ мкФ.}$$

Расчет схемы управления

Выходной делитель напряжения (резисторы R_5 , R_6 и R_7 на рис. 1). Общее сопротивление делителя для уменьшения рассеиваемой мощности должно быть достаточно большим, однако его увеличение приводит к росту ошибки, вызванной разностью входных токов усилителя ошибки. Приемлемым значением общего сопротивления делителя при заданном выходном напряжении ≈ 400 В является значение порядка 1 МОм [2]. Сопротивления резисторов R_5 и R_6 , об-

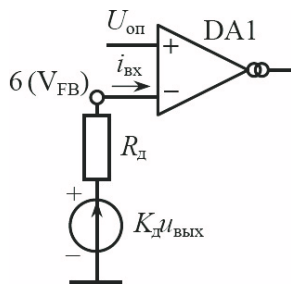


Рис. 3. Схема для расчета делителя выходного напряжения

разующих верхнее плечо делителя, обычно выбираются одинаковыми.

Схема для расчета выходного делителя представлена на рис. 3, где $K_d = R_7 / (R_5 + R_6 + R_7)$ коэффициент передачи делителя; $R_d = (R_5 + R_6) R_7 / (R_5 + R_6 + R_7)$. Сопротивление резистора R_7 на рис. 1 рассчитывается так, чтобы при $u_{\text{вых}} = U_{\text{вых.ном}}$ потенциал инвертирующего входа усилителя ошибки равнялся опорному напряжению. Тогда при $i_{\text{вх}} \approx 0$ получим уравнение $K_d U_{\text{вых.ном}} = U_{\text{оп}}$, откуда следует расчетная формула

$$R_7 = \frac{U_{\text{оп}} (R_5 + R_6)}{U_{\text{вых.ном}} - U_{\text{оп}}}.$$

Выберем резисторы R_5 и R_6 с сопротивлениями 499 кОм и отклонением 1%. Тогда

$$R_7 = \frac{7 \cdot 2 \cdot 499 \cdot 10^3}{385 - 7} = 18,48 \text{ кОм},$$

где $U_{\text{оп}} = V_{\text{REF}} = 7 \text{ В}$. Выбираем $R_7 = 18,5 \text{ кОм}$.

Рассчитаем новое значение выходного напряжения ККМ, соответствующее найденным значениям сопротивлений делителя,

$$K_d = \frac{18,5}{2 \cdot 499 + 18,5} = 0,0182;$$

$$u_{\text{вых}} = \frac{7}{0,0182} = 384,6.$$

Рассчитаем мощность, рассеиваемую в каждом из резисторов R_5 , R_6 делителя,

$$P_{R5} = P_{R6} = \frac{(u_{\text{вых}} - U_{\text{оп}})^2}{2(R_5 + R_6)} = \frac{(385 - 7)^2}{2 \cdot 0,998 \cdot 10^6} = 71,6 \text{ мВт}.$$

Расчет делителя напряжения цепи защиты от превышения выходного напряжения ККМ (резисторы R_8 – R_{10} на рис. 1). Напряжение с выхода этого делителя подается на вывод 4 (OVP/EN), являющийся неинвертирующим входом компаратора с шириной петли гистерезиса, равной 0,45 В, контролирующего выходное напряжение ККМ. Защита OVP срабатывает, когда напряжение на выводе 4 (OVP/EN) превысит пороговое значение, равное

$$V_{\text{REF.OVP}} = 1,07 V_{\text{REF}} = 1,07 \cdot 7 = 7,49,$$

что приводит к установке неактивного уровня на выходе драйвера микросхемы.

Максимальное выходное напряжение, при котором срабатывает защита OVP, определяется следующим образом:

$$U_{\text{вых.мах}} = \frac{R_8 + R_9 + R_{10}}{R_{10}} V_{\text{REF.OVP}},$$

где сопротивления резисторов R_8 и R_9 выбираем такими же, как и в делителе цепи обратной связи по напряжению, $R_8 = R_9 = 499 \text{ кОм}$. Тогда, задавшись $U_{\text{вых.мах}} = 425 \text{ В}$, найдем

$$R_{10} = \frac{V_{\text{REF.OVP}} (R_8 + R_9)}{U_{\text{вых.мах}} - V_{\text{REF.OVP}}} = \frac{7,49 \cdot 2 \cdot 499 \cdot 10^3}{425 - 7,49} = 17,9 \text{ кОм}.$$

Если параметры обоих делителей выбраны одинаковыми, т. е. $R_{10} = R_7$, то напряжение $U_{\text{вых.мах}}$ будет на 7% выше $U_{\text{вых.ном}}$, $U_{\text{вых.мах}} = 1,07 \cdot 385 = 412 \text{ В}$.

Выбор частоты переключений, которая задается резистором R_3 , включенным между выводом 2 (FREQ) и землей. Для этого используется известная зависимость частоты от сопротивления этого резистора (рис. 4) [2].

Важнейшими факторами, влияющими на выбор частоты переключений f , являются:

1) зависимость габаритов, рассеиваемой мощности, стоимости и уровня электромагнитных помех (для частот до 150 кГц существуют нормы EN55011) от частоты и существование оптимальной частоты переключений;

2) рост потерь мощности на переключение в силовых транзисторе и диоде с увеличением частоты.

В рассматриваемом примере расчета в качестве компромиссной выбрана частота $f = 100 \text{ кГц}$.

Контур регулирования тока дросселя и защита от перегрузок по току. Напряжение, пропорциональное току силового дросселя $R_2 i_L$, через RC-фильтр R_1 , C_2 подается на вывод 3 (I_{SNS}) (рис. 1). Далее этот сигнал через усилитель токового сигнала $DA3$ с коэффициентом усиления $K_{\text{тс}} = 2,5$ поступает на контур регулирования, работа которого была описана в [1].

Кроме того, токовый сигнал $R_2 i_L$, поступающий на вывод 3 (I_{SNS}), используется для защиты от перегрузок по мгновенному значению тока путем ограничения длительности t_1 включенного состояния силового

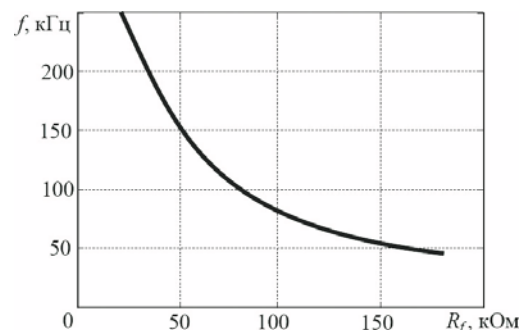


Рис. 4. Зависимость частоты задающего генератора микросхемы IR1150 от сопротивления внешнего резистора

транзистора с помощью цепи, показанной на рис. 5а. Если бы эта цепь отсутствовала, то выходное напряжение интегратора $u_{\text{и}}(t)$ сбрасывалось бы в момент пересечения кривых управляющего напряжения u_{yo} , $K_{\text{тс}} R_{\text{с}} i_L$ и пилообразного напряжения, и время включенного состояния силового транзистора равнялось бы t_1 ($t_1 > t_{\text{огр}}$). Однако, когда значение напряжения $R_2 i_L$ на неинвертирующем входе компаратора на рис. 5а достигает значения $U_{\text{пор}} = 1 \text{ В}$, на выходе компаратора формируется положительный импульс, который через логический элемент DD1 поступает на R-вход RS-триггера, вызывая его сброс. Тем самым формируется ограниченное время $t_{\text{огр}} < t_1$, т. е. силовой транзистор запирается раньше, чем в случае отсутствия цепи токоограничения. Интегратор DA2 [2] в этом случае сбрасывается при пересечении нарастающего участка кривой $u_{\text{и}}(t)$ с кривой $u_{\text{yo}} K_{\text{тс}} R_{\text{с}} i_L$, но уже при выключенном силовом транзисторе (рис. 5б).

Наибольшее мгновенное значение входного тока i_L возможно вблизи максимума мгновенного значения напряжения сети при минимальном его действующем значении. При этом относительное время включенного состояния силового транзистора

$$\gamma_{i_{L\text{max}}} = \frac{u_{\text{вых}} - \sqrt{2} U_{\text{с. min}}}{u_{\text{вых}}} = \frac{385 - \sqrt{2} \cdot 85}{385} = 0,688.$$

Из [1] известно равенство

$$R_2 i_L(t_1) = \frac{u_{\text{yo}}}{K_{\text{тс}}} (1 - \gamma), \quad (1)$$

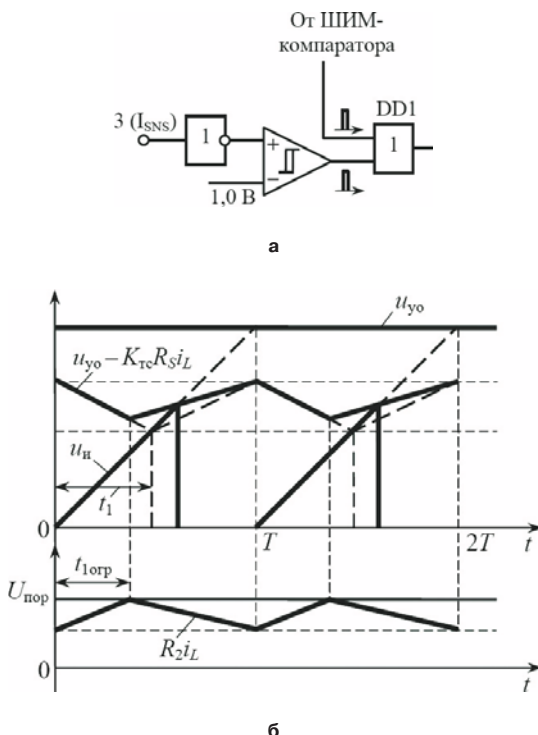


Рис. 5. Цепь ограничения тока (а); временные диаграммы, поясняющие работу цепи (б) (u_{yo} – выходное напряжение усилителя ошибки)

которое используется для определения максимального требуемого напряжения на выводе 3 (I_{SNS}). При этом учитывается, что при уменьшении напряжения питающей сети до $U_{\text{с. min}}$ выходное напряжение ККМ также немного уменьшается, что приводит к увеличению напряжения ошибки u_{yo} . Поэтому в равенство (1) вместо u_{yo} в соответствии со справочными данными подставляется значение $u_{\text{yo. max}} = 6,05 \text{ В}$, обусловленное насыщением характеристики усилителя DA3. Тогда требуемое напряжение на выводе 3 (I_{SNS})

$$R_2 i_L(t_1)_{\text{max}} = \frac{u_{\text{yo. max}}}{K_{\text{тс}}} (1 - \gamma) = \frac{6,05(1 - 0,688)}{2,5} = 0,755 \text{ Ом}.$$

Определяя максимальное мгновенное значение тока дросселя с учетом возможной перегрузки на 10%,

$$i_L(t_1)_{\text{max}} = 1,1 \left(I_{\text{с. max}} + \frac{\Delta i_L}{2} \right) = 1,1 \left(5,42 + \frac{1,084}{2} \right) = 6,56 \text{ А},$$

получаем

$$R_2 = \frac{0,755}{6,56} = 0,115 \text{ Ом}.$$

Можно использовать стандартное значение $R_2 = 0,1 \text{ Ом}$. Максимальная мощность, рассеиваемая в этом резисторе, рассчитывается при максимальном действующем значении входного тока $I_{\text{с. max}} = 3,84 \text{ А}$:

$$P_{R_2} = I_{\text{с. max}}^2 R_2 = 3,84^2 \cdot 0,1 = 1,48 \text{ Вт}.$$

Схема защиты от перегрузок по мгновенному значению тока обеспечивает ограничение тока на уровне

$$I_{\text{Lorp}} = \frac{U_{\text{пор}}}{R_2} = \frac{1}{0,1} = 10 \text{ А},$$

в дополнение к тому, что согласно равенству (1) основная схема управления также ограничивает ток дросселя, но на уровне, зависящем от значений u_{yo} и γ .

Расчет RC-фильтра цепи измерения тока. Этот фильтр (R_1, C_2) требуется для подавления импульсных помех в напряжении $R_2 i_L$, возникающих при переключении силового транзистора и диода. Постоянная времени фильтра $R_1 C_2$ выбирается так, чтобы сопрягающая частота $f_{\text{гр}}$ асимптотической ЛАЧХ фильтра составляла порядка 11,5 МГц

$$R_1 C_2 = \frac{1}{2\pi f_{\text{гр}}} = 159 \dots 239 \text{ нс}.$$

Типовые значения параметров:

$$R_1 = 100 \text{ Ом}; C_2 = 1000 \text{ пФ}; R_1 C_2 = 100 \text{ нс}.$$

Необходимо учитывать, что входное сопротивление усилителя токового сигнала $R_{\text{вх}}$ примерно равно 2,2 кОм и образует совместно с резистором R_1 делитель входного напряжения усилителя [2] с коэффициентом передачи, примерно равным $2,2 / (2,2 + 0,1) = 0,9565$.

Расчет цепи плавного пуска. Плавный запуск схемы обеспечивается ограничением скорости нарастания выходного напряжения усилителя ошибки $u_{yo}(t)$, зависящей от емкостей конденсаторов цепи коррекции C_Z и C_P (рис. 1), где обычно $C_P \ll C_Z$ и максимально возможного выходного тока усилителя $I_{yo.max}$. В начале пуска ($u_{вых} = 0$) выходной ток усилителя ошибки $i_{yo} = g_{yo}(U_{оп} - K_d u_{вых})$ равен максимальному $I_{yo.max}$. Поэтому

$$u_{yo}(t) \approx u_{C_Z}(t) = \frac{I_{yo.max}}{C_Z} t. \quad (2)$$

Предполагая, что плавное нарастание напряжения $u_{yo}(t)$ при пуске продолжается до насыщения усилителя, получаем время плавного пуска

$$t_{пуска} = C_Z \frac{U_{yo.max}}{I_{yo.max}}, \quad (3)$$

где согласно справочным данным [3] типовое значение максимального тока $I_{yo.max} = 40$ мкА (возможен его разброс в пределах от 30 до 65 мкА в рабочем диапазоне температур), максимально возможное напряжение $U_{yo.max} = 6,05$ В, которое уже использовалось при расчете цепи измерения тока силового дросселя. Тогда при $C_Z = 0,33$ мкФ

$$t_{пуска} = 0,33 \cdot 10^{-6} \frac{6,05}{40 \cdot 10^{-6}} = 49,9 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

Для интервала времени, когда выходное напряжение усилителя ошибки нарастает от 0 до $U_{yo.max}$, из уравнения (4) с учетом равенств $T_{и} = C_{и}/g_{и} = T$ найдем

$$\gamma = 1 - \frac{K_{тс} R_2 i_L(t_1)}{u_{yo}}, \quad (4)$$

где $R_2 = R_s$. В начале запуска ток дросселя $i_L(t_1) = 0$, а напряжение u_{yo} нарастает согласно выражению (2). Следовательно, согласно (4) $\gamma = 1$, и силовой транзистор включается на максимальное время, начинается рост тока дросселя под действием изменяющегося входного напряжения ККМ. Процесс нарастания тока дросселя регулируется изменением γ согласно равенству (4).

Расчет контура регулирования выходного напряжения ККМ. Этот контур включает в себя силовую часть, регулируемой (выходной) величиной которой является напряжение $u_{вых} = u_c$, а входной — время включенного состояния силового транзистора $t_1 = \gamma T$; делитель выходного напряжения (резисторы R5–R7) (рис. 1), параметры которого уже были рассчитаны; усилитель ошибки DA1, который совместно с цепью коррекции C_Z , R_Z , C_P образует регулятор напряжения; схему регулирования времени t_1 , которая включает в себя интегратор DA2, усилитель токового сигнала DA3, ШИМ-компаратор DA4, RS-триггер DD3 и некоторые другие узлы и схемы [1]. Расчет контура сво-

дится к определению параметров цепи коррекции усилителя ошибки.

Для этого расчета используются динамические модели силовой части ККМ и схемы управления, рассмотренные в [1].

Необходимо учесть характерное для ККМ требование, предъявляемое к полосе пропускания контура напряжения, состоящее в том, что полоса пропускания разомкнутого контура должна быть ограничена для уменьшения дополнительных искажений формы входного тока, вызванных проникновением пульсаций выходного напряжения с частотой $2\omega_c$ на выход усилителя ошибки, а затем в контур тока. Приходится идти на компромисс между желанием улучшить переходную характеристику контура напряжения и подавлением низкочастотных пульсаций выходного напряжения.

Для расчета амплитуды второй гармоники $U_{2выхм}$ напряжения на выходном конденсаторе используется выражение

$$U_{2выхм} = \frac{P_{вх.max}}{2\omega_c C_4 u_{c.sp}} = \frac{326}{4\pi \cdot 50 \cdot 336 \cdot 10^{-6} \cdot 385} = 4,01 \text{ В.}$$

Амплитуда низкочастотных пульсаций должна составлять малую часть выходного напряжения усилителя ошибки. Считают, что если амплитуда низкочастотных пульсаций не превышает 1 % от максимального полезного сигнала, то дополнительные искажения входного тока также будут малы [2]. Тогда допустимый коэффициент усиления от выхода ККМ до выхода усилителя ошибки на частоте $2\omega_c$ будет

$$K_d |W_{yo}(j2\omega_c)| = \frac{0,01 U_{yo.max}}{2 U_{2выхм}} = \frac{0,01 \cdot 6,05}{2 \cdot 4,01} = 0,007544 = -42,45 \text{ дБ,}$$

а допустимый коэффициент усиления усилителя ошибки на удвоенной частоте питающей сети с учетом $K_d = 0,0182$

$$|W_{yo}(j2\omega_c)| = \frac{0,007544}{0,0182} = 0,4145 = -7,65 \text{ дБ.}$$

При показанной на рис. 1 схеме цепи коррекции усилителя ошибки, его передаточная функция определяется выражением

$$W_{yo}(p) = \frac{K_{yo}(\tau_{yo} p + 1)}{p(T_{yo} p + 1)} \quad (5)$$

где $K_{yo} = g_{yo}/(C_Z + C_P)$ — коэффициент усиления скорректированного усилителя ошибки; постоянные времени скорректированного усилителя ошибки

$$\tau_{yo} = R_Z C_Z, \quad T_{yo} = R_Z \frac{C_Z C_P}{C_Z + C_P} \approx R_Z C_P, \quad (6)$$

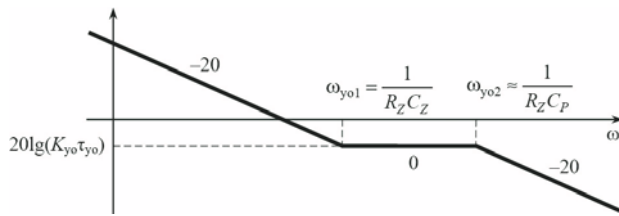


Рис. 6. Асимптотическая ЛАЧХ усилителя ошибки

где емкость $C_Z = 0,33$ мкФ была найдена из условия плавного запуска.

Примерный вид ЛАЧХ скорректированного усилителя ошибки показан на рис. 6.

На частотах $\omega < \omega_{y02}$ выражение (5) упрощается:

$$W_{y0}(p) \approx \frac{K_{y0}(\tau_{y0}p + 1)}{p};$$

$$|W_{y0}(j\omega)| = \frac{K_{y0}\sqrt{(\tau_{y0}\omega)^2 + 1}}{\omega}. \quad (7)$$

Подставляя в (7) $\omega = 2\omega_c$, получаем уравнение относительно R_Z , решение которого даст

$$R_Z = \sqrt{\frac{|W_{y0}(j2\omega_c)|^2}{g_{y0}^2} - \frac{1}{(2\omega_c C_Z)^2}}.$$

Подставив численные значения параметров $g_{y0} = 40 \cdot 10^{-6}$ Ом $^{-1}$; $C_Z = 0,33$ мкФ, найдем

$$R_Z = \sqrt{\frac{0,4145^2}{40^2 \cdot 10^{-12}} - \frac{1}{(4\pi \cdot 50 \cdot 0,33 \cdot 10^{-6})^2}} = 9,17 \text{ кОм}.$$

Выбираем ближайшее большее стандартное значение $R_Z = 10$ кОм.

Вторую сопрягающую частоту ЛАЧХ ω_{y02} рекомендуется выбирать в диапазоне $(1/10 \dots 1/6)$ частоты переключений, т. е. в пределах

$$\text{от } \omega_{y02} = 2\pi \cdot 0,1 \cdot 10^5 = 6,28 \cdot 10^4 \text{ рад/с}$$

$$\text{до } \omega_{y02} = \frac{2\pi \cdot 10^5}{6} = 1,05 \cdot 10^5 \text{ рад/с}.$$

Приняв $\omega_{y02} = 10^5$ рад/с, найдем

$$C_P = \frac{1}{\omega_{y02} R_Z} = \frac{1}{10^5 \cdot 10^4} = 10^{-9} \text{ Ф} = 1 \text{ нФ}.$$

Выводы

1. Расчет силовой части ККМ с упрощенной двухконтурной системой управления практически не отличается от аналогичного расчета для ККМ с двухконтурной системой управления.

2. Расчет параметров внешних компонентов микросхемы IR1150 отличается тем, что не подлежат расчету пользователем параметры регулятора тока, реализованного внутри микросхемы в виде безынерционного усилителя с фиксированным коэффициентом усиления, широтно-импульсного модулятора, содержащего интегратор со сбросом, и сводится к расчету цепи контроля тока силового дросселя, делителей цепей обратных связей по выходному напряжению ККМ и корректирующего двухполюсника усилителя ошибки.

Литература

1. Белов Г. А., Серебрянников А. В. Моделирование корректора коэффициента мощности с упрощенной двухконтурной системой управления. — Практическая силовая электроника. № 3 (39), С. 17–23.
2. Brown R. PFC Converter Design with IR1150 One Cycle Control IC. Application Note AN-1077 / R. Brown, M. Soldano. — International Rectifier Technical Assistance Center.
3. IR1150(S)(PbF), IR1150I(S)(PbF). μ PFC One Cycle Control PFC IC. — International Rectifier. Data Sheet No PD60230, rev. C. <http://www.irf.com/>.

Белов Геннадий Александрович, заведующий кафедрой промышленной электроники Чувашского госуниверситета, доктор технических наук, профессор; тел.: +7(352) 58-14-78;

Серебрянников Александр Владимирович, научный сотрудник НИЧ Чувашского госуниверситета; тел.: +7(352) 63-08-04; e-mail: alex-silver@mail.ru.

Ю. Г. Следков, С. В. Тараканов

ПОВЫШАЮЩИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ДВУМЯ ДРОССЕЛЯМИ И ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ ТРАНСФОРМАТОРОМ

U. G. Sledkov,
S. V. TarakanovBoost Converter With Two Power Switches
And Auxiliary Transformer

В статье рассмотрена структура повышающего преобразователя с двумя силовыми ключами и ее разновидности, пригодные для устройств, работающих при большой разности между входным и выходным напряжениями. Регулирование выходного напряжения в таких преобразователях осуществляется в широком диапазоне входных напряжений с постоянной рабочей частотой за счет использования дополнительного трансформатора, связывающего пути протекания токов обоих повышающих дросселей.

Ключевые слова: повышающий преобразователь, повышающий дроссель, силовой ключ, трансформатор, регулирование напряжения, постоянная частота переключений

The paper describes the topology of a boost converter with two power switches and its modifications suitable for applications operating at large difference between input and output voltages. Output voltage regulation with constant operating frequency of such converters is realized in a wide range of input voltages by utilizing an auxiliary transformer that couples current paths of both boost inductors.

Key words: boost converter, boost inductor, power switch, transformer, voltage regulation, constant switching frequency

Как правило, в большинстве устройств, где выходное напряжение превышает входное, структуры повышающего преобразователя с одним дросселем и одним силовым ключом обеспечивают достаточно хорошие характеристики. Тем не менее, в ряде устройств с высоким выходным напряжением характеристики повышающего преобразователя можно улучшить за счет применения повышающего преобразователя с несколькими силовыми ключами и/или несколькими повышающими дросселями. Обычно такие структуры находят применение в устройствах с высоким коэффициентом преобразования входной ток и/или напряжение—выходное напряжение. До настоящего времени были предложены, изучены и проверены ряд структур с несколькими силовыми ключами и/или дросселями [1–8].

В качестве примера можно привести иногда применяемую структуру двухкаскадного повышающего преобразователя для устранения потерь на обратное восстановление в повышающем диоде, за счет работы двух повышающих преобразователей на границе режимов непрерывного (РНТ) и разрывного (РРТ) токов (граничный режим). При этом оба силовых ключа включаются, когда ток через повышающий диод равен нулю [1–4]. Как правило каскадирование применяется для уменьшения величины пульсаций входного тока и, таким образом, снижения габаритов входного фильтра, которые относительно велики, если повышающий преобразователь работает в РРТ. Однако, для обеспечения работы в граничном режиме при изменяющихся в широких пределах питающем напряжении и токе нагрузки в двухкаскадном повышающем преобразователе требуется управление с переменной частотой переключений, реализация

которого сопряжена с определенными трудностями по сравнению с управлением с постоянной частотой [1–4]. Кроме того, управление с переменной частотой в некоторых устройствах нежелательно.

Другой вариант повышающего преобразователя с несколькими силовыми ключами для высоковольтных устройств, в которых требуется гальванически развязанный корректор коэффициента мощности (ККМ), рассмотрен в [5]. Такую схему также можно применять в устройствах с высоким коэффициентом преобразования напряжения. Однако такой двухтактный преобразователь с токовым управлением имеет следующие недостатки: высокий уровень перенапряжений на силовых ключах и максимальные значения токов повышающего дросселя и выходного конденсатора.

Наконец, схема с двумя силовыми ключами и двумя дросселями, показанная на рис. 1, описанная в [6, 7] и исследованная в [8], имеет некоторые интересные свойства.

В частности, ее основным свойством является то, что перенапряжение на каждом силовом ключе составляет половину величины перенапряжения на силовых ключах преобразователя с одним повышающим дросселем [5]. Кроме того, входной ток равномерно распределяется между двумя повышающими дросселями, что позволяет обеспечить величину пульсаций тока выходного конденсатора, меньшую, чем в случае использования одного повышающего дросселя. Однако, основным ограничением схемы с двумя дросселями, показанной на рис. 1, является невозможность регулирования выходных параметров в широком диапазоне при постоянной частоте переключений. Чтобы облегчить пояснение этого ограни-

чения, основные временные диаграммы схемы показаны на рис. 2.

Из рис. 2 видно, что ток дросселя $L1$ (i_{L1}) увеличивается все время, пока замкнут силовой ключ $S1$, и уменьшается, когда ключ $S1$ разомкнут. Аналогично, ток дросселя $L2$ (i_{L2}) увеличивается все время, пока замкнут силовой ключ $S2$, и уменьшается, когда ключ $S2$ разомкнут. В результате, даже когда коэффициент заполнения преобразователя D , определяемый как отношение интервала времени, когда одновременно проводят оба силовых ключа к половине периода переключений ($T_{пер}$), становится равным нулю, энергия в дросселях продолжает накапливаться, поскольку каждый из ключей замкнут в течение половины пе-

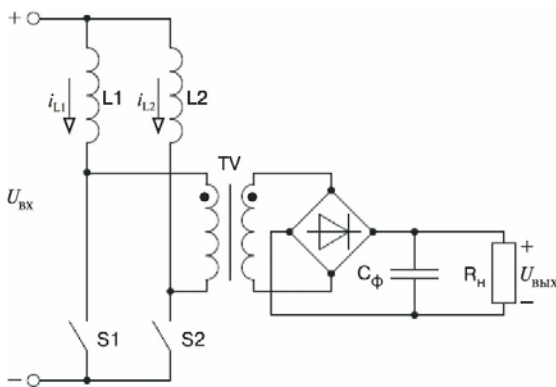


Рис. 1. Традиционная схема повышающего преобразователя с двумя повышающими дросселями

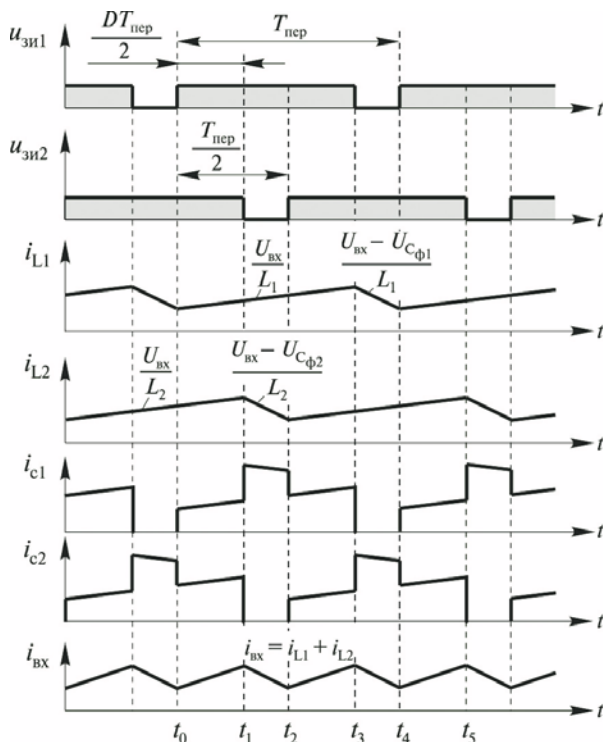


Рис. 2. Основные временные диаграммы, поясняющие работу традиционного повышающего преобразователя с двумя дросселями

риода переключений. Для снижения уровня накапливаемой энергии и расширения диапазона регулирования нагрузки необходимо уменьшить время замкнутого состояния обоих силовых ключей. Это можно сделать, увеличив частоту переключений ($f_{пер}$). Таким образом, в схеме, показанной на рис. 1, для обеспечения регулирования выходного напряжения требуется управление с переменной частотой переключений.

В статье рассмотрена структура повышающего преобразователя с двумя повышающими дросселями и двумя силовыми ключами, позволяющая обеспечить регулирование выходного напряжения от полной нагрузки до режима холостого хода в широком диапазоне входных напряжений при управлении с постоянной частотой переключений. Такая структура содержит дополнительный трансформатор с единичным коэффициентом трансформации для объединения путей протекания тока обоих повышающих дросселей и обеспечения в них одинаковых величин токов. Благодаря эффекту зеркала токов в токовом трансформаторе, в дросселях не происходит накопления энергии, когда оба ключа не проводят совместно, т. е. при $D = 0$. Такой способ использования дополнительного трансформатора можно применять в структурах преобразователей с двумя повышающими дросселями и двумя силовыми ключами, как с гальванической развязкой, так и без нее с любым типом выпрямителя.

Анализ работы преобразователя

Схема повышающего преобразователя без гальванической развязки, рассматриваемого в настоящей статье, показана на рис. 3. Входной каскад преобразователя состоит из двух силовых ключей $S1$ и $S2$, двух повышающих дросселей $L1$ и $L2$ и дополнительного трансформатора TV . Для повышения коэффициента усиления преобразователя по напряжению выходной каскад преобразователя представляет собой выпрямитель с удвоением напряжения, состоящий из двух повышающих диодов $VD1$ и $VD2$ и конденсаторов фильтра $C_{ф1}$ и $C_{ф2}$, включенных параллельно нагрузке (R_n).

Для облегчения понимания принципа работы схемы упрощенный вариант схемы рис. 3 показан на рис. 4. На этой схеме дополнительный трансформатор TV представлен в виде идеального с коэффициентом трансформации $n_{TV} = 1$. При этом полагаем, что индуктивность намагничивания настолько велика, что ей можно пренебречь. Кроме того, полагаем, что величины емкостей конденсаторов фильтра $C_{ф1}$ и $C_{ф2}$ достаточно велики, и пульсации напряжения на них достаточно малы по сравнению с постоянным напряжением на них. Наконец, при проведении анализа схемы принимаем, что силовые ключи имеют нулевые импедансы в замкнутом состоянии и бесконечные в разомкнутом.

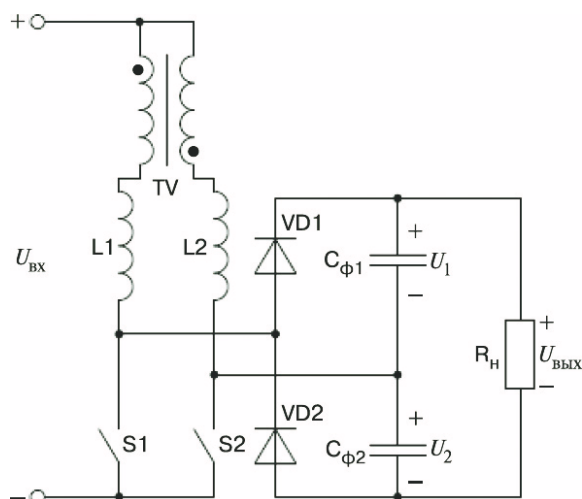


Рис. 3. Повышающий преобразователь с дополнительным трансформатором

Далее, для упрощения проведения анализа работы эквивалентные схемы состояния преобразователя (рис. 3) за один период переключений показаны на рис. 5, а временные диаграммы, поясняющие работу преобразователя, – на рис. 6. Исходные направления токов и напряжений, показанных на рис. 6, приведены на рис. 4. Из временных диаграмм сигналов управления силовыми ключами S1 и S2 (рис. 6) видно, что ключи проводят одновременно, т. е. управляющие сигналы подаются на них с перекрытием. Время совместной проводимости ключей, определяемое от момента замыкания одного ключа до момента размыкания другого, представляет собой период коэффициента заполнения $DT_{\text{пер}}/2$ преобразователя (рис. 6).

Из рис. 4 видно, что, поскольку дроссели L1 и L2 соединены последовательно с соответствующими обмотками дополнительного трансформатора, токи дросселей i_{L1} и i_{L2} должны быть равны в любой момент времени, если коэффициент трансформации $n_{TV} = 1$. Таким образом, на интервале времени, когда оба ключа замкнуты, т. е. интервале $(t_0 - t_1)$ (рис. 6) оба

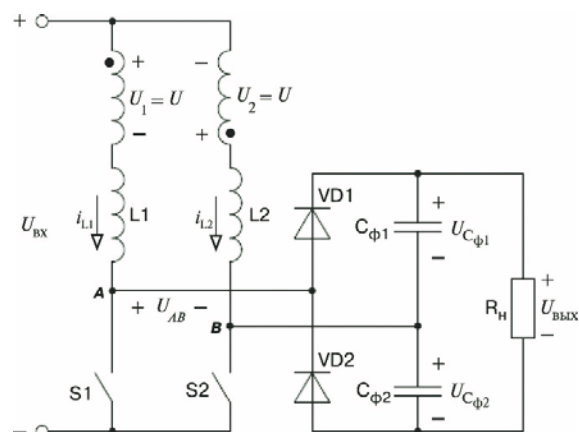
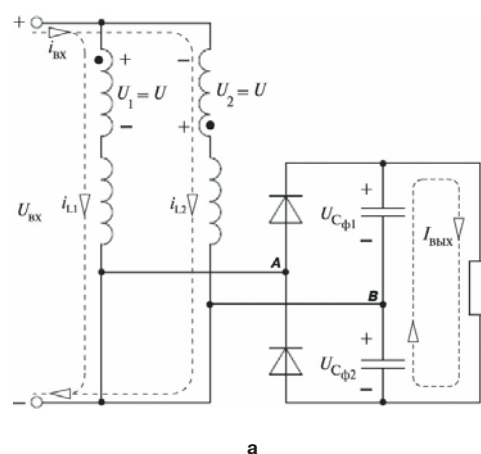


Рис. 4. Упрощенная схема повышающего преобразователя с исходными направлениями напряжений и токов

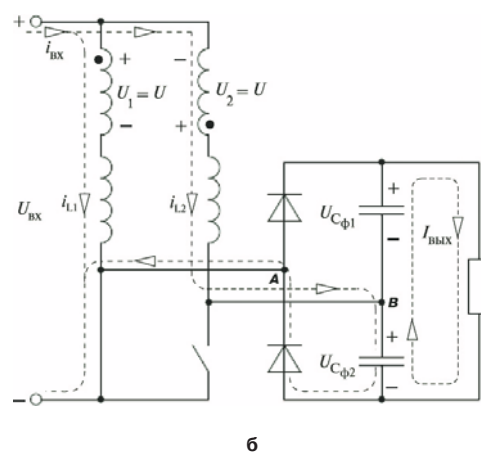
тока нарастают с одинаковой скоростью. Скорость изменения токов i_{L1} и i_{L2} можно рассчитать, используя рис. 5а, на котором показана эквивалентная схема преобразователя на интервале времени $(t_0 - t_1)$. Поскольку, согласно рис. 5а

$$U_{\text{ВХ}} = u_1 + L_1 \frac{di_{L1}}{dt}; \quad (1)$$

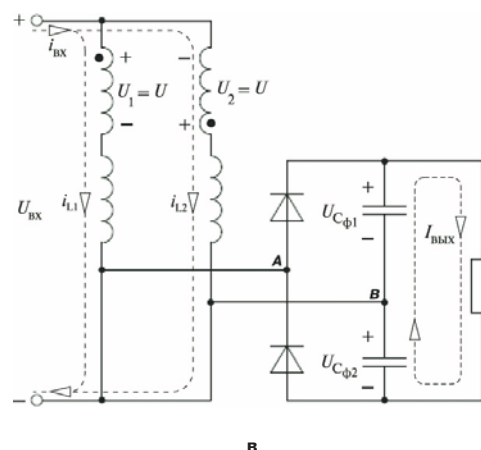
$$u_1 + L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -u_2 + L_1 \frac{di_{L2}}{dt} \quad (2)$$



а



б



в

Рис. 5. Эквивалентные схемы преобразователя на периоде переключений на интервалах времени: а – $(t_0 - t_1)$ и $(t_2 - t_3)$; б – $(t_1 - t_2)$; в – $(t_3 - t_4)$

получаем, что одинаковая скорость изменения токов i_{L1} и i_{L2} , т. е. $di_{L1}/dt = di_{L2}/dt$, может быть обеспечена только, если

$$u = \frac{L_2 - L_1}{L_2 + L_1} \cdot U_{\text{вх}}, \quad (3)$$

где $u = u_1 = u_2$, поскольку $n_{\text{TV}} = 1$. Таким образом из (1)–(3) получаем

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{U_{\text{вх}} - u}{L_1} = \frac{U_{\text{вх}} - u}{L_2}. \quad (4)$$

Если величины индуктивностей дросселей одинаковы ($L_1 = L_2 = L$), то $u = 0$, и

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{U_{\text{вх}}}{L}, \quad (5)$$

что соответствует графикам на рис. 6.

Выход преобразователя отсоединен от входа, когда оба ключа замкнуты, а диоды VD1 и VD2 смещены

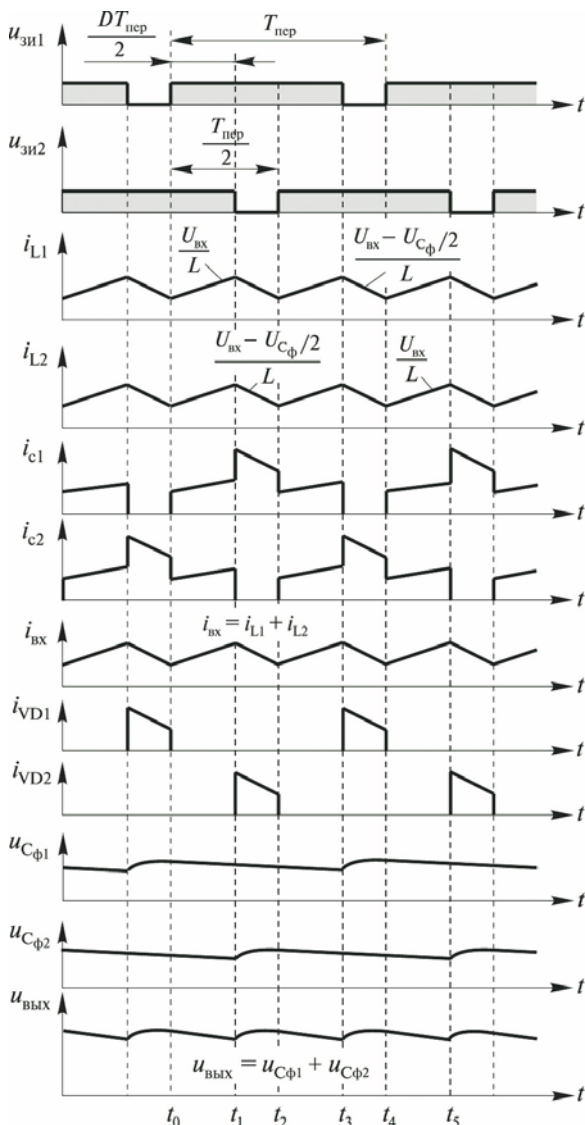


Рис. 6. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы преобразователя (рис. 4)

в обратном направлении. В результате, на этом этапе ток нагрузки обеспечивается конденсаторами фильтра $C_{\phi 1}$ и $C_{\phi 2}$, и напряжения $u_{C\phi 1}$ и $u_{C\phi 2}$ медленно снижаются (рис. 6). Поскольку выходное напряжение $U_{\text{вых}} = u_{C\phi 1} + u_{C\phi 2}$, оно также медленно уменьшается.

В момент времени $t = t_1$ ключ S2 размыкается, ток дросселя L2 переключается с ключа на выпрямительный диод VD2 (рис. 5б), и энергия, накопленная в дросселе L2, начинает передаваться в конденсатор $C_{\phi 2}$. Поскольку на этом интервале ток i_{L2} уменьшается, ток i_{L1} также вынужденно уменьшается с той же скоростью, так как токи в обмотках трансформатора всегда одинаковы. Скорость уменьшения токов можно определить с помощью эквивалентной схемы (рис. 5б). Таким образом,

$$U_{\text{вх}} = u_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} = u + L_1 \frac{di_1}{dt}; \quad (6)$$

$$U_{AB} = -U_{C\phi 2} = -L_1 \frac{di_1}{dt} - u_1 - u_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} = -2u. \quad (7)$$

Из (6) и (7), полагая $L_1 = L_2 = L$, получаем

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_1}{dt} &= L_2 \frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L} \left(U_{\text{вх}} - \frac{U_{C\phi 1}}{2} \right) = \\ &= \frac{1}{L} \left(U_{\text{вх}} - \frac{U_{C\phi 2}}{2} \right) = \frac{1}{L} \left(U_{\text{вх}} - \frac{U_{C\phi}}{2} \right), \end{aligned} \quad (8)$$

где $U_{C\phi 1} = U_{C\phi 2} = U_{C\phi}$.

Поскольку на интервале времени, соответствующем эквивалентной схеме рис. 5б, током i_{L2} заряжается конденсатор $C_{\phi 2}$, напряжение на нем ($U_{C\phi 2}$) возрастает. В это же время напряжение $U_{C\phi 1}$ на конденсаторе $C_{\phi 1}$ снижается, так как этот конденсатор по-прежнему продолжает обеспечивать ток нагрузки (рис. 6).

В момент времени $t = t_2$ ключ S2 снова замыкается, и ток начинает протекать в соответствии с эквивалентной схемой, которая аналогична схеме, показанной на рис. 5а. На этом интервале времени оба ключа замкнуты, и токи дросселей i_{L1} и i_{L2} начинают возрастать согласно (5). В это же время оба конденсатора фильтра разряжаются, обеспечивая ток нагрузки, поскольку оба выпрямительных диода VD1 и VD2 заперты, и выходная часть схемы отсоединена от входа.

В момент времени $t = t_3$ начинается последний этап, эквивалентная схема для которого показана на рис. 5в. За это время ключ S1 размыкается, и ток i_{L1} начинает протекать по выпрямительному диоду VD1. На этом интервале энергия, накопленная в дросселях L1 и L2 во время предыдущего интервала, передается в конденсатор $C_{\phi 1}$. Скорость уменьшения токов i_{L1} и i_{L2} определяется (9). За счет протекания тока i_{L1} в конденсатор $C_{\phi 1}$ напряжение $U_{C\phi 1}$ увеличивается, а напряжение $U_{C\phi 2}$ продолжает снижаться, поскольку конденсатор $C_{\phi 2}$ продолжает разряжаться током на-

грузки. Новый период переключений начинается в момент времени t_4 , когда снова замыкается ключ S1.

Коэффициент передачи схемы по напряжению можно рассчитать, исходя из баланса вольт-секунд повышающих дросселей. Из рис 5 и 6 уравнение баланса вольт-секунд записывается в виде

$$\frac{U_{\text{вх}} DT_{\text{пер}}}{2} = \left(\frac{U_{\text{сф}}}{2} - U_{\text{вх}} \right) \cdot \left(\frac{T_{\text{пер}}}{2} - \frac{DT_{\text{пер}}}{2} \right), \quad (10)$$

т. е.

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{4}{1-D}, \quad (11)$$

так как $U_{\text{вых}} = 2U_{\text{сф}}$. Как видно из (11) выходное напряжение преобразователя (рис. 3) по крайней мере в четыре раза превышает выходное. Такой высокий коэффициент передачи делает рассматриваемый преобразователь весьма привлекательным при большой разнице между входным и выходным напряжениями.

Необходимо также отметить, что благодаря уникальному свойству преобразователя одновременно накапливать и сбрасывать энергию обоих повышающих дросселей за счет связи через дополнительный трансформатор TV, преобразователь обеспечивает регулирование выходного напряжения в широком диапазоне изменения тока нагрузки при постоянной частоте переключений. А именно, при коэффициенте заполнения, близком к единице, максимальная мощность передается от входа к выходу, поскольку при этом в дросселях запасается максимум энергии. По мере уменьшения коэффициента заполнения до нулевого значения все меньше и меньше энергии накапливается в обоих дросселях, что позволяет регулировать выходное напряжение при крайне малых нагрузках. Наконец, необходимо отметить, что, если $L_1 = L_2 = L$ и $n_{\text{TV}} = 1$, оба дросселя (рис. 3) передают одинаковое количество энергии, т. е. каждый из каскадов работает на половину суммарной мощности преобразователя. Поскольку суммарная мощность преобразователя распределяется между двумя каскадами, потери на проводимость схемы снижаются, по сравнению с однокаскадной схемой.

Так как согласно (11) схема (рис. 3) работает корректно при четырехкратном превышении выходного напряжения относительно входного, конденсаторы фильтра необходимо предварительно зарядить при включении схемы. Эту предварительную зарядку можно осуществить единственно за счет соответствующей организации схемы управления, т. е. без каких-либо дополнительных компонентов. Это достигается путем комплементарного переключения ключей S1 и S2 ($D=0$) в течение определенного интервала времени во время включения. Поскольку индуктивность намагничивания трансформатора TV во много раз больше индуктивности повышающего дросселя, при комплементарном переключении силовых ключей трансформатор работает в режиме автотрансформа-

тора с коэффициентом трансформации 1 : 2. Таким образом, каждый конденсатор заряжается до величины удвоенного напряжения питания. После того как напряжение на конденсаторах фильтра достигает примерно удвоенного напряжения питания, коэффициент заполнения преобразователя должен начать линейно нарастать до установившегося значения, чтобы обеспечить необходимую величину выходного напряжения.

Наконец, нужно отметить, что возможен ряд других вариантов повышающего преобразователя с двумя повышающими дросселями, двумя силовыми ключами и дополнительным трансформатором. В качестве примера, преобразователь с развязывающим трансформатором и мостовым выпрямителем показан на рис. 7а. Принцип работы такой схемы и ее свойства аналогичны принципу и свойствам преобразователя без гальванической развязки (рис. 3). Схема (рис. 3) может быть выполнена с одним магнитным компонентом (рис. 7б). В случае применения интегрированного магнитного компонента дополнительный трансформатор и повышающие дроссели могут объединяться многими способами. Например, интеграция может быть достигнута путем подбора соответствующего коэффициента связи между обмотками трансформатора,

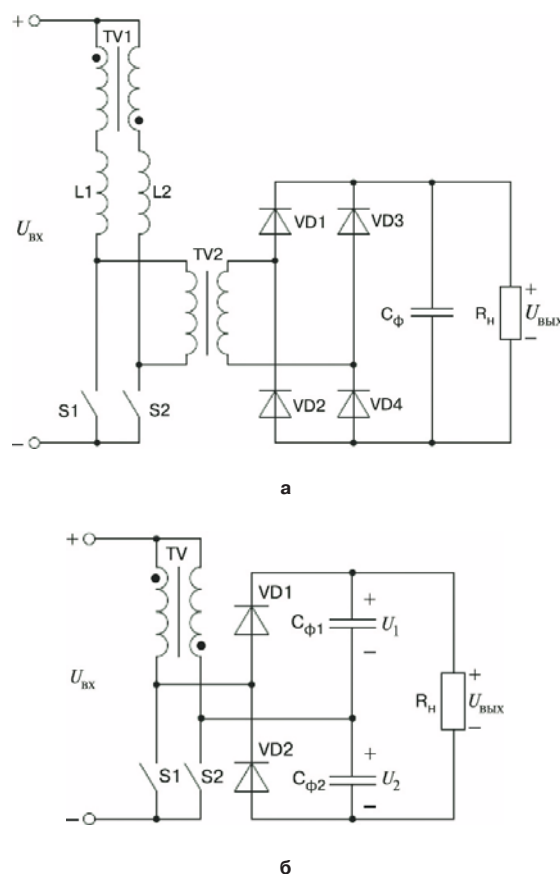


Рис. 7. Варианты структур повышающего преобразователя с двумя дросселями:
а – с развязывающим трансформатором и мостовым выпрямителем; б – с интегрированным магнитным компонентом

чтобы индуктивность рассеяния трансформатора использовалась в качестве повышающих дросселей.

Результаты моделирования и экспериментальных исследований

Основные параметры преобразователя

Для подтверждения теоретических результатов и оценки характеристик преобразователя создан лабораторный макет повышающего преобразователя мощностью 1 кВт (рис. 8) со следующими параметрами:

- входное напряжение, В: 40–70;
- пульсации входного тока, %: < 5;
- выходное напряжение, В: 380 при нагрузке от 0 до 100 %;
- мощность 1 кВт;
- размах пульсаций напряжения, В: 6,5 (частота 80 КГц);
- частота переключений, кГц: 40;
- КПД, %: > 90 при полной нагрузке;
- охлаждение: принудительная конвекция.

Результаты моделирования

Схема модели повышающего преобразователя с двумя дросселями и дополнительным трансформатором с параметрами, приведенными выше, показана на рис. 9.

Результаты моделирования – напряжения и токи при $U_{вх} = 40$ В и $U_{вх} = 70$ В приведены на рис. 10 и 11 соответственно.

Выбор компонентов

Полупроводниковые компоненты. Поскольку напряжения сток-исток силовых ключей S1 и S2 ограничены с помощью ограничительных конденсаторов $C_{огр1}$ и $C_{огр2}$, максимальное напряжение сток-исток составляет приблизительно 190 В. Максимальная перегрузка по току транзисторов при полной нагрузке и минимальном напряжении питания приблизительно составляет 27,5 А. Таким образом, для каждого силового ключа выбираем два соединенных параллельно МДП-транзистора *IRFP264* ($U_{си} = 250$ В; $I_c = 38$ А;

$R_{ds(on)} = 0,075$ Ом). Так как выпрямительные диоды должны выдерживать выходное напряжение и проводить максимальный ток нагрузки, равный 2,9 А, выбраны диоды *RHRP1560* ($U_{обр} = 600$ В; $I_{пр} = 15$ А). Для снижения потерь на проводимость силовых ключей и выпрямительных диодов выбраны компоненты с повышенными предельными параметрами.

Повышающий дроссель. Для обеспечения желаемых величин индуктивностей повышающих дросселей L1 и L2 $L_1 = L_2 = L = 30$ мкГн при полной нагрузке каждый дроссель выполнен на тороидальном сердечнике *Kool-m 77071-A7* с числом витков 58 проводом диаметром 1,6 мм. Параллельно с сердечником *Kool-m 77071-A7* для расширения диапазона границы режима непрерывной проводимости применен тороидальный ферритовый сердечник *TX29/19/7.6* Обмотка уложена сразу на оба сердечника.

Дополнительный трансформатор. Трансформатор выполнен на паре ферритовых сердечников *ER28L-3F3* с воздушным зазором 0,05 мм. Обмотки с одинаковым числом витков ($w_1 = w_2 = 11$) выполнены намоточным проводом диаметром 1,6 мм. При этом обеспечена индуктивность желаемая намагничивания 100 мкГн.

Конденсаторы. В качестве выходных конденсаторов использованы алюминиевые конденсаторы емкостью 680 мкФ (250 В). Максимальная величина напряжения на обоих конденсаторах равна половине выходного напряжения, поскольку в преобразователе происходит естественное выравнивание напряжения на конденсаторах.

Схема ограничения. Необходимо отметить, что случайное отпирание обоих транзисторов приведет к полному выходу из строя схемы, поскольку не будет

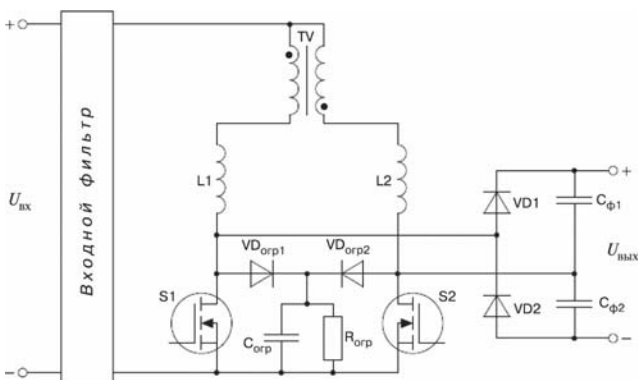


Рис. 8. Схема повышающего преобразователя с двумя повышающими дросселями и дополнительным трансформатором

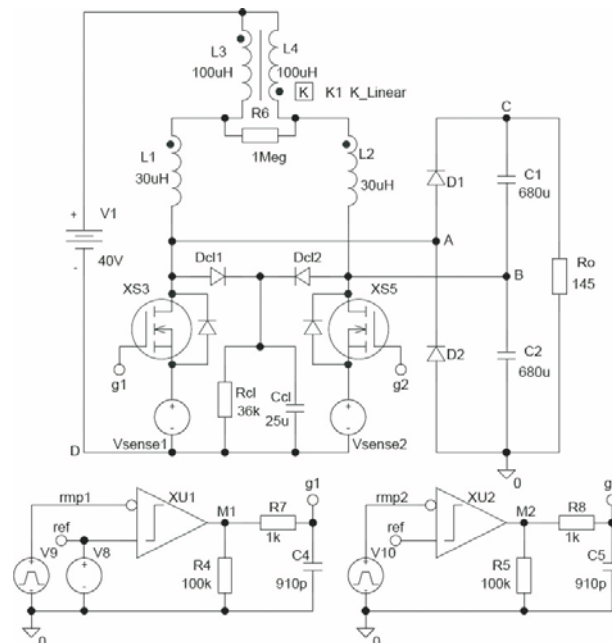
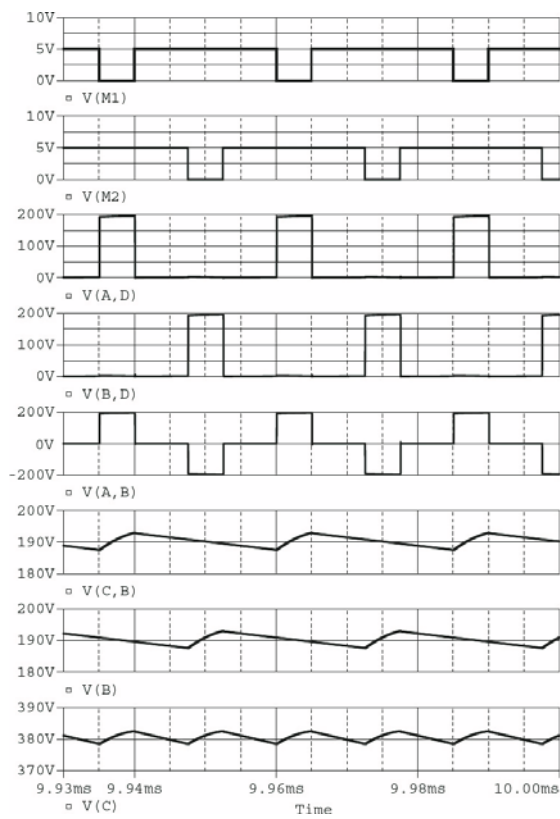
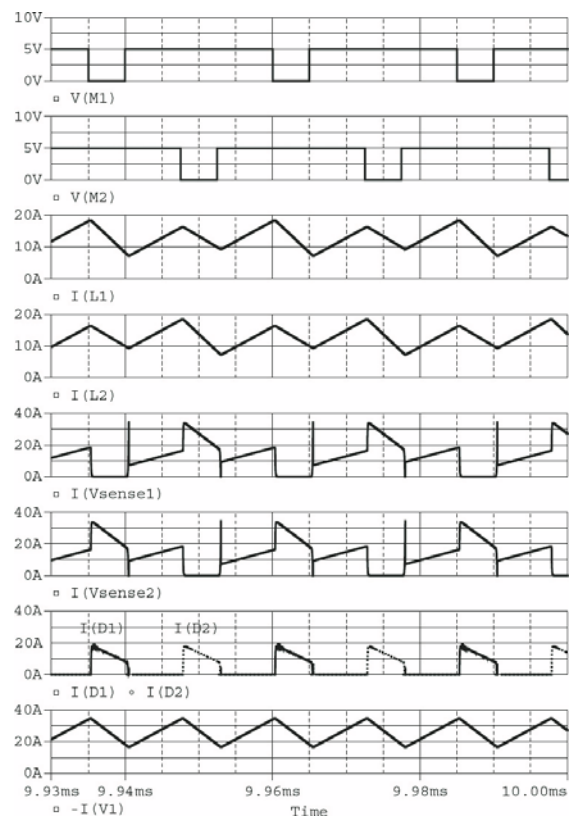


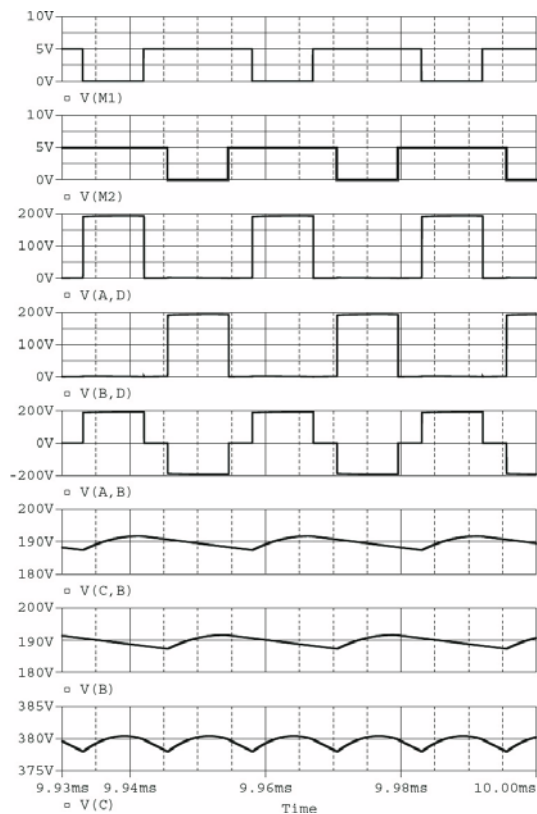
Рис. 9. Схема модели преобразователя



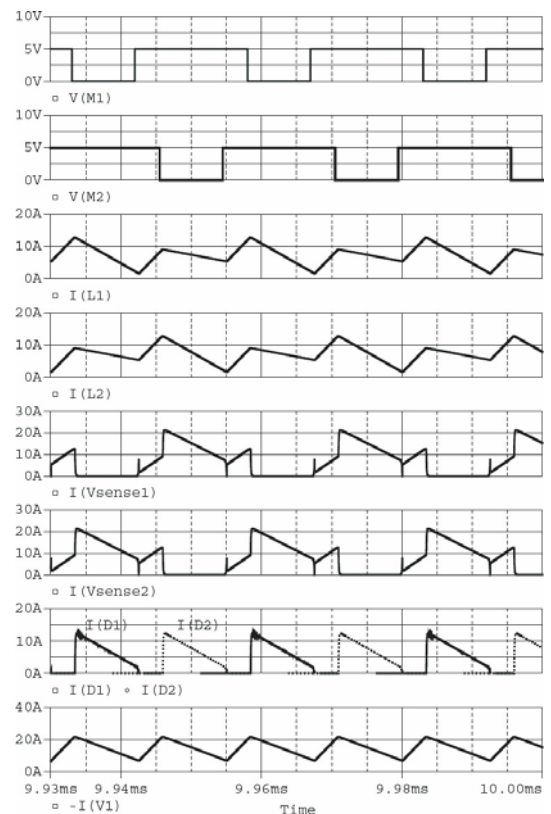
а



б

Рис. 10. Напряжения (а) и токи (б) преобразователя при $U_{ox} = 40$ В

а



б

Рис. 11. Напряжения (а) и токи (б) преобразователя при $U_{ox} = 70$ В

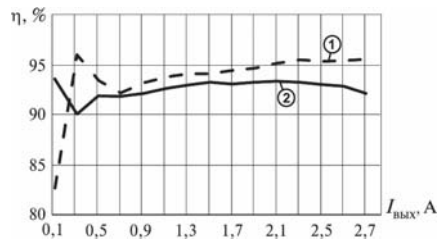


Рис. 12. Измеренный КПД схемы при выходном напряжении 380 В

пути сброса энергии, накопленной в обоих повышающих дросселях. Таким образом, для предотвращения выхода схемы из строя необходимо обеспечить путь сброса энергии повышающих дросселей, когда замкнуты оба силовых ключа. Схема защиты на основе RCD-ограничителя, установленного параллельно силовым ключам, показана на рис. 8. Схема состоит из двух диодов $VD_{огр1}$, $VD_{огр2}$, ограничительного конденсатора $C_{огр}$ (25 мкФ, 250 В) и ограничительного резистора $R_{огр}$, представляющего собой угольный резистор с сопротивлением 36 кОм, мощностью 2 Вт.

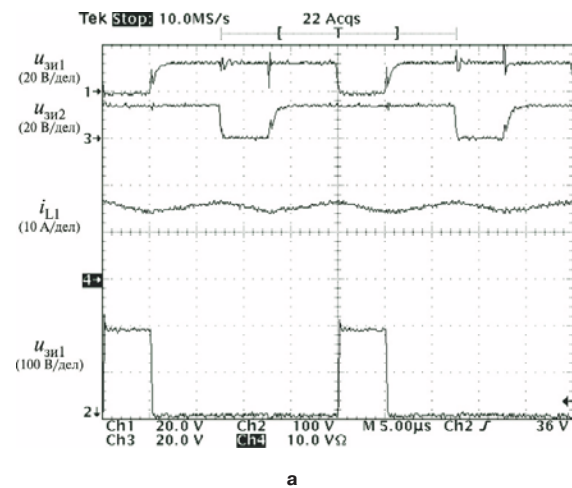
Результаты исследований лабораторного макета

Характеристики рассмотренного преобразователя исследовались на лабораторном макете, созданного на основе схемы рис. 8. Частота переключений преобразователя составляет 40 кГц. При этом частота пульсаций входного тока 80 кГц, так как периоды переключений обоих транзисторов накладываются друг на друга (рис. 6). Результаты измерения КПД преобразователя при $U_{вх} = 40$ В и $U_{вх} = 70$ В приведены на рис. 12, из которого видно, что КПД преобразователя при полной нагрузке и минимальном входном напряжении составляет 92%.

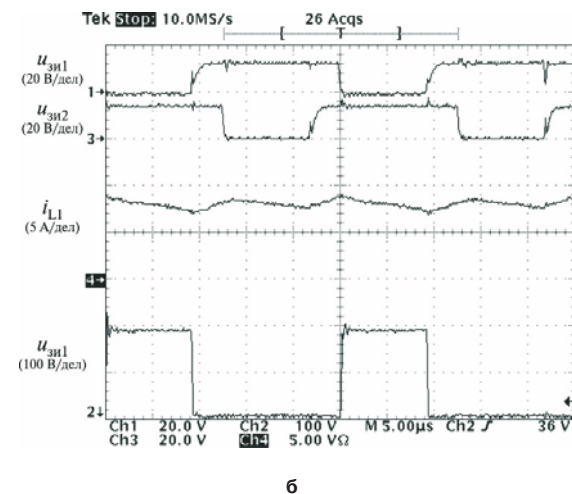
Осциллограммы, полученные с лабораторного макета преобразователя с двумя повышающими дросселями и дополнительным трансформатором при напряжениях питания 40 В, 70 В и полной нагрузке показаны на рис. 13. Из осциллограмм видно, что токи повышающих дросселей возрастают, когда замкнуты оба силовых ключа S1 и S2. Когда один из ключей разомкнут ток соответствующего повышающего дросселя начинает снижаться. Экспериментальные результаты достаточно хорошо соответствуют теоретическим положениям, изложенным в статье. Нужно отметить, что напряжение на силовых ключах ограничено на уровне 190 В, что соответствует половине величины выходного напряжения. Кроме того, величина тока дросселя L1 (i_{L1}) составляет половину величины входного тока преобразователя, поскольку входной ток равномерно распределен между дросселями L1 и L2.

Выводы

Рассмотрена структура повышающего преобразователя с двумя повышающими дросселями и допол-



а



б

Рис. 13. Осциллограммы напряжений затвор-исток силовых ключей ($U_{зи1}$ и $U_{зи2}$), ток дросселя L1 (i_{L1}) и напряжение стока-исток силового ключа ($U_{си1}$) при $U_{вх} = 380$, $P_H = 1000$ Вт
а $U_{вх} = 40$ В; б - при $U_{вх} = 70$ В (масштаб по времени 5 мкс/дел)

нительным трансформатором и ее варианты, позволяющие регулировать выходное напряжение в широком диапазоне изменения тока нагрузки при управлении с постоянной частотой переключений. Управление с постоянной частотой переключений обеспечивается за счет использования дополнительного трансформатора с единичным коэффициентом трансформации, связывающего пути протекания токов обоих повышающих дросселей, что позволило сделать их величины практически одинаковыми. Поскольку такая структура исключает накопление энергии в дросселях, когда они не проводят одновременно ($D = 0$), выходное напряжение можно регулировать как в режиме полной нагрузки, так и практически при холостом ходе.

Рассмотренные структуры преобразователей с двумя дросселями и дополнительным трансформатором пригодны для применения в устройствах, где требуется высокое значение коэффициента преобразования напряжения. В частности, преобразователь без

гальванической развязки с выпрямителем с удвоение напряжения позволяет обеспечить коэффициент преобразования напряжения в четыре раза превышающий коэффициенты преобразования традиционных преобразователей.

Характеристики рассмотренного преобразователя были проверены на лабораторном макете мощностью 1 кВт, входным напряжением 40...70 В, позволяющем обеспечить выходное напряжение 380 В при токе 2,9 А.

Литература

1. *M. S. Elmore*. Input current ripple cancellation in synchronized, parallel connected critically continuous boost rectifier. — IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC) Proc., pp. 152–158, 1996.
2. *J. W. Kolar, G. R. Kamath, N. Mohan, F. C. Zach*. Self-adjusting input current ripple cancellation of coupled parallel connected hysteresis-controlled boost power factor correctors. — IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 164–173, 1995.
3. *B. T. Irving, Y. Jang, M. M. Jovanovic*. A comparative study of soft-switched CCM boost rectifiers and interleaved variable-frequency DCM boost rectifier. — IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC) Proc., pp. 171–177, 2000.
4. *J. Zhang, J. Shao, P. Xu, F. C. Lee, M. M. Jovanovic*. Evaluation of input current in the critical mode boost PFC

converter for distributed power systems. — IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC) Proc., pp. 130–136, 2001.

5. *E. X. Yang, Y. M. Jiang, G. C. Hua, F. C. Lee*. Isolated boost circuit for power correction. — IEEE Applied Power Electronics Conf. (APEC) Proc., pp. 196–203, 1993.

6. *P. J. Wolfs*. A current-sourced dc-dc converter derived via duality principle from half bridge converter. — IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol.40, pp. 139–144, 1993.

7. *G. Ivensky, I. Elkin, S. Ben-Yakov*. An isolated dc/dc converter using two zero current switched IGBTs in a symmetrical topology. — IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., pp. 1218–1225, 1994

8. *W. C. P. de Aragao Filho, I. Barbi*. A comparison between two current-fed push-pull dc-dc converters analysis, design and experimentation. — IEEE International Telecommunication Energy Conf. Proc. Rec., pp. 313–320, 1996.

Следков Юрий Германович, к. т. н., доцент кафедры "Микроэлектронных электросистем" МАИ, тел. +7(499) 158-45-56, e-mail: dean3_dep5@mai.ru;

Тараканов Сергей Васильевич, начальник отдела УРЭКБ, тел. +7(495) 696-16-53.

Е. Е. Чаплыгин, С. В. Хухтиков

СПОСОБ УПРАВЛЕНИЯ АВТОНОМНЫМ ИНВЕРТОРОМ НАПРЯЖЕНИЯ С ВЕКТОРНОЙ ШИМ

Е. Е. Chaplygin,
S. V. KhukhtikovControl Method For Self-Commutated
Voltage Inverter With Vector PWM

Рассмотрен способ микропроцессорного управления трехфазным мостовым инвертором напряжения, позволяющий реализовать векторную (симплексную) ШИМ с независимым управлением по напряжению и частоте. Способ основан на управлении по линейному напряжению и позволяет снизить затраты на реализацию системы управления за счет упрощения алгоритма вычислительных операций и сокращения емкости встроенной памяти, а также максимально уменьшить погрешности, вносимые системой управления в алгоритм переключения силовых ключей.

Ключевые слова: трехфазный мостовой инвертор, микропроцессорное управление, векторная ШИМ, управление по напряжению и частоте

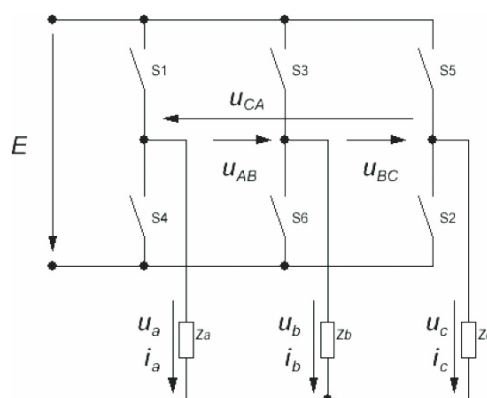
Under discussion is microprocessor based control method for three-phase full-bridge voltage inverter that allows to realize vector (simplex) PWM with independent voltage and frequency control. This method is based on line-to-line voltage control and allows to decrease system realization costs by simplifying computation algorithm and reduction of built-in memory capacity, as well as reduce errors, introduced into power switches switching algorithm by control system.

Key words: three-phase bridge inverter, microprocessor control, vector PWM, voltage and frequency control

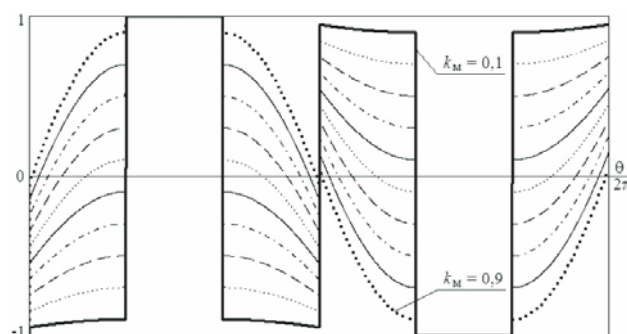
Для питания установок электропривода переменного тока используют преобразователи частоты, включающие на выходе трехфазные мостовые инверторы напряжения (рис. 1а). В последние годы выходное напряжение в них формируется методами широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Широкое распространение получили способы формирования ШИМ, позволяющие повысить отношение выходного напряжения инвертора к напряжению питания на 15%. Среди этих способов наиболее известна векторная или симплексная ШИМ [1, 2]. При ее реализации ключи в каждой фазе дважды за период выходной частоты не переключаются, т. е. фаза в течение 60 градусов становится пассивной. Управляющий сигнал, подаваемый на модулятор, при этом имеет несинусоидальную форму и содержит гармоники кратные трем. При симметричной нагрузке эти кратные трем гармоники на выход инвертора не передаются. В результате применения симплексной ШИМ в 1,5 раза уменьшается частота коммутации ключей при том же числе импульсов в выходном напряжении, уменьшаются коммутационные потери. Недостатком симплексной ШИМ является снижение качества выходного напряжения по сравнению с классической ШИМ по синусоидальному закону [3]: комбинационные гармоники, расположенные вблизи частоты коммутации, при реализации симплексной ШИМ имеют большую интенсивность и слабее затухают при отдалении от частоты коммутации.

Форма управляющего сигнала на периоде выходной частоты, подаваемого на вход модулятора одной фазы при реализации векторной ШИМ при различных коэффициентах модуляции показана на рис. 1б. Форма сигнала управления несинусоидальная и име-

ет разрывы. В отличие от ШИМ по синусоидальному закону при векторной ШИМ от коэффициента модуляции зависит не только амплитуда, но и форма управляющего сигнала. Поэтому традиционное для инверторов с ШИМ по синусоидальному закону уп-



а



б

Рис. 1

равления построение системы управления координатным способом, когда в памяти микроконтроллера записывается управляющий сигнал, для управления инверторами с векторной ШИМ не применяется.

Широкое распространение получили “векторные” системы управления, в которых управляющие сигналы рассчитываются при использовании обобщенного вектора, когда трехфазная система заменяется двухфазной системой векторов. Такое решение мотивировано тем, что при реализации векторной ШИМ только две фазы являются активными и формирование управляющего сигнала для трех каналов является избыточным. Однако при микропроцессорной реализации “векторной” системы управления выполнение вычислительных операций требует значительных затрат времени, что обуславливает применение достаточно быстродействующих контроллеров, при этом нередко возникают существенные ошибки в задании моментов включения силовых ключей, ухудшающие характеристики источника питания электропривода.

В данной статье рассматривается альтернативный способ построения системы управления инвертором для реализации векторной ШИМ — **управление по линейному напряжению**. Возможность осуществления данного способа управления упомянута в [2], однако сведения об исследованиях данного способа в научной литературе отсутствуют.

При реализации способа вычисление сигналов управления происходит только для двух активных фаз. Способ базируется на том, что при реализации векторной ШИМ усредненная составляющая линейного напряжения на выходе инвертора должна иметь синусоидальную форму на всем периоде выходной частоты (усредненные на межкоммутационном интервале составляющие маркируем знаком *):

$$\begin{aligned} u_{AB*} &= k_m \cdot E \cdot \sin(\theta + \frac{\pi}{6}) = \varphi_A - \varphi_B; \\ u_{BC*} &= k_m \cdot E \cdot \sin(\theta + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}) = \varphi_B - \varphi_C; \\ u_{CA*} &= k_m \cdot E \cdot \sin(\theta + \frac{\pi}{6} - \frac{4\pi}{3}) = \varphi_C - \varphi_A; \end{aligned} \quad (1)$$

где k_m — коэффициент модуляции. Потенциалы фаз определяем относительно отрицательного полюса источника питания E . Потенциал пассивной фазы принимает значения 0 или E . При реализации ШИМ по синусоидальному закону наибольшее достижимое значение амплитуды фазного напряжения равно $E/2$, наибольшее значение амплитуды линейного напряжения $\sqrt{3}E/2$. При реализации векторной ШИМ наибольшие достижимые амплитуды фазного и линейного напряжения увеличиваются в

$$\frac{1}{\cos(\pi/6)} = \frac{2}{\sqrt{3}}$$

раз, таким образом, при $k_m = 1$ амплитуда линейного напряжения равна E .

Рассмотрим пример. На выбранном интервале считаем фазу B пассивной, тогда зная закон изменения усредненных составляющих линейного напряжения $u_{AB}(t)$ и $u_{BC}(t)$ можно найти потенциалы фаз $\varphi_A(t)$ и $\varphi_C(t)$

$$\begin{aligned} \varphi_{A*}(t) &= u_{AB*}(t) + \varphi_{B*}(t); \\ \varphi_{C*}(t) &= -u_{BC*}(t) + \varphi_{B*}(t). \end{aligned} \quad (2)$$

Таким образом, задав значения линейных напряжений в данный момент времени можно найти потенциалы активных фаз. Потенциалы активных фаз связаны с управляющими сигналами на модуляторах системы управления:

$$\begin{aligned} u_{y.A} &= K \cdot \varphi_{A*}; \\ u_{y.B} &= K \cdot \varphi_{B*}; \\ u_{y.C} &= K \cdot \varphi_{C*}, \end{aligned} \quad (3)$$

где K — масштабный коэффициент, связывающий сигналы на входе системы управления с напряжениями в силовой части инвертора. Тогда на выбранном интервале выражение (2) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} u_{y.A} &= K \cdot [k_m \cdot E \cdot \sin(\theta + \frac{\pi}{6}) + \varphi_{B*}]; \\ u_{y.C} &= K \cdot [-k_m \cdot E \cdot \sin(\theta + \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}) + \varphi_{B*}]. \end{aligned} \quad (4)$$

При качественной стабилизации напряжения E его номинальное значение записывается в памяти системы управления, при неустойчивости E его значения вводятся в систему управления через аналого-цифровой преобразователь.

На других временных интервалах функцию пассивной принимают другие фазы, процессы описываются уравнениями, аналогичным выражениям (2)–(4).

При реализации векторной ШИМ период выходной частоты делится на 6 частей, которые в системе управления определяются таймером периода (на его выходе сигналы $p = 0, 1, 2, 3, 4, 5$). Каждая из указанных частей периода делится на A отрезков (дискрет времени), которые пронумерованы $n = 0, 1, \dots, (A - 1)$. Значение параметра A определяется выбранной дискретизацией по времени управляющего сигнала. Выбор n осуществляется таймером (счетчиком) развертки.

Рассмотрим значения $u_{AB}(t)$ и $u_{BC}(t)$ (рис. 2а). Выберем участок периода выходной частоты от 0 до $\pi/3$. Несложно заметить, что на этой периода выходной частоты справедливо

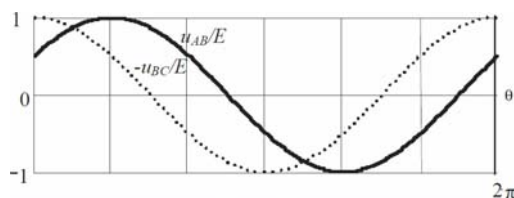
$$u_{AB}(n) = -u_{BC}(A - n).$$

То есть для полного определения состояния инвертора достаточно задать линейное напряжение на участке длительностью $1/6$ периода и выбрать пассивную фазу на каждой части периода. Вычисления проводятся по формулам типа (4). Очевидно, что объем вычислений очень незначителен, и для реализации алгоритма в памяти требуются сохранение значений линейного напряжения на интервале $\pi/3$ при $k_m = 1$. Этот сигнал $V(n)$ представлен на рис 2б.

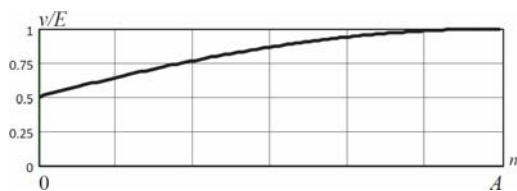
Алгоритм вычисления сигналов, подаваемых на вход встроенных ШИМ-модуляторов микропроцессора [4], представлен на функциональной схеме рис. 3. На входе микропроцессорной системы управления задают значения коэффициента модуляции и частоты таймера n , пропорциональной выходной частоте инвертора: $f = 6A f_{\text{вых}}$. Таймеры p и n могут представлять собой единое целое (старшие и младшие разряды).

Процесс вычисления управляющих сигналов в соответствии с текущим значением коэффициента модуляции осуществляется по двум каналам на каждом интервале n в режиме разделения времени. Функция записана в постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ). На *Вычислитель 1* подаются значения $v(n)$, на *Вычислитель 2* значения считываются с ПЗУ в обратном порядке: $v(A-n)$. Для осуществления обратного порядка считывания на схеме рис. 3 показан преобразователь кодов ($\#/\#$), преобразующий текущий код n в код $A-n$.

Вычисления модулирующих сигналов в вычислителях 1 и 2 осуществляются по формулам, аналогичным (4):



а



б

Рис. 2

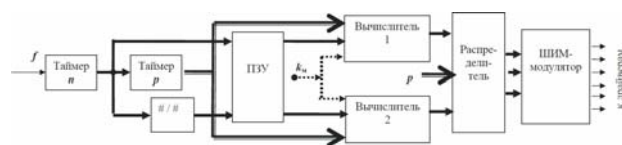


Рис. 3

– при нечетном p

$$u_{B1}(n) = k_m \cdot K \cdot v(n) = k_m \cdot v^0(n);$$

$$u_{B2}(n) = k_m \cdot K \cdot v(A-n) = k_m \cdot v^0(A-n);$$

– при четном p

$$u_{B1}(n) = K \cdot E - k_m \cdot K \cdot v(n) = E^0 - k_m \cdot v^0(n);$$

$$u_{B2}(n) = K \cdot E - k_m \cdot K \cdot v(A-n) = E^0 - k_m \cdot v^0(A-n),$$

где E^0 и v^0 – величины E и V , пересчитанные ко входу модулятора системы управления (в ПЗУ записаны именно значения v^0).

С выхода вычислителей сигналы поступают на синхронный *распределитель*, на который подается также код p . С выхода распределителя сигналы транслируются на входы соответствующих фаз встроенного ШИМ-модулятора. Функционирование распределителя соответствует данным приведенным в таблице 1.

Встроенный *ШИМ-модулятор* микроконтроллера обеспечивает формирование комплементарных импульсов на каждый из полумостов инвертора и реализует “мертвую” паузу на время коммутации токов в ключах. Возможна реализация ШИМ по фронту (срезу) либо двухсторонней ШИМ [3]. Амплитуда кода развертки модулятора выбирается равной E^0 . При программировании встроенного контроллера задается длительность “мертвой” паузы и частота коммутации силовых ключей инвертора [4]. Выходы модулятора подключены ко входам драйверов силовых транзисторов.

Микропроцессорная система управления, реализованная по описанному выше алгоритму, формирует на входе встроенного ШИМ-модулятора цифровые сигналы соответствующие рис. 1б, что подтверждено экспериментально.

Результаты моделирования инвертора с управлением по линейному напряжению при реализации двухсторонней ШИМ представлены на рис. 4: а – фазное выходное напряжение, б – спектр фазного выходного напряжения. Напряжение на входе инвертора составляет 514,8 В, коэффициент модуляции $k_m = 0,5$, отношение частоты повторения развертки встроенного модулятора микроконтроллера к выходной частоте инвертора равно 60. Для наглядности диаграмм отношение частоты коммутации к основной частоте выбрано небольшим.

Таблица 1. Таблица истинности распределителя

Фаза модулятора	p					
	0	1	2	3	4	5
A	u_{B1}	E^0	u_{B2}	u_{B1}	0	u_{B2}
B	0	u_{B2}	u_{B1}	E^0	u_{B2}	u_{B1}
C	u_{B2}	u_{B1}	0	u_{B2}	u_{B1}	E^0

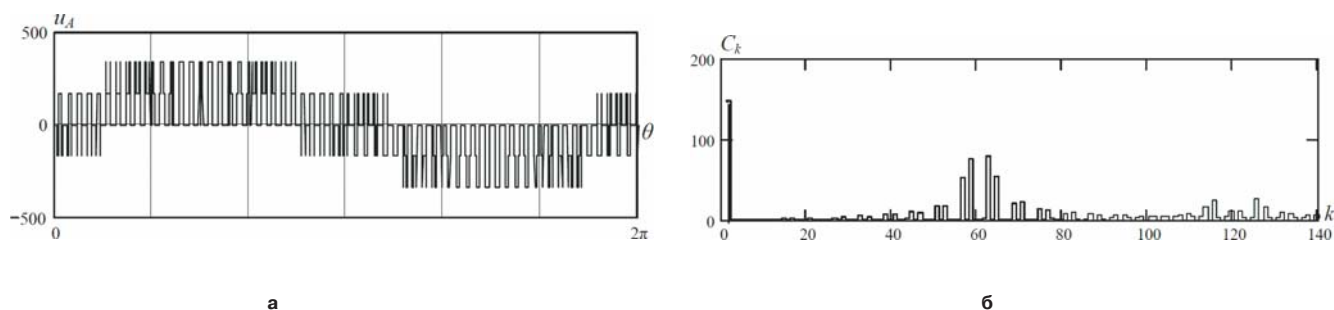


Рис. 4

Выводы

При реализации рассматриваемого способа формируется алгоритм переключения векторной ШИМ при возможности независимого управления выходной частотой и напряжением. При этом:

1) Управляющий сигнал вычисляется только для двух активных фаз.

2) По сравнению с другими способами управления вычислительные операции при обработке сигнала сведены к минимуму.

3) В памяти МП-контроллера записывается только один отрезок синусоиды на интервале, равном 60 град.

4) Реализация способа позволяет уменьшить затраты на систему управления инвертором и практически исключить погрешности в задании алгоритма переключения, обусловленные работой системы управления.

Литература

1. Розанов Ю. К. Силовая электроника. — М.: Издательский дом МЭИ, 2007, 632 с.

2. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. — Изд. 3-е, испр. и доп. — Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004, 672 с.

3. Обухов С. Г., Чаплыгин Е. Е., Кондратьев Д. Е. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения // Электричество, № 7, 2008, С. 23–31.

4. Ремизевич Т. В. Микроконтроллеры для встраиваемых приложений: От общих подходов к семействам HCO5 и HCO8 фирмы Motorola. — М.: ДОДЭКА, 2000. — 272 с.

Чаплыгин Евгений Евгеньевич, кандидат технических наук, доцент кафедры Промышленной электроники МЭИ (ТУ), E-mail: ChaplyginYY@mpei.ru. Сайт: <http://chaplyginyy.narod.ru>;

Хухтиков Сергей Витальевич, инженер кафедры Промышленной электроники МЭИ (ТУ).

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

СРАВНЕНИЕ СПОСОБОВ ФОРМИРОВАНИЯ ВЫХОДНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ ИНВЕРТОРОВ С НЕРАВНОМЕРНЫМИ АМПЛИТУДАМИ СТУПЕНЕК

S. V. Averin, T. V. Anisimova,
A. N. Danilina, V. V. Kruychkov

Comparison Of Multilevel Output Voltages Forming Methods
For Inverters With Unequal DC Sources

Одной из основных проблем обеспечения качества электроэнергии является гармонический состав напряжения. Существует несколько способов определения качества электроэнергии. Наиболее распространенным показателем качества является коэффициент гармоник (K_g). Для снижения коэффициента гармоник в статических преобразователях используются различные методы импульсного регулирования. В статье рассмотрены два способа оптимизации гармонического состава напряжений, известных как оптимальная минимизация коэффициента гармоник (ОМКГ) и селективное исключение гармоник (СИГ) и используемых в многоуровневых инверторах с неравномерными амплитудами ступенек, и проведено их сравнение. Оба способа достаточно полезны и эффективны для улучшения качества выходного напряжения инверторов. В начале дано краткое описание структуры многоуровневого инвертора на основе мостовых каскадов. Затем рассмотрены алгоритмы переключения силовых ключей мостовых коммутаторов инверторов на основе способов ОМКГ и СИГ. В заключении проведены анализ и сравнение результатов моделирования и экспериментального исследования рассмотренных инверторов. Результаты расчетов и моделирования исследований позволили выявить достоинства каждого способа и подтверждают эффективность обоих способов при использовании их в многоуровневых инверторах с неравномерными амплитудами ступенек выходного напряжения.

Ключевые слова: многоуровневый инвертор, ступенчатое выходное напряжение, улучшение гармонического состава

Voltage harmonic content is one of the main quality measures of electric power. There are several methods of electric power quality measurement. The most widely-spread voltage quality factor is total harmonic distortion (THD). A number of techniques of switching control are used in static converters to reduce harmonic content of output voltage. The paper discusses two optimization methods known as optimal minimization of total harmonic distortion (OMTHD) and selective harmonic elimination (SHE) employed in multilevel inverters with unequal DC sources, and comparison between these methods is made. Both methods are quite useful and effective for inverter output voltage improvement. Firstly, a brief description of the structure of a multilevel inverter, based on full bridge stages is given. Next, switching algorithms of power switches of full-bridge OMTHD and SHE inverters are discussed. And finally, analysis and comparison of theoretical and simulation results obtained for both methods are made that reveal advantages of both methods, when employed in multilevel inverters with unequal DC sources.

Key words: multilevel inverter, step output voltage, harmonic content improvement

В последнее время инверторы со ступенчатым выходным напряжением используются во многих отраслях промышленности в качестве источников питания, системах электроприводов и т. п. [3–12]. Одним из существенных достоинств многоуровневых структур является возможность улучшения гармонического состава выходного напряжения без повышения частоты коммутаций или снижения выходной мощности инвертора. Выходное напряжение многоуровневого инвертора состоит из некоторого числа уровней напряжений, обеспечиваемых, как правило, конденсаторными источниками напряжения. Так называемая многоуровневость начинается с трех уровней. По мере увеличения числа уровней коэффициент гармоник выходного напряжения устремляется к нулю. Однако это число достигаемых уровней ограничивается проблемами несимметрии напряжений, требованием по ограничению перенапряжений, компоновкой схемы и заданными

размерами корпуса. Таким образом, одним из ключевых вопросов при разработке высокоэффективного инвертора со ступенчатым выходным напряжением является обеспечение достаточно малого коэффициента гармоник выходного напряжения [5–12].

Хорошо известны следующие структуры инверторов со ступенчатым выходным напряжением: каскадный мостовой инвертор, многоуровневые инверторы с ограничительными диодами или с симметрирующими конденсаторами.

Многоуровневый инвертор, в структуру которого входят мостовые коммутаторы с отдельными источниками питания, далее называемый каскадным многоуровневым инвертором, имеет целый ряд преимуществ с точки зрения не только простоты и модульности конструкции, но также по меньшему числу входящих в него электронных компонентов.

Такая модульная структура позволяет облегчить задачу увеличения числа уровней напряжений без чрезмерного усложнения силовой части. Кроме того, пропадает необходимость применения дополнительных ограничительных диодов и симметрирующих конденсаторов [6, 8].

Общепринятым является тот факт, что основной характеристикой инвертора при любой стратегии формирования выходного напряжения является гармонический состав выходного напряжения. Разработчиками устройств силовой электроники исследован целый ряд способов управления силовыми каскадами, позволяющими улучшить гармонический состав выходного напряжения инверторов [6]. До настоящего времени в инверторах со ступенчатым выходным напряжением использовались следующие способы:

- ✧ оптимизации гармонического состава;
- ✧ пространственно-векторной ШИМ;
- ✧ ШИМ по синусоидальному закону (ШИМ-СИН).

Способ оптимизации гармонического состава можно разделить на два метода: оптимальная минимизация коэффициента гармоник (ОМКГ) и селективное исключение гармоник (СИГ). Способ ОМКГ основан на минимизации коэффициента гармоник за счет уменьшения амплитуд всех высших гармоник без выделения какой-либо одной гармоники, а способ СИГ позволяет исключать из спектра выходного напряжения определенные высшие гармоники.

В статье рассмотрено применение способов ОМКГ и СИГ в каскадных инверторах со ступенчатым выходным напряжением с различными амплитудами

ступенек. Обычно считается, что все напряжения всех источников постоянного напряжения, питающих мостовые коммутаторы, одинаковы по величине, что на практике не всегда достижимо, даже если в идеале напряжения всех источников одинаковы [5–6]. В данной статье для общности рассмотрения напряжения всех источников приняты разными. В статье дано краткое описание структуры многоуровневого каскадного инвертора и принципа его работы, рассмотрены алгоритмы управления на основе способов ОМКГ и СИГ. Для обоих случаев проведены компьютерное моделирование, экспериментальные исследования и сравнение полученных результатов, позволяющие выявить преимущества обоих методов.

Структура многоуровневого каскадного инвертора

Каскадный многоуровневый инвертор состоит из ряда однофазных мостовых коммутаторов. Основная цель такого многоуровневого инвертора формирование желаемого напряжения от нескольких отдельных источников постоянного напряжения, например солнечных батарей, топливных элементов, аккумуляторов, ультра-конденсаторов. Структура однофазного каскадного многоуровневого инвертора с n независимыми источниками напряжения показана на рис. 1.

Каждый источник соединен с однофазным мостовым инвертором, который позволяет сформировать три уровня напряжения: $+U_i$, 0 и $-U_i$ в соответствии с состояниями четырех силовых ключей, входящих в его состав. Выходы мостовых коммутаторов соединяются последовательно таким образом, чтобы сформированное выходное напряжение было суммой напряжений, сформированных отдельными инверторами. Число уровней выходного напряжения равно $2s + 1$, где s число независимых источников постоянного напряжения. Пример ступенчатого напряжения многоуровневого инвертора, выходное напряжение которого состоит из семи ступенек при трех незави-

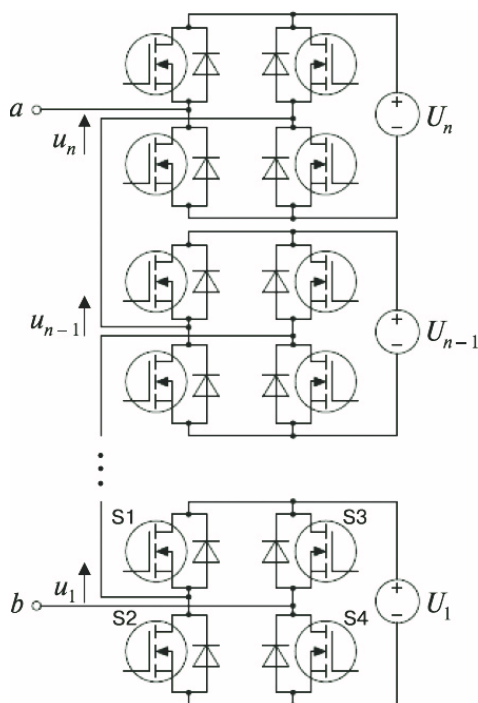


Рис. 1. Структура однофазного каскадного мостового многоуровневого инвертора с независимыми источниками с различными напряжениями

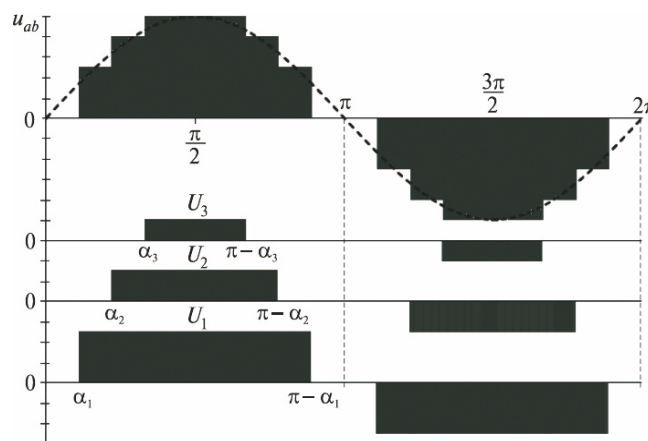


Рис. 2. Выходное напряжение инвертора при семи ступеньках за половину периода

симых источниках постоянного напряжения ($s = 3$), силовая часть которого состоит из трех мостовых коммутаторов, показан на рис. 2. Выходное напряжение определяется соотношением

$$u_{ab} = U_1 + U_2 + U_3.$$

При увеличении числа ступенек и соответствующем алгоритме управления форма выходного напряжения будет практически приближаться к синусоидальной.

Из рис. 2 видно, что напряжения ступенек равны соответственно U_1 , $U_1 + U_2$ и $U_1 + U_2 + U_3$. Эти уровни обеспечиваются источниками постоянных напряжений, величины которых могут отличаться друг от друга. Анализ напряжения на рис. 2 показывает, что существуют три возможных метода оптимизации для уменьшения коэффициента гармоник:

- оптимизируются амплитуды ступенек при их одинаковой длительности;
- оптимизируются длительности ступенек при одинаковых амплитудах;
- оптимизируются как длительность, так и амплитуды ступенек.

Далее будет рассмотрен третий метод при использовании отличных друг от друга напряжений источников питания и моментов переключения силовых транзисторов мостовых коммутаторов. Для определения оптимальных углов переключения используются численные методы, приведенные ниже.

Улучшение гармонического состава выходного напряжения

Для исключения заданных высших гармоник из спектра ступенчатого напряжения (рис. 2) необходимо определить углы переключения силовых транзисторов α_1 , α_2 , α_3 .

Разложение в ряд Фурье напряжения, сформированного с помощью источников различных уровней, имеет вид

$$u_{\text{вых}}(\omega t) = \sum_q \left\{ \left[\frac{4}{q\pi} \sum_{k=1}^s U_k \cos(q\alpha_k) \right] \right\} \sin(q\omega t). \quad (1)$$

Это напряжение состоит из основной гармоники, определяемой как

$$u_1(\omega t) = U_1 \sin(\omega t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^s [U_k \cos(\alpha_k)] \sin(\omega t) \quad (2)$$

и суммы высших гармоник

$$u_i(\omega t) = \sum_{q=3,5,\dots} \left\{ \left[\frac{4}{q\pi} \sum_{k=1}^s U_k \cos(q\alpha_k) \right] \right\} \sin(q\omega t), \quad (3)$$

где $q = 1, 3, 5, \dots$ — номер гармоники; U_k — напряжение k -го источника постоянного напряжения.

После получения обобщенного выражения для спектрального состава выходного напряжения имеется возможность использования одного из способов улучшения гармонического состава напряжения пу-

тем определения углов переключения силовых ключей мостовых коммутаторов. Наиболее предпочтительные способы — это СИГ, позволяющий за счет выбора моментов переключений исключить заданное число высших гармоник (как правило, низших из высших) [6, 8, 10], и ОМКГ, позволяющий за счет выбора моментов переключения минимизировать коэффициент гармоник напряжения [6, 8]. Второй способ позволяет улучшить спектральный состав без исключения высших гармоник с определенными номерами.

Оба эти способа хорошо подходят для улучшения качества выходного напряжения при использовании в многоуровневых инверторах. При их использовании в ряде случаев обеспечение необходимого качества выходного напряжения возможно без применения дополнительных LC -фильтров. Кроме того, силовые ключи мостовых коммутаторов отпираются и запираются один раз в течение периода выходного напряжения, что позволяет снизить потери на переключение, а также уровень электромагнитных помех [6]. Далее кратко описаны оба способа и проведено их сравнение.

Селективное исключение гармоник

Цель синтеза напряжения — определение моментов переключения

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_s,$$

позволяющих исключить ($s - 1$) определенных низкочастотных гармонических составляющих из спектра выходного напряжения и обеспечить необходимую величину основной гармоники. Математически для этого необходимо решить систему s уравнений, полученных из выражения (1).

Условие исключения гармоник записывается в следующем виде

$$\begin{aligned} \frac{4}{\pi} [U_1 \cos(\alpha_1) + U_2 \cos(\alpha_2) + \dots + U_s \cos(\alpha_s)] &= A_1; \\ U_1 \cos(3\alpha_1) + U_2 \cos(3\alpha_2) + \dots + U_s \cos(3\alpha_s) &= 0; \\ U_1 \cos(5\alpha_1) + U_2 \cos(5\alpha_2) + \dots + U_s \cos(5\alpha_s) &= 0; \\ \vdots \\ U_1 \cos[(N-2)\alpha_1] + U_2 \cos[(N-2)\alpha_2] + \dots &+ U_s \cos[(N-2)\alpha_s] = 0, \end{aligned} \quad (4)$$

где N — номер первой неисключенной высшей гармоники. Приняв, что

$$U_{\Sigma} = U_1 + U_2 + U_3 + \dots + U_s; \quad M = \frac{4A_1}{\pi U_{\Sigma}}; \quad a_s = \frac{U_s}{U_{\Sigma}},$$

систему уравнений (4) можно переписать в виде

$$\begin{aligned} a_1 \cos(\alpha_1) + a_2 \cos(\alpha_2) + \dots + a_s \cos(\alpha_s) &= M; \\ a_1 \cos(3\alpha_1) + a_2 \cos(3\alpha_2) + \dots + a_s \cos(3\alpha_s) &= 0; \\ a_1 \cos(5\alpha_1) + a_2 \cos(5\alpha_2) + \dots + a_s \cos(5\alpha_s) &= 0; \\ \vdots \\ a_1 \cos[(N-2)\alpha_1] + a_2 \cos[(N-2)\alpha_2] + \dots &+ a_s \cos[(N-2)\alpha_s] = 0. \end{aligned} \quad (5)$$

Решением системы (5) будут моменты переключения силовых ключей мостовых коммутаторов $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_s$. Поскольку система (5) представляет собой по природе систему нелинейных и трансцендентных уравнений, она может иметь множество решений. Как правило, такие системы решаются с помощью методов Ньютона [6, 10, 11], свертки или гомотопического. В данном случае применен гомотопический метод, позволяющий решать трансцендентные уравнения в значительно более простой форме.

Оптимальная минимизация коэффициента гармоник

Основная идея этого способа [8, 9] состоит в определении таких моментов переключений, при которых будет обеспечен минимальный коэффициент гармоник выходного напряжения инвертора. Для минимизации коэффициента гармоник необходимо приравнять его частные производные относительно каждого момента переключений к нулю. Это подразумевает, что частная производная от квадрата коэффициента гармоник также должна быть равна нулю, поскольку его значения всегда положительны.

После записи формулы и некоторых математических упрощений выражение для квадрата коэффициента гармоник выбранной обобщенной ступенчатой формы (периодической с нечетной четвертьволновой симметрией), показанной на рис. 2 принимает вид

$$k_r^2 = \left\{ \frac{\pi^2 \left(\sum_{k=1}^s U_k \right)^2 - \frac{2}{\pi} \left[\alpha_1 U_1^2 + \dots + \sum_{i=2}^s \alpha_i \left(U_i^2 + 2U_i \sum_{j=1}^{i-1} U_j \right) \right]}{8 \left(\sum_{k=1}^s U_k \cos \alpha_k \right)^2} \dots \right\} - 1 \quad (6)$$

Дифференцируя (6) и приравнявая результат к нулю, получаем выражение для определения значений моментов переключений для обеспечения минимума коэффициента гармоник

$$\begin{aligned} \frac{\partial k_r^2}{\partial \alpha_p} = & \left(U_p^2 + 2U_p \sum_{j=1}^{p-1} U_j \right) \left(\sum_{k=1}^s U_k \cos \alpha_k \right) + \\ & + U_p \sin \alpha_p \left\{ 2 \left[\alpha_1 U_1^2 + \sum_{i=2}^s \alpha_i \left(U_i^2 + 2U_i \sum_{j=1}^{i-1} U_j \right) \right] - \right. \\ & \left. - \pi \left(\sum_{k=1}^s U_k \right)^2 \right\} = 0, \end{aligned} \quad (7)$$

где $p = 1, 2, \dots, s$.

В [6] предполагалось, что напряжения всех источников постоянного напряжения одинаковы и отсутствует регулирование амплитуды основной гармоники. Это означает, что способ ОМКГ используется только для минимизации коэффициента гармоник без введения ограничений на величину основной гармоники. Однако основной целью любого способа управления инвертором является регулирование величины основной гармоники выходного напряжения в заданных пределах.

В данном случае способ ОМКГ применен для каскадного многоуровневого инвертора с источниками напряжения различной величины для минимизации коэффициента гармоник и обеспечения необходимой величины основной гармоники выходного напряжения. Таким образом, последнее подразумевает, что значения моментов переключения должны удовлетворять следующему условию

$$a_1 \cos(\alpha_1) + a_2 \cos(\alpha_2) + \dots + a_s \cos(\alpha_s) = M. \quad (8)$$

Как и в прошлом случае применен гомотопический метод, позволяющий решать трансцендентные уравнения в значительно более простой форме.

Анализ ступенчатых напряжений с различными амплитудами ступенек для режимов СИГ и ОМКГ

Для анализа гармонического состава напряжений, сформированных различными способами, возможны несколько способов измерения их спектрального состава. Одним из основных показателей качества напряжения инверторов является коэффициент гармоник, с помощью которого количественно определяется содержание высших гармоник в выходном напряжении. Как правило, этот коэффициент используется в качестве показателя качества силовых преобразователей такого типа.

Для примера рассмотрим инвертор, на выходе которого формируется напряжение, состоящее из пяти уровней, т. е. $s = 2$. Спектральный состав выходного ступенчатого напряжения регулируется за счет формирования моментов переключений α_1 и α_2 . Основные параметры схемы модели: $U_1 = 64,95$ В; $U_2 = 52,578$ В; частота основной гармоники выходного напряжения $f_1 = 50$ Гц. Форма напряжения режима СИГ при $\alpha_1 = 24,11^\circ$, $\alpha_2 = 82,659^\circ$ и $M = 0,55$ показана на рис. 3а, а спектральный состав – на рис. 3б.

Форма напряжения режима ОМКГ при $\alpha_1 = 17,491^\circ$, $\alpha_2 = 80,064^\circ$ и $M = 0,55$ показана на рис. 4а, а спектральный состав – на рис. 4б.

Зависимость величин углов α_1, α_2 от M , полученных для способов СИГ и ОМКГ, показана на рис. 5а, а зависимости коэффициента гармоник от M напряжений режима СИГ и ОМКГ – на рис. 5б. При этом минимум коэффициента гармоник напряжения режима СИГ $k_{r \min} = 21,83\%$ при $M = 0,75$, а для напряжения режима ОМКГ $k_{r \min} = 17,1\%$ при $M = 0,74$.

Несмотря на схожесть результатов для обоих способов, можно увидеть, что коэффициент гармоник при способе ОМКГ несколько ниже. С другой стороны, преимущество способа СИГ состоит в том, что он позволяет полностью исключить из спектра выходного напряжения заданные низшие из высших гармоник, которые, как правило, наиболее трудно поддаются фильтрации при необходимости обеспечения выходного напряжения инвертора заданного качества.

По определению, при расчете коэффициента гармоник учитываются только амплитуды гармоник, а

частоты (номера гармоник) во внимание не принимаются. Таким образом, коэффициент гармоник не позволяет связать параметры импульсного, в том числе и ступенчатого, напряжения с параметрами выходного фильтра инвертора. Такую связь можно задать с помощью коэффициента режекции гармоники (k_N) [1, 2], определяемого как

$$k_N = \frac{N^2 A_1}{A_N}.$$

Для повышения точности расчетов будем учитывать весь спектр ступенчатого напряжения, т. е.

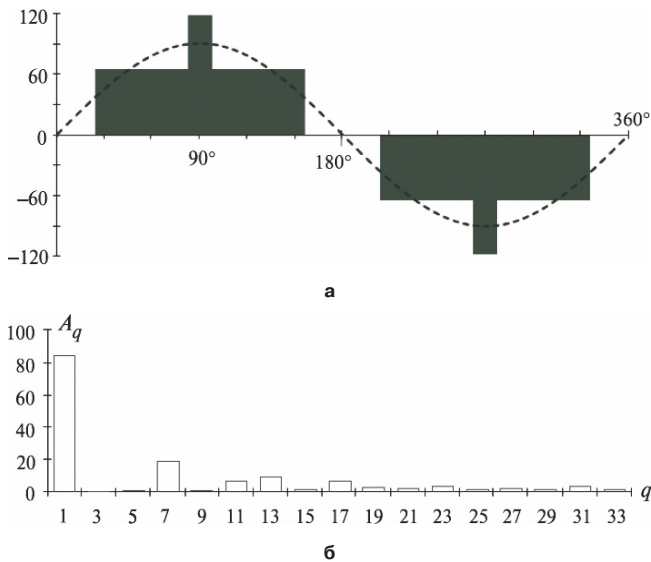


Рис. 3. Форма ступенчатого напряжения режима СИГ (а), спектральный состав (б)

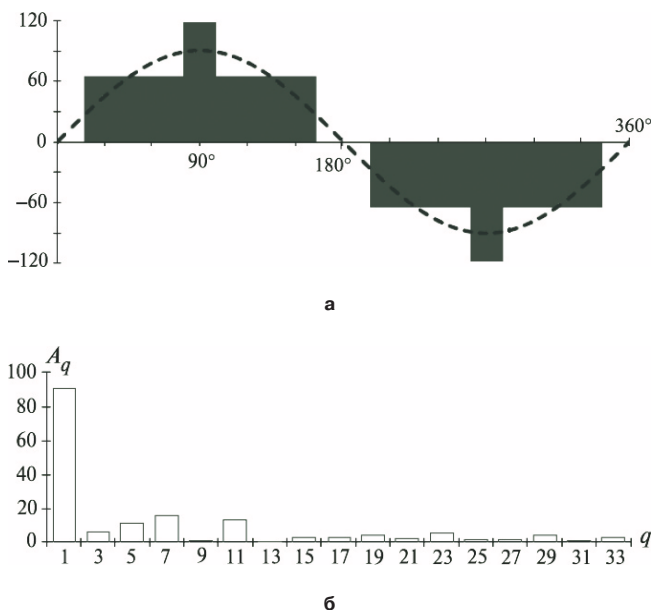


Рис. 4. Форма ступенчатого напряжения режима ОМКГ (а), спектральный состав (б)

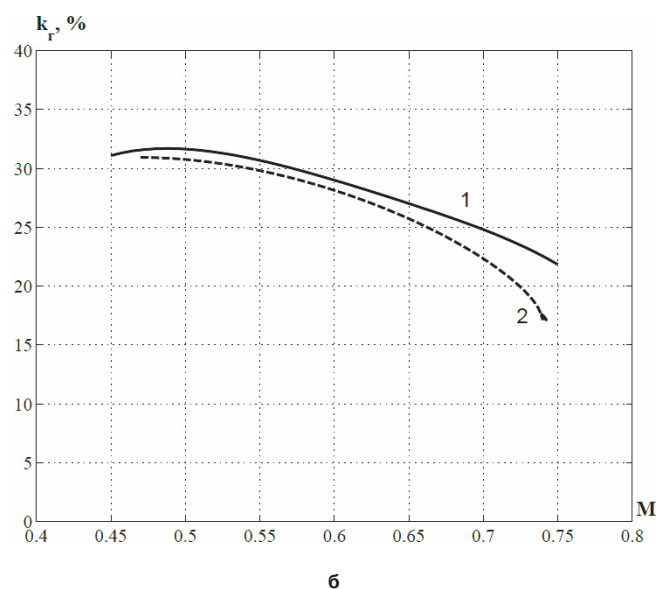
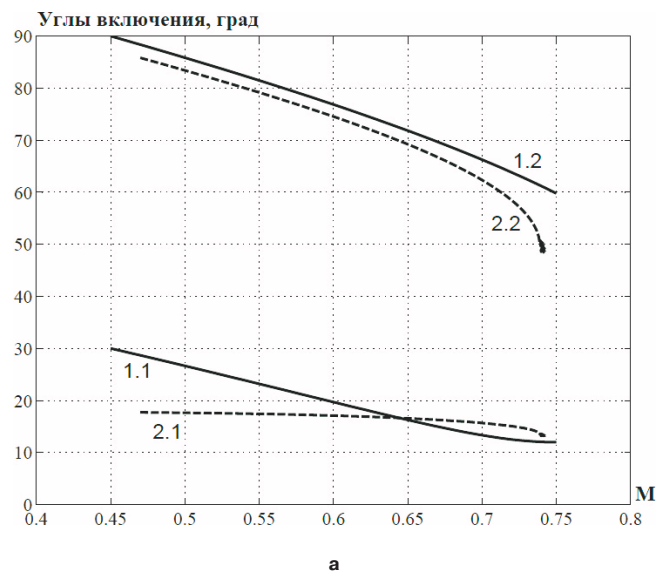


Рис. 5. Зависимости от M величин углов α_1 , α_2 (а) и коэффициентов гармоник напряжений режима СИГ и ОМКГ (1 – режим СИГ, 2 – режим ОМКГ)

$$k_N = \frac{N^2 A_1}{\sqrt{\sum_{q=3}^{\infty} A_q^2}} = \frac{N^2}{k_r}, \quad (9)$$

где A_1 — амплитуда основной гармоники;

q — номер высшей гармоники;

A_q — амплитуда q -ой гармоники;

N — номер первой неисключенной высшей гармоники;

A_N — амплитуда первой неисключенной высшей гармоники;

k_r — коэффициент гармоник ступенчатого напряжения.

Таким образом, для рассмотренных напряжений $N = 5$ для напряжения режима СИГ, а для напряжения режима ОМКГ $N = 3$.

При практических расчетах, учет более ста гармоник при расчете коэффициента гармоник не дает существенного улучшения результатов. Зависимости коэффициента режекции напряжений режимов СИГ и ОМКГ от M , рассчитанные по формуле (9), показаны на рис. 6. Из рис. 6 видно, что коэффициент режекции напряжения режима СИГ ($k_N = 114,5$) значительно превышает коэффициент режекции напряжения режима ОМКГ ($k_N = 52,71$). Следовательно, при необходимости использования на выходе инвертора силового LC-фильтра предпочтение, безусловно, следует отдавать режиму селективного исключения гармоник.

Для подтверждения полученных теоретических результатов проведено моделирование инверторов в обоих режимах с помощью программы OrCAD. В качестве силовых ключей использованы МДП-транзисторы. Все исследования проводились при индексе

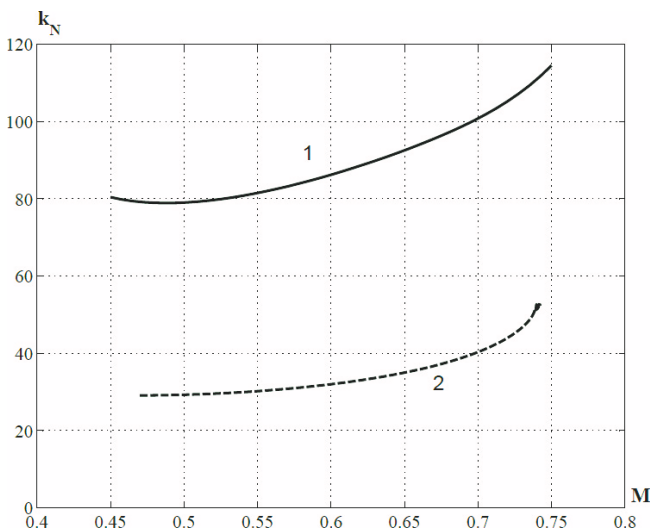


Рис. 6. Зависимость коэффициента режекции от M для способов ОМКГ и СИГ при пяти уровнях выходного напряжения (1 — режим СИГ; 2 — режим ОМКГ)

модуляции $M = 0,55$. Моменты переключений взяты из рис. 5.

Схема модели инвертора показана на рис. 7.

Форма напряжения режима СИГ показана на рис. 8а, а спектральный состав выходного напряжения, полученный с помощью нормализованного быстрого преобразования Фурье — на рис. 8б (коэффициент гармоник составляет 30,44719%). Видно, что из спектра напряжения исключены гармоники, кратные трем. Форма напряжения режима ОМКГ показана на рис. 9а, а соответствующий

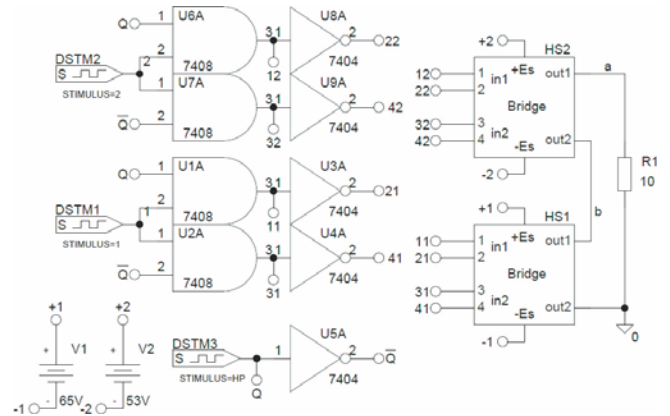
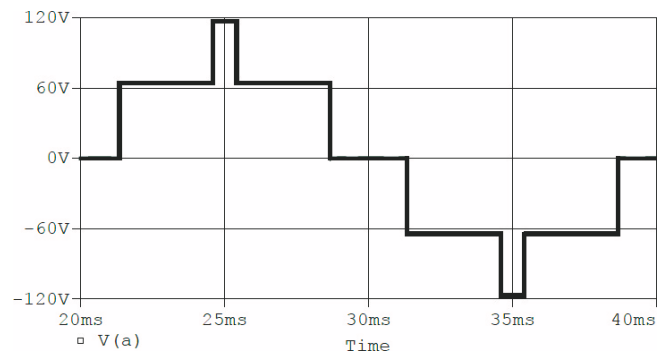
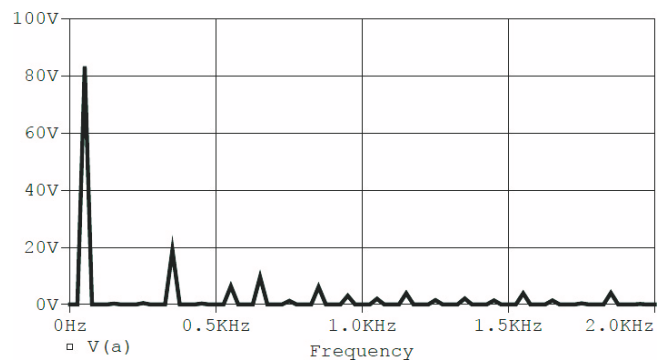


Рис. 7. Схема модели инвертора со ступенчатым выходным напряжением

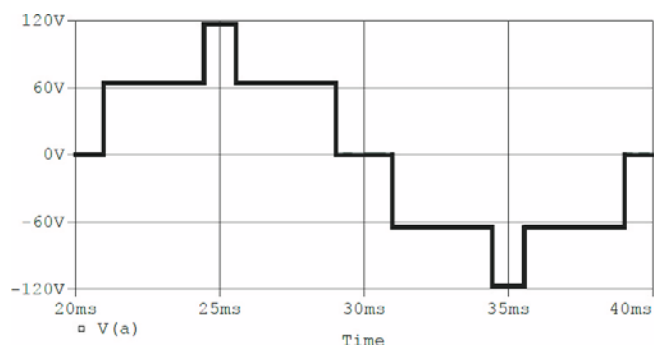


а

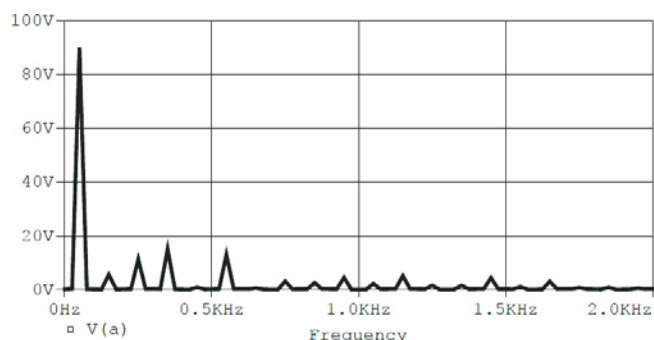


б

Рис. 8. Выходное напряжение режима СИГ при $M = 0,55$ (а); спектральный состав напряжения (б)



а



б

Рис. 9. Выходное напряжение режима ОМКГ при $M = 0,55$ (а); спектральный состав напряжения (б)

шие результаты спектрального анализа — на рис. 9б (коэффициент гармоник составляет 29,55377%). Результаты расчета коэффициента гармоник программой *PSpice* несколько отличаются от расчетных, поскольку программа позволяет учесть только 100 гармоник. Тем не менее, результаты моделирования полностью подтверждают результаты расчетов.

По результатам расчетов и моделирования можно отметить, что

- как и ожидалось, коэффициент гармоник напряжения, сформированного по способу ОМКГ ниже, чем у напряжения, сформированного по способу СИГ. Но их отличие крайне незначительно, особенно при малых значениях M ;
- способ СИГ позволяет полностью исключить низшие из высших гармоник, а при способе ОМКГ в спектре присутствуют все высшие гармоники включая низшие. Таким образом, в случае использования фильтров предпочтение следует отдать способу СИГ;
- несмотря на то, что способ СИГ позволяет полностью исключить низшие из высших гармоник, k_r выходного напряжения, сформированного способом ОМКГ, меньше в широком диапазоне изменения индекса модуляции, начиная с $M = 0,55$. Это объясняется большими величинами

амплитуд неисключенных гармоник при способе СИГ.

Выводы

Способ оптимальной минимизации коэффициента гармоник (ОМКГ) используется для снижения величины коэффициента гармоник выходного ступенчатого напряжения в каскадных инверторах. Для полного исключения ряда низших из высших гармоник из спектра выходного напряжения в таких инверторах может быть использован способ селективного исключения гармоник (СИГ).

Рассмотрено применение обоих способов для формирования выходного напряжения, состоящего из пяти уровней, при различных величинах напряжений источников питания мостовых коммутаторов и регулировании амплитуды основной гармоники выходного напряжения.

Показано, что оба способа позволяют улучшить спектральный состав выходного напряжения инвертора. Если основным показателем качества напряжения является коэффициент гармоник, предпочтение следует отдавать способу ОМКГ, обеспечивающему несколько меньший коэффициент гармоник.

Преимущество способа СИГ состоит в возможности полного исключения заданных низших из высших гармоник, наиболее трудно поддающихся фильтрации, при несколько большем по величине коэффициенте гармоник.

Литература

1. Малышков Г. М. Коэффициент режекции гармоники. В кн.: “Электронная техника в автоматике”: Сб. статей; Вып. 7 / Под ред. Ю. И. Конева. — М.: Радио и связь, 1983, С. 162–169.
2. Лукин А. В., Крючков В. В., Малышков Г. М., Соловьев И. Н. и др. Транзисторные преобразователи электрической энергии // Под ред. А. В. Лукина и Г. М. Малышкова. — М.: АОЗТ “ММП-Ирбис”, 2002, С. 107–108.
3. F. Peng. A Generalized Multilevel Inverter Topology with Self Voltage Balancing. — IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, No. 2, pp. 611–618, March 2001.
4. J. Rodriguez, J. S. Lai, and F. Z. Peng. Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications. — IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, pp. 724–738, August 2007.
5. L. M. Tolbert, J. N. Chiasson, Z. Du, and K. J. McKenzie. Elimination of Harmonics in a Multilevel Converter with Nonequal DC Sources. — IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 41, No. 1, pp. 75–81, January/February 2005.
6. M. G. Hosseini Aghdam, S. H. Fathi, G. B. Gharehpetian. Elimination of Harmonics in a Multi-Level Inverter with Unequal DC Sources Using the Homotopy Algorithm. — 2007 IEEE International Symposium on

Industrial Electronics (IEEE –ISIE 2007), Vigo, Spain, pp. 578–583, June 47, 2007.

7. *E. Guan, P. Song, M. Ye, and B. Wu.* Selective Harmonic Elimination Techniques for Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters. – The 6th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (IEEE PEDS 2005), Kuala Lumpur, Malaysia, pp. 1441–1446, 28 November – 1 December 2005.

8. *Y. Sahali, and M. K. Fellah.* Optimal Minimization of the Total Harmonic Distortion (OMTHD) Technique for the Symmetrical Multilevel Inverters Control. – First National Conference on Electrical Engineering and its Applications (CNEA04), Sidi-bel-Abbes, May 2425, 2004.

9. *L. M. Tolbert, F.Z.Peng, T. Cunningham and J. N. Chiasson.* Charge Balance Control Schemes for Cascade Multilevel Converter in Hybrid Electric Vehicles. – IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 5, October 2002.

10. *Q. Jiang, and T. A. Lipo.* Switching Angles and DC Link Voltages Optimization for Multilevel Cascade

Inverters. – Electric Power Components and Systems, Vol. 33, No. 14, October 2005.

11. *S. Sirisukprasert, J. Lai, and T. Liu.* Optimum Harmonic Reduction with a Wide Range of Modulation Indexes for Multilevel Converters. – IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, pp. 875–881, August 2002.

12. *J. R. Wells, X. Geng, P. L. Chapman, P. T. T. Krein, and B. M. Nee.* Modulation-Based Harmonic Elimination. – IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 1, pp. 336–340, January 2007.

Аверин Сергей Владимирович, к. т. н., доцент кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел. +7(499) 158-45-59, e-mail: acb@starlink.ru;

Анисимова Татьяна Викторовна, аспирант кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел.: +7(499)158-45-59.

Данилина Анастасия Николаевна, аспирант кафедры “Микроэлектронных электросистем” МАИ, тел.: +7(499)158-45-59.

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

Публикация в сборнике бесплатна для авторов.
Язык журнала — русский.

Для публикации статьи необходимо предоставить:

- ✧ заявление от автора (авторов) в электронном и бумажном видах;
- ✧ статью в электронном (в формате **не выше MS Word 2003**) и бумажном видах.

Статья должна содержать:

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

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

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

Требования к оформлению статей:

- ☞ Поля: верхнее, нижнее — по 2 см; левое — 3 см, правое — 1,5 см;

- ☞ Шрифт: **Times New Roman**, размер: 10;
- ☞ Текст без расстановки переносов в словах;
- ☞ Межстрочный интервал: одинарный;
- ☞ Отступ первой строки: 0,5 см;
- ☞ Выравнивание текста: по ширине;
- ☞ Исполнение формул: редактор формул **Equation** (стиль математический). Обозначения в тексте по возможности не делать в редакторе формул;
- ☞ Шрифт обозначений *устройств* (C — конденсатор, VD — диод, L — дроссель и т.п.) — прямой:
 - цифровое окончание обозначения устройства ($C1$, $VD2$ и т. п.) — не в индексе, шрифт прямой;
 - буквенное, цифровое+буквенное окончания обозначения устройства (C_D , L_{m1} и т. п.) — в индексе, шрифт прямой.
- ☞ Шрифт обозначений *параметров* (C — емкость, I — ток, L — индуктивность и т.п.) — наклонный:
 - буквенное, цифровое, буквенное+цифровое окончания обозначения устройства (I_1 , L_S , $U_{упр1}$ и т. п.)
 - в индексе, цифровое и буквенное русское окончание — шрифт прямой, буквенное латинское окончание — шрифт наклонный;
- ☞ Формат иллюстраций: **.tif, .eps, .ai** (просьба прилагать отдельными (оригинальными) файлами, дублируя в тексте статьи). **Подписи к рисункам не вносить в рисунки.**

Стоимость размещения полноцветной рекламы в журнале “Практическая силовая электроника”

Формат	Размер, мм	Стоимость, руб.
0,5 А4	190 × 130	1500
А4	210 × 290	2250
3-я стр. обложки	210 × 290	3300
4-я стр. обложки	210 × 290	3900
2-я стр. обложки	210 × 290	5400

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