

МОДУЛЬНЫЙ ИНВЕРТОРНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ С АКТИВНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Бурлака В. В.

Представлено схемное решение инверторного источника питания с трехфазным входом и активной коррекцией коэффициента мощности. Источник имеет модульную структуру, что позволяет сохранить ограниченную работоспособность при выходе из строя одного или нескольких модулей. Благодаря использованию принципа прямого преобразования сокращено количество ключевых элементов в силовой цепи, что позволяет снизить потери энергии в преобразователе. Источник обеспечивает гальваническую развязку выхода посредством высокочастотных импульсных трансформаторов. Представлен вариант схемы источника с минимизированными потерями энергии за счет применения RB IGBT транзисторов на первичной стороне и синхронного выпрямителя на силовых MOSFET транзисторах – на вторичной. Приведены также алгоритмы формирования ШИМ сигналов управления силовыми ключами.

Представлено схемне рішення інверторного джерела живлення з трифазним входом і активною корекцією коефіцієнта потужності. Джерело має модульну структуру, що дозволяє зберегти обмежену працездатність при виході з ладу одного або декількох модулів. Завдяки використанню принципу прямого перетворення скорочено кількість ключових елементів в силовому ланцюзі, що дозволяє знизити втрати енергії в перетворювачі. Джерело забезпечує гальванічну розв'язку виходу за допомогою високочастотних імпульсних трансформаторів. Представлено варіант схеми джерела живлення з мінімізованими втратами енергії за рахунок застосування RB IGBT транзисторів на первинній стороні і синхронного випрямлювача на MOSFET транзисторах – на вторинній. Наведено також алгоритми формування ШИМ сигналів керування силовими ключами.

A topology of inverter-type power supply with three-phase input and active power factor correction is presented. The supply has a modular structure that allows keeping limited functionality in case of failure of one or more modules. By using the direct conversion principle, the number of semiconductor elements in the power path is reduced, thus reducing energy losses in the converter. The presented power supply provides output galvanic isolation by means of high frequency pulse transformers. A variant of power supply with improved efficiency and minimized losses is also presented. The latter is achieved by using Reverse-Blocking IGBTs on primary side and using synchronous rectification with the power MOSFETs on the secondary side. The algorithm of PWM gate signals generation for achieving unity power factor is also presented.

Бурлака В. В.

канд. техн. наук, доц. ПГТУ
vburlaka@rambler.ru

УДК 621.341.572

Бурлака В. В.

МОДУЛЬНЫЙ ИНВЕРТОРНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ С АКТИВНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

При решении задач проектирования источников питания возникает необходимость в создании эффективных преобразователей многофазного (например, трехфазного) переменного напряжения в постоянное. При этом преобразователь должен удовлетворять жестким условиям по качеству потребляемого тока, выходного напряжения (или тока), иметь хорошие массогабаритные характеристики и высокое быстродействие [1–3]. Кроме того, часто из соображений безопасности требуется обеспечить гальваническую развязку выхода источника питания от сети.

Импульсные источники питания, удовлетворяющие современным требованиям к спектральному составу потребляемого тока, обычно строятся по схеме двойного (AC-DC-AC) преобразования. Первый преобразователь – корректор коэффициента мощности, работающий на накопитель энергии (обычно конденсатор большой емкости), второй – DC/DC преобразователь, обеспечивающий заданные параметры выходного напряжения и, при необходимости, гальваническую развязку выхода.

Основными недостатками таких систем являются повышенные потери из-за двойного преобразования и ухудшенные массогабаритные показатели из-за наличия высоковольтных электролитических конденсаторов большой емкости, имеющих низкую надежность и ограниченный рабочий диапазон температур.

В настоящее время активно ведутся работы по разработке источников питания, лишенных указанных недостатков.

Целью работы является создание инверторного источника питания непосредственного преобразования с многофазным входом.

Автором ранее были предложены схемные решения источников питания с коррекцией коэффициента мощности и гальванической развязкой на основе VIENNA Rectifier [1] и трехфазного обратноходового (Flyback) преобразователя [2] (являющегося модифицированной и улучшенной версией источника [3]), разработаны методы управления ими. В указанных источниках используется однокантный режим работы импульсных трансформаторов, что ведет к неэффективному использованию их магнитопроводов и ухудшению массогабаритных показателей.

Этот недостаток устранен в разработанном автором преобразователе (рис. 1). Источник питания состоит из идентичных фазных модулей, входы которых подключены к многофазной сети переменного тока, а выходы соединены согласно-последовательно. Отличительной особенностью является модульная структура источника, что позволяет упростить его изготовление и повысить надежность, поскольку принцип построения схемы позволяет сохранить ограниченную работоспособность при выходе из строя одного или нескольких фазных модулей.

Анализ работы источника удобно проводить, пользуясь схемой, приведенной на рис. 2, где транзисторы VT1, VT2 обозначены как двунаправленный ключ S1, транзисторы VT3, VT4 соответственно – как ключ S2. В каждой фазе источника питания установлен высокочастотный трансформатор, первичные обмотки которого (I и II) включены таким образом, что ток намагничивания имеет разную полярность, в зависимости от включенного ключа (для фазы A это трансформатор T1 и ключи S1, S2). Два конденсатора (C1, C2) предназначены для ограничения перенапряжений при переключении ключей. Выходная обмотка (III)

трансформатора подключена к двухполупериодному выпрямителю (VD1, VD2). Система управления обеспечивает поочередное включение ключей S1 и S2 с высокой частотой и заданной скважностью.

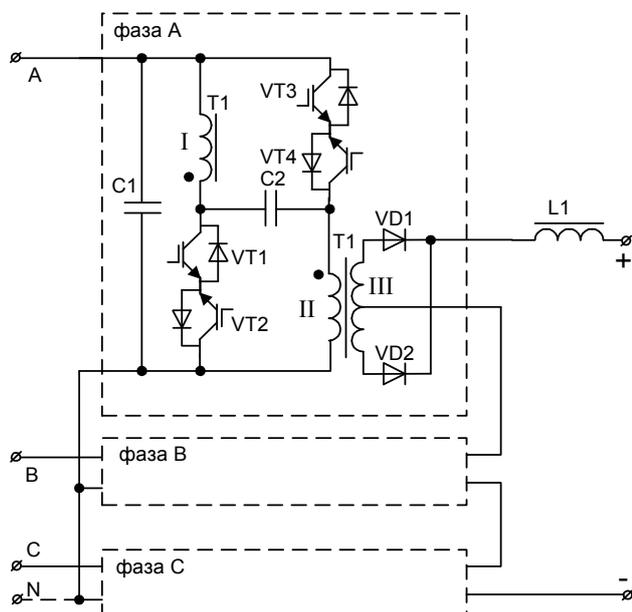


Рис. 1. Схема силовой части источника

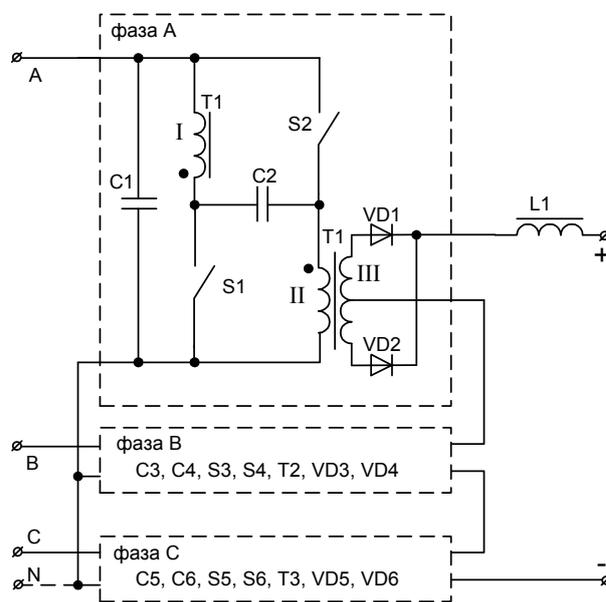


Рис. 2. Схема замещения

Рассмотрим процессы, протекающие в элементах, соединенных с фазой *A*. В других фазах процессы аналогичны. Для упрощения примем ряд допущений: ток намагничивания трансформаторов и их индуктивности рассеяния равны нулю; падение напряжения на открытых диодах и транзисторах равно нулю; ток нагрузки постоянный; входные напряжения образуют симметричную многофазную (в данном случае трехфазную) систему.

При замыкании ключа S1 первичная обмотка трансформатора подключается к входному напряжению. Напряжение, которое появляется на выходной обмотке, открывает один из выходных диодов и закрывает другой, в зависимости от знака входного напряжения. Ток первичной обмотки трансформатора (и ключа S1) при этом равен приведенному току нагрузки. Напряжения на конденсаторах C1 и C2 одинаковы и равны мгновенному входному напряжению. После закрытия S1 напряжение на выходной обмотке исчезает, ток нагрузки равномерно распределяется между выходными диодами. При открытии S2 процессы идут аналогично с той разницей, что производная от потокосцепления трансформатора имеет противоположный знак. Это позволяет избежать насыщения магнитопровода и обеспечить двухтактный режим работы.

Для обеспечения близкого к единице входного коэффициента мощности входные токи устанавливают пропорциональными соответствующим фазным напряжениям. Для выполнения этого условия скважность открытия ключей в каждой фазе должна быть установлена пропорционально модулю мгновенного входного напряжения соответствующей фазы.

Ключи S1, S2 должны быть рассчитаны на напряжение, не меньшее удвоенной амплитуды входного фазного напряжения.

Если силовые ключи фазы *A* переключаются со скважностью $D_a(t)$, можно вычислить локальные средние значения входного тока и выходного напряжения за период переключения. При этом скважность (D_{max}) не должна превышать 0,5 (при больших скважностях оба ключа будут включены одновременно, что приведет к короткому замыканию входа). Для проведения анализа работы источника на рис. 3 приведена его схема замещения для локальных средних.

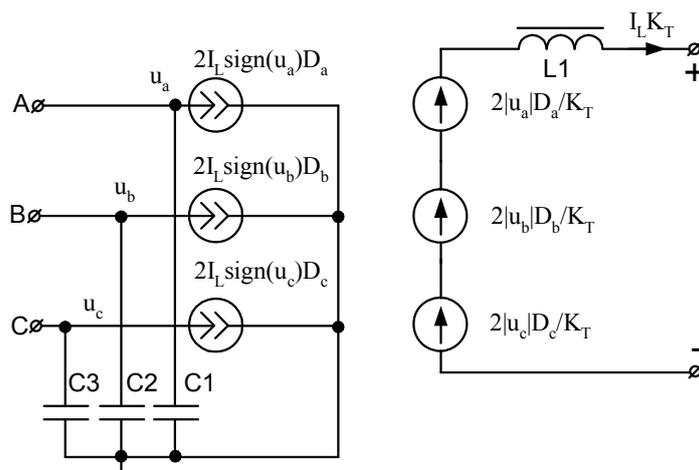


Рис. 3. Схема замещения источника рис. 2 для локальных средних

Локальный средний входной ток равен:

$$\hat{i}_a(t) = 2I_L \cdot \text{sign}(u_a(t)) \cdot D_a(t). \quad (1)$$

Коэффициент 2 в правой части (1) появляется из тех соображений, что ток потребляется два раза за период переключения (один раз – при включенном S1, второй – при включенном S2). Знак входного тока всегда совпадает со знаком напряжения благодаря действию выходного выпрямителя. Выходное напряжение соответственно равно:

$$\hat{e}_a(t) = 2 \frac{|u_a(t)|}{K_T} \cdot D_a(t), \quad (2)$$

где K_T – коэффициент трансформации.

Условие близкого к единице входного коэффициента мощности: $D_a(t) = v \cdot |u_a(t)|$,

где v – коэффициент пропорциональности.

Выходное напряжение трех фаз источника питания при питании от трехфазной симметричной сети:

$$\begin{aligned} \hat{e}_a(t) + \hat{e}_b(t) + \hat{e}_c(t) &= 2 \frac{|u_a(t)|}{K_T} \cdot v \cdot |u_a(t)| + 2 \frac{|u_b(t)|}{K_T} \cdot v \cdot |u_b(t)| + 2 \frac{|u_c(t)|}{K_T} \cdot v \cdot |u_c(t)| = \\ &= 2 \frac{v}{K_T} (u_a^2(t) + u_b^2(t) + u_c^2(t)) = 3 \frac{v}{K_T} U_m^2. \end{aligned} \quad (3)$$

В выходном напряжении нет компонентов с частотой сети или ее гармоник, что позволяет уменьшить индуктивность выходного дросселя (L1). Нейтрализация гармоник частоты сети справедлива для любого числа фаз входных напряжений при условии их симметрии.

Управление выходным напряжением осуществляется изменением параметра v при соблюдении условия ограничения скважности $D_a(t) \leq D_{\max}$. Подставив соответствующие выражения, получаем:

$$v \cdot |u_a(t)| \leq D_{\max}; \quad (4)$$

$$v \leq \frac{1}{2U_m}. \quad (5)$$

Отсюда максимальное выходное напряжение источника:

$$[\hat{e}_a(t) + \hat{e}_b(t) + \hat{e}_c(t)]_{\max} = \frac{3 U_m}{2 K_T}. \quad (6)$$

Варианты практической реализации источника с силовой частью по рис. 2 могут быть различными. На рис. 4, а–в приведены несколько вариантов.

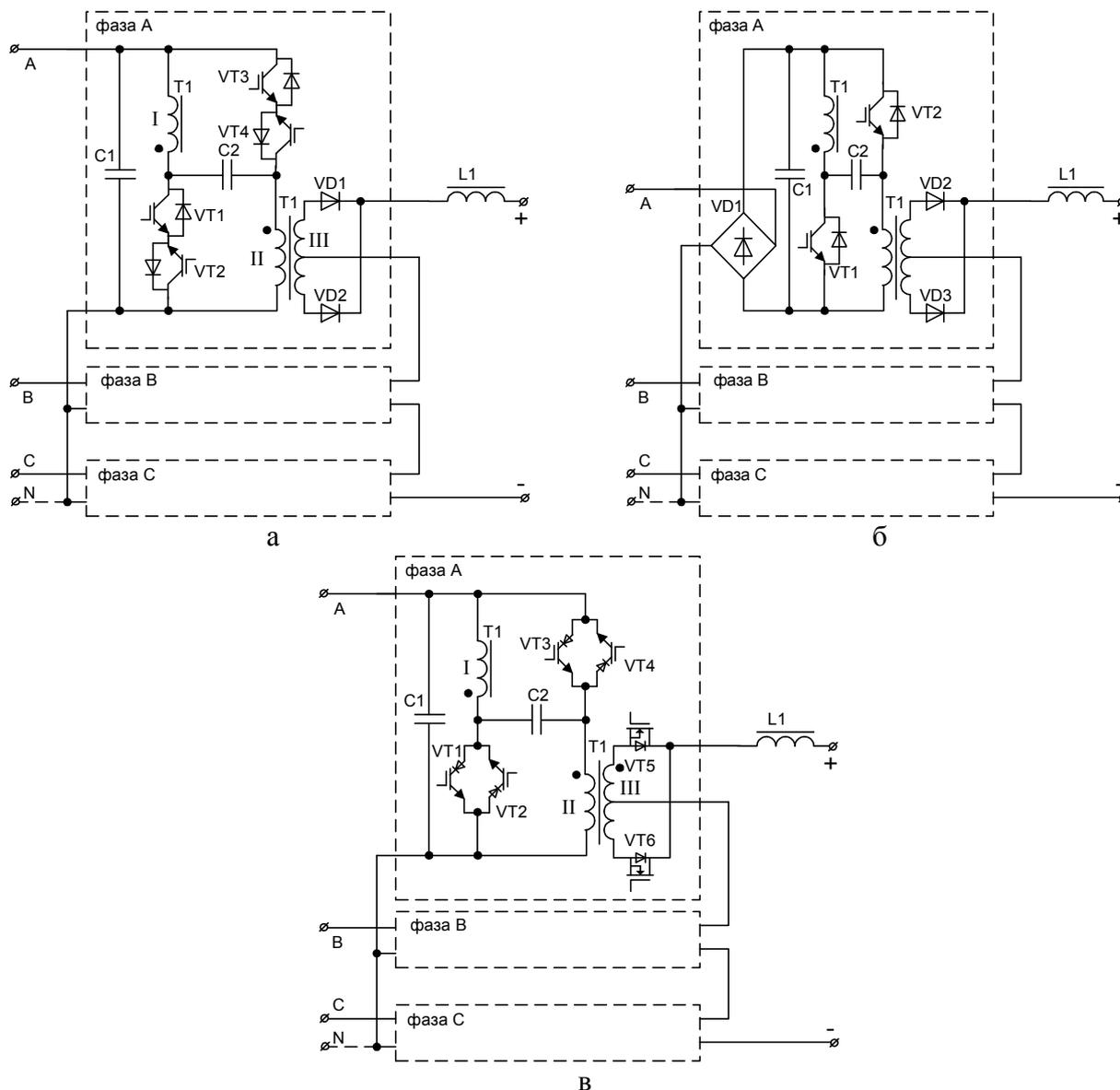


Рис. 4. Варианты силовой части источника по рис. 2:

а – с встречно-последовательно включенными IGBT; б – с диодным мостом на входе каждого фазного модуля; в – с применением RB IGBT и синхронным выпрямителем

На рис. 4, а двунаправленные ключи выполнены в виде двух встречно-последовательно соединенных IGBT транзисторов с обратными диодами.

В варианте схемы, показанном на рис. 4, б, на входе каждого фазного модуля установлен диодный мост, что позволяет вдвое сократить количество силовых транзисторов и упростить систему управления. Цена упрощения – сниженный КПД из-за увеличения числа полупроводниковых элементов в силовой цепи (два диода моста и транзистор).

В варианте, приведенном на рис. 4, в, ключи выполнены из двух встречно-параллельно соединенных RB IGBT транзисторов, способных выдерживать обратное напряжение. Это решение позволяет свести количество полупроводниковых элементов в силовой цепи источника до одного, тем самым повысить эффективность. Кроме этого, для снижения потерь энергии на выходе применен синхронный выпрямитель на MOSFET транзисторах с малым сопротивлением канала.

Контроллер каждой фазы формирует два широтно-импульсных сигнала Φ_1 и Φ_2 (для ключей S1 и S2). Эти сигналы распределяются между транзисторами в зависимости от знака фазного напряжения. В табл. 1 приведено это распределение для фазы A.

Таблица 1

Распределение управляющих сигналов

Фазное напряжение	VT1	VT2	VT3	VT4
$u_{AN} > 0$	Φ_1	1	Φ_2	1
$u_{AN} < 0$	1	Φ_1	1	Φ_2

Формирование управляющих сигналов в источнике по рис. 4 для транзисторов фазы A приведено в табл. 2 (восклицательный знак (!) означает операцию логического отрицания – NOT).

Таблица 2

Распределение управляющих сигналов в источнике с синхронным выпрямителем

Фазное напряжение	VT1	VT2	VT3	VT4	VT5	VT6
$u_{AN} > 0$	Φ_1	1	Φ_2	1	$!\Phi_1$	$!\Phi_2$
$u_{AN} < 0$	1	Φ_1	1	Φ_2	$!\Phi_2$	$!\Phi_1$

Пары сигналов (Φ_1 ; $!\Phi_1$) и (Φ_2 ; $!\Phi_2$) формируются с бестоковой паузой, необходимой для корректной коммутации силовых ключей и предотвращения замыкания вторичной цепи трансформатора.

ВЫВОДЫ

В работе решена задача создания инверторного источника питания непосредственного преобразования с многофазным входом. Разработанный источник имеет коррекцию коэффициента мощности и высокочастотную трансформаторную гальваническую развязку выхода.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бурлака В. В. VIENNA rectifier с прямым переносом энергии [Текст] / В. В. Бурлака, С. В. Гулаков // Сучасні проблеми радіотехніки та телекомунікацій «РТ-2012»: матеріали 8-ї Міжнар. молодіжної наук.-техн. конф., 23–27 квітня 2012 г. – Севастополь: Вид-во СевНТУ, 2012. – С. 45.
2. Бурлака В. В. Импульсный 3-фазный источник питания с непосредственным преобразованием и активной коррекцией коэффициента мощности [Текст] / В. В. Бурлака, С. В. Гулаков // Праці Луганського відділення Міжнародної академії інформатизації. – Луганськ, 2011. – № 3(25) 2011. – С. 116–121.
3. Kolar J. W. A Novel Three-Phase Three-Switch Three-Level PWM Rectifier / J. W. Kolar, F. C. Zach // Proceedings of the 28th Power Conversion Conference, Nurnberg, Germany, June 28–30, 1994. – P. 125–138.

Статья поступила в редакцию 21.12.2012 г.