

Основные принципы создания преобразователей постоянного напряжения

в стабилизированное переменное напряжение синусоидальной формы сетевой частоты

В работе рассматриваются основные принципы создания преобразователей постоянного напряжения в переменное для создания автономной солнечной электростанции. Наиболее тщательно проанализирована схема основного узла — параллельного инвертора со стабилизацией выходного напряжения.

Норик Петросян,
д. т. н., профессор

v-khotanan@yandex.ru

Дереник Киракосян

dkashnak@mail.ru

Введение

В последнее время в нашей стране и за рубежом большое развитие получили малые системы генерации электрической и тепловой энергии, расположенные непосредственно у потребителя. Такие системы могут быть полностью автономными либо работать параллельно с централизованными электрическими сетями, обеспечивая снижение расходов на потребляемую энергию и резервирование питания в случае отключения централизованного энергоснабжения. В таких системах возникает необходимость использования преобразователей постоянного напряжения в переменное, так как без них невозможно обеспечить передачу энергии от первичного источника в сеть. В преобразователях постоянного напряжения в переменное наиболее часто в качестве первичного источника электроэнергии постоянного тока используются фотоэлектрические элементы разных типов, поэтому несколько более подробно остановимся на их описании [1–7].

Описание солнечных элементов

Производство фотоэлектрических элементов и солнечных коллекторов развивается быстрыми темпами в самых разных направлениях. Солнечные батареи бывают различного размера: от встраиваемых в микрокалькуляторы до занимающих крыши автомобилей и зданий. Солнечные батареи крупного размера, как и солнечные коллекторы, очень широко используются в тропических и субтропических регионах с большим количеством солнечных дней. С целью получения требуемой мощности и рабоче-

го напряжения модули соединяют последовательно и параллельно. Мощность солнечной батареи всегда ниже, чем сумма мощностей отдельных модулей, из-за потерь, обусловленных различием в характеристиках однотипных модулей, а также потерь в соединительных шинах [2–9].

Блок-схема солнечной электростанции, построенной на базе мощного модуля солнечной батареи, показана на рис. 1.

Важными компонентами солнечной батареи являются преобразователи напряжения, способные согласовывать солнечную батарею с нагрузкой. Обычно в УОММ реализуется принцип поиска номинальной мощности путем коротких периодических изменений положения рабочей точки, то есть непрерывно оптимизируется нагрузочная характеристика для отбора максимальной мощности, а также обеспечивается воз-

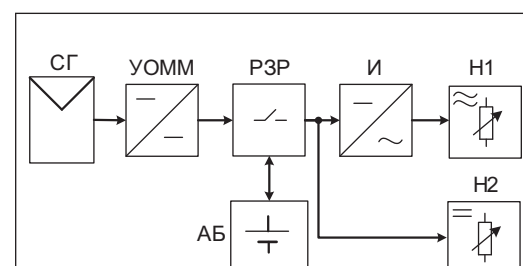


Рис. 1. Схема автономной солнечной электростанции: СГ — солнечный генератор; УОММ — устройство отбора максимальной мощности; РЗР — регулятор зарядки/разрядки; И — инвертор; Н1 — потребитель переменного напряжения; Н2 — потребитель постоянного напряжения

возможность регулировки в широком динамическом диапазоне и формирования импульсов тока, способных зарядить аккумуляторную батарею даже в условиях слабой освещенности.

В большинстве фотоэлектрических систем применяют свинцово-кислотные аккумуляторы. Аккумуляторы, специально предназначенные для солнечных батарей, существенно отличаются от автомобильных [5].

- Основные критерии выбора аккумуляторов:
- стойкость к циклическому режиму работы;
 - способность переносить без последствий глубокий разряд;
 - низкий саморазряд аккумулятора;
 - нечувствительность к нарушению условий зарядки и разрядки;
 - долговечность;
 - простота в обслуживании;
 - компактность и герметичность.

Этим требованиям в полной мере удовлетворяют аккумуляторы, изготовленные по технологиям Dryfit и AGM (адсорбированный электролит) или рекомбинационной технологии. Конструкция этих аккумуляторов обеспечивает высокие значения мощности разряда в расчете на единицу объема [5]. Они характеризуются отсутствием эксплуатационных затрат и перекрывают диапазон емкостей 1–12000 А·ч, что позволяет удовлетворять требованиям большинства потребителей. Указанные особенности этих аккумуляторов позволяют компоновать мощные батарейные системы в условиях ограниченного пространства, что является особенно актуальным при оснащении систем бесперебойного питания переменного тока UPS.

Для продления срока службы аккумуляторов при циклическом режиме работы в солнечных батареях важно не допускать глубокого разряда. Чтобы защитить батарею от избыточной разрядки, нагрузка должна быть отключена при снижении напряжения батареи ниже критического значения (напряжение отключения). Аналогично для защиты от перезарядки надо ограничить зарядный ток при достижении напряжения завершения зарядки.

Солнечный генератор (каким бы сложным он ни был) вырабатывает лишь постоянный ток. Несмотря на то, что есть много потребителей, использующих именно постоянный ток (зарядка аккумуляторов, освещение, радиоаппаратура и т. д.), основная часть электроники работает на переменном токе. С учетом этого немаловажным является создание преобразователей и агрегатов бесперебойного питания (АБП) для преобразования постоянного тока аккумуляторной батареи в переменный ток синусоидальной формы.

Исследование основных структур и отдельных узлов таких преобразователей и является целью настоящей статьи.

Анализ основных структур АБП

На рис. 2 приведены основные структуры АБП.

Наиболее часто АБП строятся с применением статических преобразователей и используют в качестве резервного источника аккумулятор-

ную батарею (АБ) [9–11]. Распространенные в настоящее время АБП состоят из выпрямителя (часто совмещенного с зарядным выпрямителем (ЗВ)), инвертора, быстродействующего контактора или статического переключателя (СП), а также из различных устройств контроля и диагностики. В АБП используют как управляемые, так и неуправляемые выпрямители (УВ, НВ). В последнем случае для заряда АБ используют отдельный ЗВ [10].

С целью уменьшения влияния УВ на ИП, особенно при соизмеримой мощности УВ, часто прибегают к увеличению его фазности или применяют специальные компенсирующие устройства.

В АБП особое место отводится инверторам, так как надежность системы, качество энергии и технико-экономические показатели во многом зависят от них. При больших мощностях в этих инверторах в качестве силового ключа в основном используются тиристоры.

В современных АБП длительность переключения электропитания нагрузки в основном определяется быстродействием применяемых тиристоров и способом их коммутации. В случаях, когда нагрузка чувствительна к отклонениям параметров сети (амплитуда, частота, форма, кратковременные отклонения), часто применяют структуру АБП, показанную на рис. 2а [6]. УВ осуществляет заряд и подзаряд АБ и обеспечивает питание инвертора. При исчезновении напряжения сети энергия в нагрузку поступает от АБ через тот же инвертор, поэтому перерыв в электропитании нагрузки отсутствует. Бесперебойность энергоснабжения потребителя в такой системе всецело зависит от надежности УВ и инвертора. Выход любого из них из строя может привести к перерыву в электропитании.

Приведенная на рис. 2б структура, с точки зрения экономичности и надежности, более эффективна. При исчезновении напряжения сети нагрузка переключается на питание от АБ через инвертор. Если же инвертор работает в облегченном режиме, то при исчезновении напряжения сети снимается блокировка импульсов управления инвертором и подается сигнал на переключение нагрузки.

Энергетические показатели системы в этом режиме выше, чем в ненагруженном. Очевидно, что структура, показанная на рис. 2б, при низком качестве напряжения сети не может удовлетворить требованиям потребителей. Энергетические показатели этой структуры улучшаются заменой УВ на НВ [10]. НВ питает только инвертор, а для заряда и подзарядки АБ применяется специальный ЗВ небольшой мощности (рис. 2в). В структуре на рис. 2в используется еще и запорное устройство (ЗУ), посредством которого отсекается ЗВ от НВ. В данной структуре инвертор должен обладать высокими динамическими показателями, так как на его входе возможны большие скачки напряжения [10]. Существуют также другие структуры АБП, являющиеся комбинациями рассмотренных выше [9–11].

Анализ рассмотренных структур АБП показывает, что почти во всех имеется некоторая избыточность, обусловленная, в основном, стремлением обеспечить высокую надежность питания потребителей или уменьшение времени перерыва в снабжении.

В последние годы чаще встречаются АБП с многофункциональными преобразователями, которые выполняют функции как инвертирования, так и выпрямления. Эти преобразователи известны в электротехнике как «обратимые» (ОП). Простейшая структура АБП с ОП приведена на рис. 2г [10]. В ней основное питание нагрузки осуществляется от сети через СП, а ОП работает в выпрямительном режиме, заряжая (подзаряжая) АБ. В случаях исчезновения напряжения сети или недопустимых отклонений его параметров ОП переходит в инверторный режим и осуществляет питание преобразованным током АБ.

В зависимости от поставленной задачи можно использовать ту или иную структуру АБП, рассмотренную выше.

Отметим, что вне зависимости от выбранной структуры важнейшим узлом в них являются инверторы, с помощью которых на выходе формируется переменное напряжение (близкое к синусоидальному) заданной частоты. Также осуществляется стабилизация выходных параметров источника.

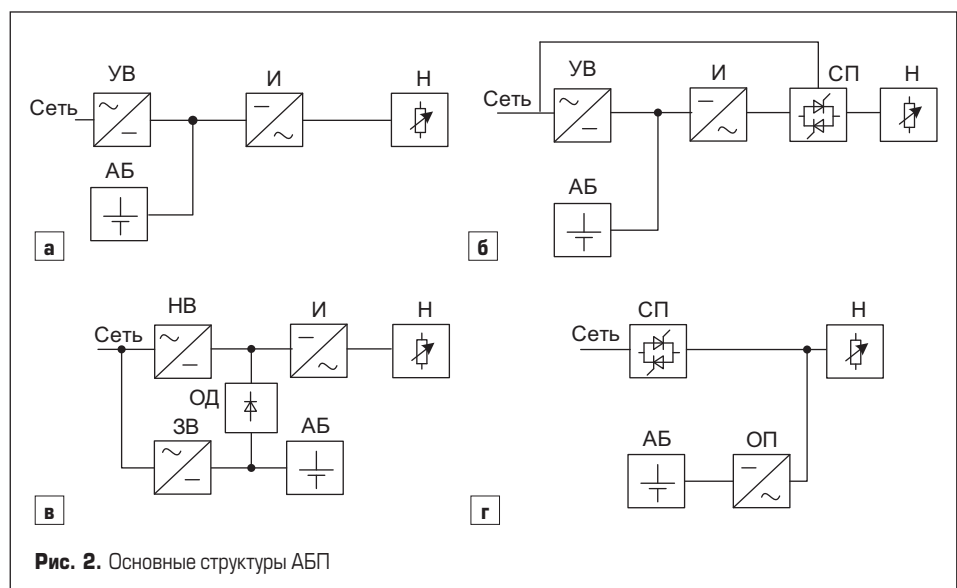


Рис. 2. Основные структуры АБП

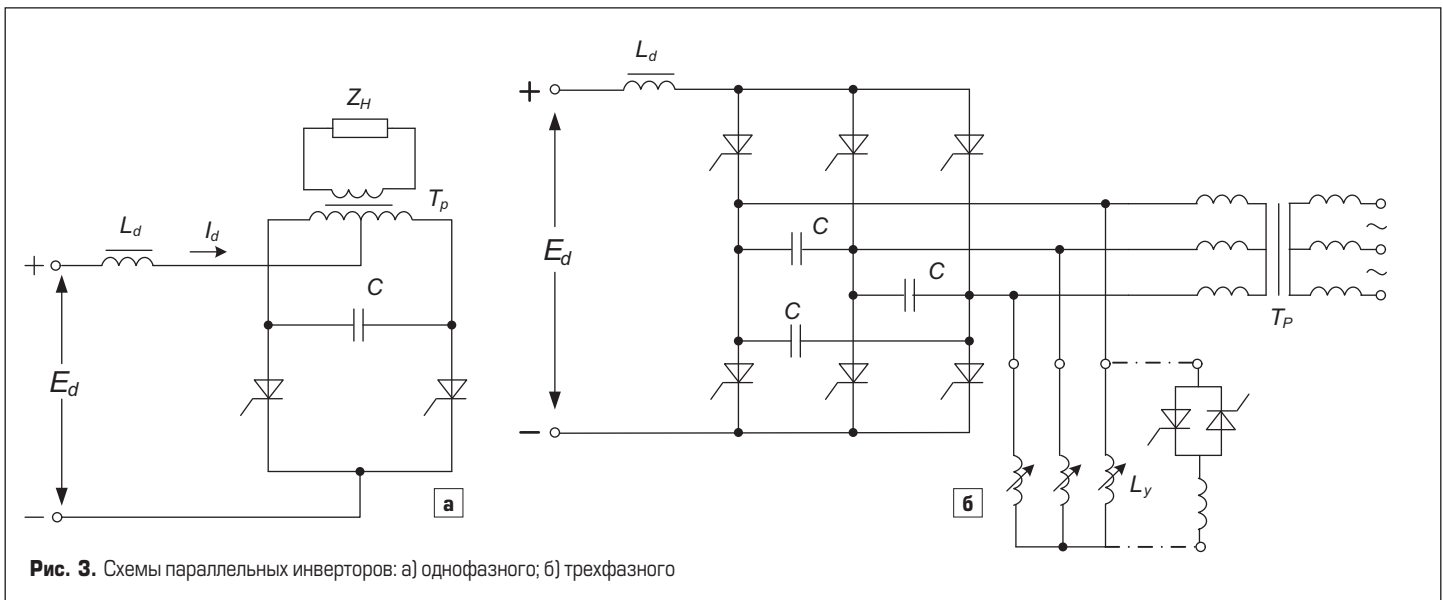


Рис. 3. Схемы параллельных инверторов: а) однофазного; б) трехфазного

Здесь несколько подробнее остановимся на анализе и выборе элементов схем инверторов.

Анализ и выбор элементов схем инверторов

На рис. 3 показаны наиболее распространенные на практике схемы параллельных инверторов [12–14].

Для стабилизации выходного напряжения в последнем используется L_y (управляемая индуктивность) [13].

При анализе рабочих режимов в параллельном инверторе рассматривают два крайних случая:

- Индуктивность дросселя в цепи постоянного тока велика ($L_d = \infty$). Такой параллельный инвертор работает в режиме инвертора тока.
- Индуктивность дросселя в цепи постоянного тока мала. При определенных допущениях такой инвертор может считаться инвертором напряжения.

Работу однофазного инвертора в первом режиме иллюстрирует эквивалентная схема рис. 4.

Для однофазного параллельного инвертора, в цепи постоянного тока которого включен большой дроссель, учет совместного действия вентилей, как переключающих элементов, для установившегося режима можно осуществить

с помощью источника тока специальной формы, воздействующего на линейную часть схемы.

Для установившегося режима в работе предлагается схема замещения с источником тока прямоугольной формы (рис. 4б). При конечной индуктивности в звене постоянного тока ее влияние на работу инвертора учитывается включением параллельной нагрузки эквивалентной расчетной индуктивности. Величина этой индуктивности пропорциональна (но не равна) индуктивности дросселя L_d в звене постоянного тока. Она может быть рассчитана по формуле [12]:

$$L'_d = 0,5L_d q k_T^2 \left(\frac{\pi}{m \sin(\pi/m)} \right)^2 \frac{1}{T_m}, \quad (1)$$

где: k_T — коэффициент трансформации инверторного трансформатора; q — число фаз сети переменного тока; m — число коммутации за период; T_m — постоянная ($T_m < 1$), которая очень быстро убывает с увеличением числа коммутации m . Например, при $m = 2$ $T_m = 0,234$, а при $m = 6$ $T_m = 0,00176$. Из этого следует, что дополнительная реактивная мощность, потребляемая из-за недостаточного сглаживания в звене постоянного тока, в однофазной схеме значительно больше, чем в многофазной [12].

В случае многофазного инвертора пренебречь пульсациями тока на входе инвертора можно и при меньшей величине дросселя в звене постоянного тока.

Если величина индуктивности в звене постоянного тока мала, то пользоваться схемой замещения с одним источником тока нельзя и следует переходить к схеме замещения с несколькими источниками тока или к схеме с источниками напряжения.

Схема на рис. 4а позволяет оценить минимально необходимую величину индуктивности L'_d , а следовательно, и L_d . Поскольку результирующая нагрузка инвертора (учитывающая параллельно включенные R, C, L, L'_d) должна обладать емкостной реакцией для обеспечения нормальной работы вентилей, L'_d необходимо выбирать таким образом, чтобы обеспечить необходимый минимальный угол для восстановления управляющих свойств тиристоров ($\omega t_{\text{восст}} \leq \beta_{\text{мин}}$) [14].

Расчет характеристик параллельного инвертора методом основной гармоники

В большинстве случаев использования автономных инверторов, особенно в многофазных системах, вполне достаточно для анализа работы инвертора совместно с нагрузкой ограничиться лишь учетом основной гармоники токов и напряжений. Влиянием высших гармоник при активно-индуктивной или двигательной нагрузке многофазного инвертора можно пренебречь, так как, например, в вы-

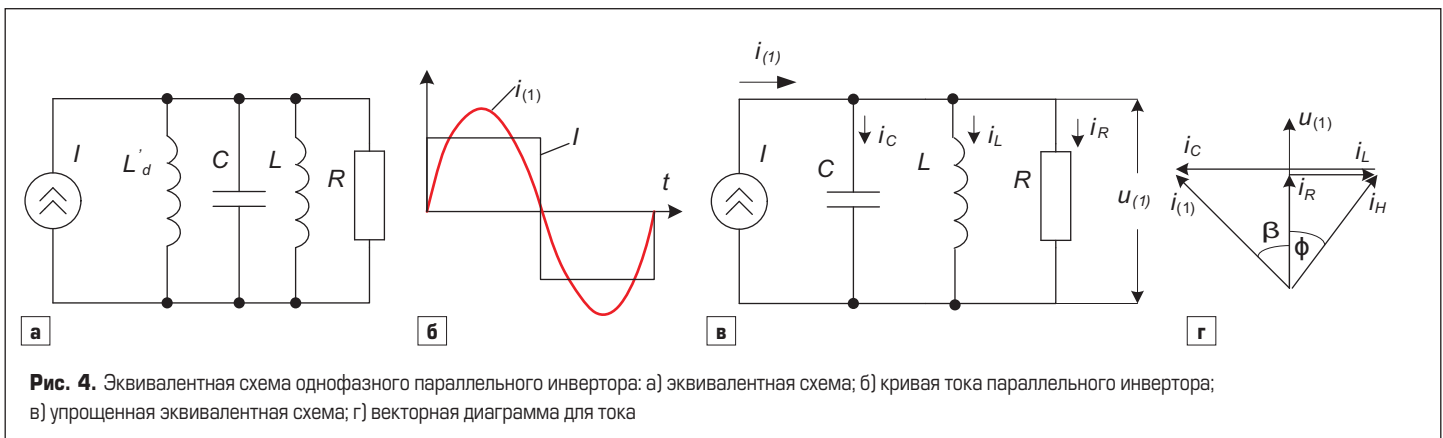


Рис. 4. Эквивалентная схема однофазного параллельного инвертора: а) эквивалентная схема; б) кривая тока параллельного инвертора; в) упрощенная эквивалентная схема; г) векторная диаграмма для тока

ходном напряжении трехфазного мостового инвертора содержится лишь 5-я, 7-я, 11-я, 13-я и т. д. гармоники, суммарное содержание которых не превышает 10–20%.

Выделим из кривой тока прямоугольной формы основную гармонику $i_{(1)}$, имеющую те же моменты перехода через нуль (рис. 4б–г). Пренебрегая остальными гармониками входного тока, рассчитаем характеристики параллельного инвертора при действии тока основной гармоники на параллельно соединенные нагрузку и конденсатор.

Из векторной диаграммы для токов (рис. 4г) следует:

$$\beta \operatorname{tg} = \frac{I_C - I_H \sin \varphi}{I_H \cos \varphi}, \quad (2)$$

где: β — фазовый угол между основной гармоникой выходного напряжения инвертора $u_{(1)}$ и током $i_{(1)}$, потребляемым нагрузкой и конденсатором; φ — фазовый угол между током нагрузки I_H и напряжением $u_{(1)}$, определяемый коэффициентом мощности нагрузки. По аналогии с инвертором, ведомым сетью, угол β можно назвать углом опережения отпирания или углом выключения (поскольку коммутация в параллельном инверторе почти мгновенна, угол опережения отпирания и угол выключения равны).

Из (2) можно легко получить формулу (3) [12]:

$$\frac{1}{\cos \beta} = \sqrt{\left(\frac{1 - B \sin \varphi}{B \cos \varphi}\right)^2 + 1}, \quad (3)$$

где $B = x_d/x_H = k_T^2/(\omega C Z_H)$ — степень нагрузки инвертора, k_T — коэффициент трансформации инверторного трансформатора. Соответственно, $B_a = B \cos \varphi$ — степень активной части нагрузки, $B_p = B \sin \varphi$ — степень реактивной нагрузки.

Подводимое к инвертору постоянное напряжение E , угол опережения и основная гармоника выходного напряжения связа-

ны между собой следующей зависимостью (без учета потерь в инверторе):

$$E_d = \alpha_H k_T U_{(1)}, \quad (4)$$

где α_H — коэффициент пропорциональности, зависящий от схемы инвертирования (числа фаз). Например, для трехфазной мостовой схемы $\alpha_H = 2,34$ — если $U_{(1)}$ понимать как фазное напряжение [12, 13].

Из (3) и (4) получаем следующее выражение для внешней характеристики инвертора:

$$\frac{\alpha_H k_T U_{(1)}}{E_d} = \sqrt{\left(\frac{1 - B \sin \varphi}{B \cos \varphi}\right)^2 + 1}. \quad (5)$$

Зависимость $f(B_a) = \alpha_H k_T U_{(1)}/E_d$ для различных значений $\cos \varphi$ приведена на рис. 5.

Из рассмотрения внешних характеристик видно, что при снижении нагрузки (уменьшении B_a) напряжение на выходе сильно повышается, что объясняется тем, что в режимах, близких к режиму холостого хода, энергия накапливается в коммутационном конденсаторе, в результате чего напряжение на конденсаторе возрастает. Это обстоятельство является одним из основных недостатков инверторов этого типа.

Другой важной характеристикой параллельного инвертора является зависимость входного тока от параметров нагрузки, емкости коммутирующего конденсатора и рабочей частоты инвертора (характеристика входного тока).

Из соотношения $E_d I_d = U_{(1)} I_H \cos \varphi$ и из (4), (5) можно получить следующее выражение для характеристики входного тока:

$$\frac{\alpha_H^2 I_d k_T^2 U_{(1)}}{E_d \omega C} = B \cos \varphi \left[\left(\frac{1 - \sin \varphi}{B \cos \varphi}\right)^2 + 1 \right]. \quad (6)$$

Выражение в левой части уравнения (6) представляет собой умноженное на постоян-

ный коэффициент α_H^2 отношение входной проводимости инвертора I_d/E_d к проводимости коммутирующего конденсатора, на ω частоте, пересчитанной на сторону нагрузки.

Построение по (6) характеристики входного тока для различных значений $\cos \varphi$ показано на рис. 6. Видно, что при уменьшении параметра B входной ток увеличивается (левые ветви характеристик при $B < 1$). Такое увеличение входной проводимости инвертора при малых B объясняется сильным ростом выходного напряжения (рис. 6), то есть, несмотря на увеличение Z_H , мощность, отдаваемая в нагрузку и, соответственно, потребляемая от источника питания, увеличивается. При очень малых B коммутация тока вообще оказывается невозможной. Однако в реальных инверторах из-за больших значений I_d и $U_{(1)}$ и малых B потери мощности значительны, и минимум входного тока в характеристиках получается менее выраженным.

Внешние характеристики и характеристики входного тока, полученные методом основной гармоники, мало отличаются от соответствующих характеристик, рассчитанных на основе решения дифференциальных уравнений [12, 14]. Различия обусловлены несинусоидальностью выходного напряжения реального инвертора, выполненного по однофазной схеме с нулевым выводом (рис. 4а).

Расчет параметров инвертора начинается с выбора рабочей точки на семействе внешних характеристик, соответствующей заданному значению $\cos \varphi$ и выбранному углу β . Ордината этой точки при известных E_d и α_H и требуемом выходном напряжении $U_H = U_{(1)}$ однозначно определяет необходимый коэффициент трансформации инверторного трансформатора k_T . Абсцисса выбранной точки B_a при известных рабочей частоте ω , коэффициенте k_T и сопротивлении нагрузки Z_H позволяет найти емкость коммутирующего конденсатора C . Затем по характеристикам входного тока можно определить ток I_d , который вместе с амплитудой прямого напряже-

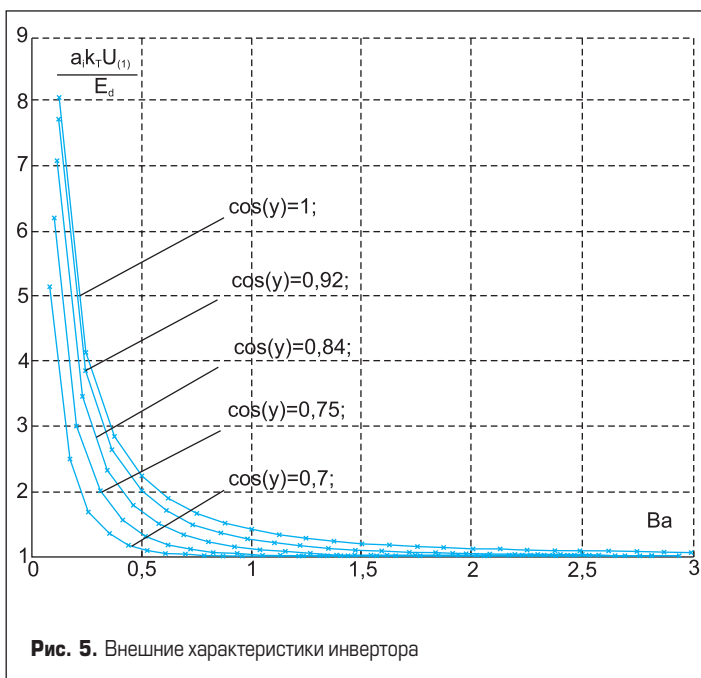


Рис. 5. Внешние характеристики инвертора

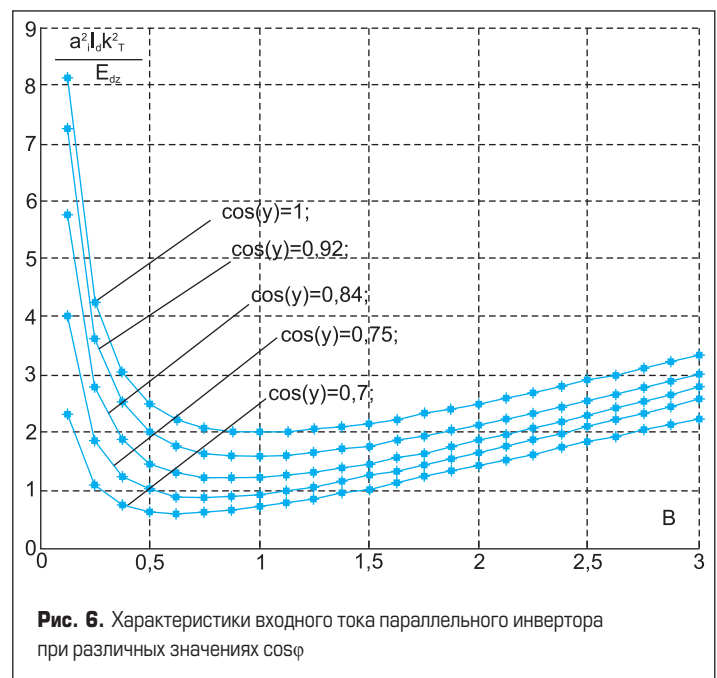


Рис. 6. Характеристики входного тока параллельного инвертора при различных значениях $\cos \varphi$

ния на вентилях ($U_{прmax}$) позволяет выбрать их тип:

$$U_{прmax} = \alpha_1 E_d / \cos\beta. \quad (7)$$

Коэффициент α_1 в (7) зависит от схемы автономного инвертора [14]:

- $\alpha_1 = 3,14$ — для однофазной с нулевым выводом;
- $\alpha_1 = 1,57$ — для однофазной мостовой;
- $\alpha_1 = 2,09$ — для трехфазной с нулевым выводом;
- $\alpha_1 = 1,05$ — для трехфазной мостовой.

В случае если при работе инвертора параметры $Z_{г\Phi}$, $\cos\phi$ и ω изменяются, необходимо так выбрать диапазон перемещений и рабочую точку в семействе внешних характеристик, чтобы при наименьшем ее положении запас устойчивости, определяемый углом β , был достаточным.

Следует отметить, что форма выходного напряжения значительно отличается от синусоидальной, и расчеты методом основной гармоники носят приближенный характер, в особенности в однофазных схемах.

Анализ работы выходного фильтра

Для формирования синусоидального напряжения на выходе инвертора включаются фильтры нижних частот. Основные виды фильтров описаны во многих работах, в частности, в [15] приведены восемь разновидностей схем таких фильтров. Базовым является классический Г-образный LC-фильтр (рис. 7).

Наиболее эффективным критерием оценки синусоидальности является коэффициент гармоник $k_{Г\Phi}$ для напряжения, получаемого на выходе стандартного фильтра с заданным параметром, подключенного на выходе инвертора [15]. В качестве указанного параметра удобнее принять его относительную частоту

$$\omega_* = \omega/\omega_0 = \omega\sqrt{LC}, \quad (8)$$

где: ω_0 — собственная частота фильтра; ω — рабочая частота инвертора (частота первой гармоники напряжения на выходе инвертора); L и C — индуктивность дросселя и емкость конденсатора фильтра соответственно.

Модуль коэффициента передачи фильтра по напряжению на частоте гармоники с номером n (при холостом ходе на выходе фильтра):

$$|kU_n| = (1/n\omega C)/(1/n\omega C - \omega L) = 1/(1 - n^2\omega_*^2). \quad (9)$$

С учетом последнего, для коэффициента гармоник по напряжению получим:

$$k_{Г\Phi} = \sqrt{\sum_{n=n_{min}}^{n=\infty} \left(\frac{1}{1 - n^2\omega_*^2} \right) \left(\frac{U_n}{U_1} \right)^2}. \quad (10)$$

При этом коэффициент передачи фильтра по напряжению первой гармоники принят равным единице, что близко к получаемым в большинстве практических случаев значениям. Построив по (10) зависимости

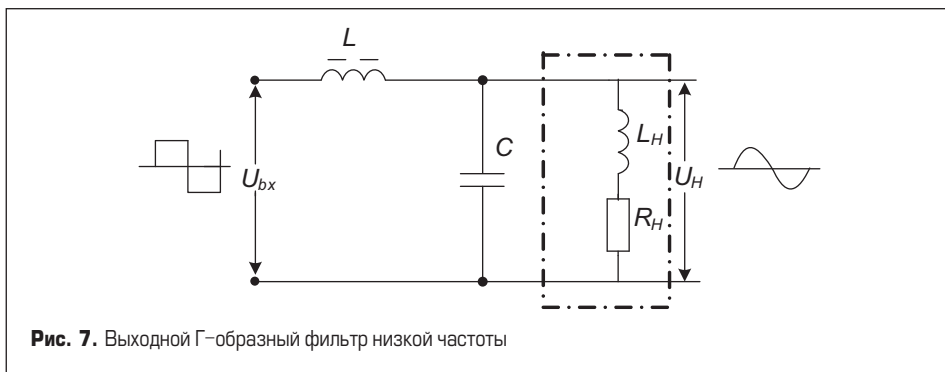


Рис. 7. Выходной Г-образный фильтр низкой частоты

$k_{Г\Phi} = f(\omega_*)$ для каждого исследуемого напряжения на выходе инвертора, можно объективно оценить качество напряжения. Чем ближе к оси ординат будет расположена эта зависимость, тем с меньшим значением относительной частоты ω_* и, следовательно, с меньшей массой и габаритными размерами потребуется фильтр для обеспечения заданного значения $k_{Г\Phi}$.

Из (10) видно, что значение ω_* для данного значения $k_{Г\Phi}$ будет тем меньше, чем выше номер ближайшей к основной высшей гармоники (n_{min}), то есть качество выходного напряжения инвертора определяется не столько его коэффициентом гармоник $k_{Г\Phi}$, сколько количеством исключенных из спектра этого напряжения высших гармоник низшего порядка. Поэтому все основные методы формирования выходного напряжения в основном направлены на решение задачи исключения высших гармоник, ближайших к основной.

Фильтрующие способности фильтра, изображенного на рис. 7, можно характеризовать коэффициентом передачи напряжения гармоник [14]:

$$H(jn\omega) = 1/(1 + Z_{пoc} G_{нар}), \quad (11)$$

где $Z_{пoc}$ — полное сопротивление последовательной ветви фильтра, $G_{нар}$ — проводимость параллельной ветви фильтра с учетом нагрузки.

С учетом, что

$$Z_{пoc} = j\omega nL; G_{нар} = j\omega nC / (j\omega nL_H + R_H), \quad (12)$$

из (8) и (11) получим коэффициент передачи по напряжению (при нагрузке в виде, показанном на рис. 8 пунктиром):

$$H(jn\omega) = \frac{1}{\left(1 + \frac{jn\omega L(jn\omega C + 1/(R_H + jn\omega L_H))}{1} \right)}. \quad (13)$$

Или, если обозначить

$$\alpha_1 = L / L_H; \text{tg}\phi_{H} = \omega L_H / R_H \quad (14)$$

и учесть (8), из (13) получим коэффициент передачи напряжения по первой гармонике в следующем виде:

$$H(j\omega) = \frac{1 - \omega_*^2 \text{tg}^2\phi_H}{(1 - \omega_*^2)(1 - \omega_*^2 \text{tg}^2\phi_H) + \omega_*^2 \alpha_1 \text{tg}^2\phi_H + j\omega_* \alpha_1 \text{tg}\phi_H}, \quad (15)$$

где ϕ_H — угол сдвига первой гармоники тока нагрузки относительно первой гармоники напряжения на нагрузке. На рис. 8 приведены графические зависимости модуля коэффициента передачи напряжения от значения относительной частоты ω_* и от параметра α_1 .

Как видно из полученных зависимостей, при увеличении параметра α_1 , то есть при увеличении индуктивности фильтра, коэффициент передачи напряжения уменьшается. Это связано с увеличением падения напряжения на этой индуктивности. Также из этих зависимостей видно, что с увеличением номеров гармоник модуль коэффициента передачи напряжения резко уменьшается, что естественно, так как фильтр настроен на основной первой гармонике.

Стабилизация или регулирование выходного напряжения инвертора

Существует много способов стабилизации или регулирования выходного напряжения инвертора, но наиболее распространенным является использование на выходе параллельного инвертора добавочной регулируемой индуктивности (рис. 4б) [10, 12–14]. Рассмотрим этот метод.

В качестве добавочной управляемой индуктивности могут служить:

- подмагничиваемый инверторный трансформатор;
- подмагничиваемый реактор, подключенный параллельно к выходу инвертора;
- постоянная индуктивность, подключенная параллельно к выходу инвертора через управляемые встречно-параллельные вентили [12].

На рис. 9 приведена схема замещения и круговые диаграммы для данного случая.

На круговой диаграмме для трех различных значений тока нагрузки I_H представлены: $E_{(1)}$ — основная гармоника расчетной входной ЭДС инвертора; $i_{(1)}$ — расчетный входной ток, совпадающий по фазе с входной ЭДС $E_{(1)}$; I_H — ток нагрузки, отстающий от выходного напряжения АИ $U_{(1)}$ на угол $\phi = \text{const}$; I_{Ly} — ток управляемой индуктивности; I_C — ток конденсатора. Чтобы выходное напряжение инвертора $U_{(1)}$ оставалось неизменным при неизмен-

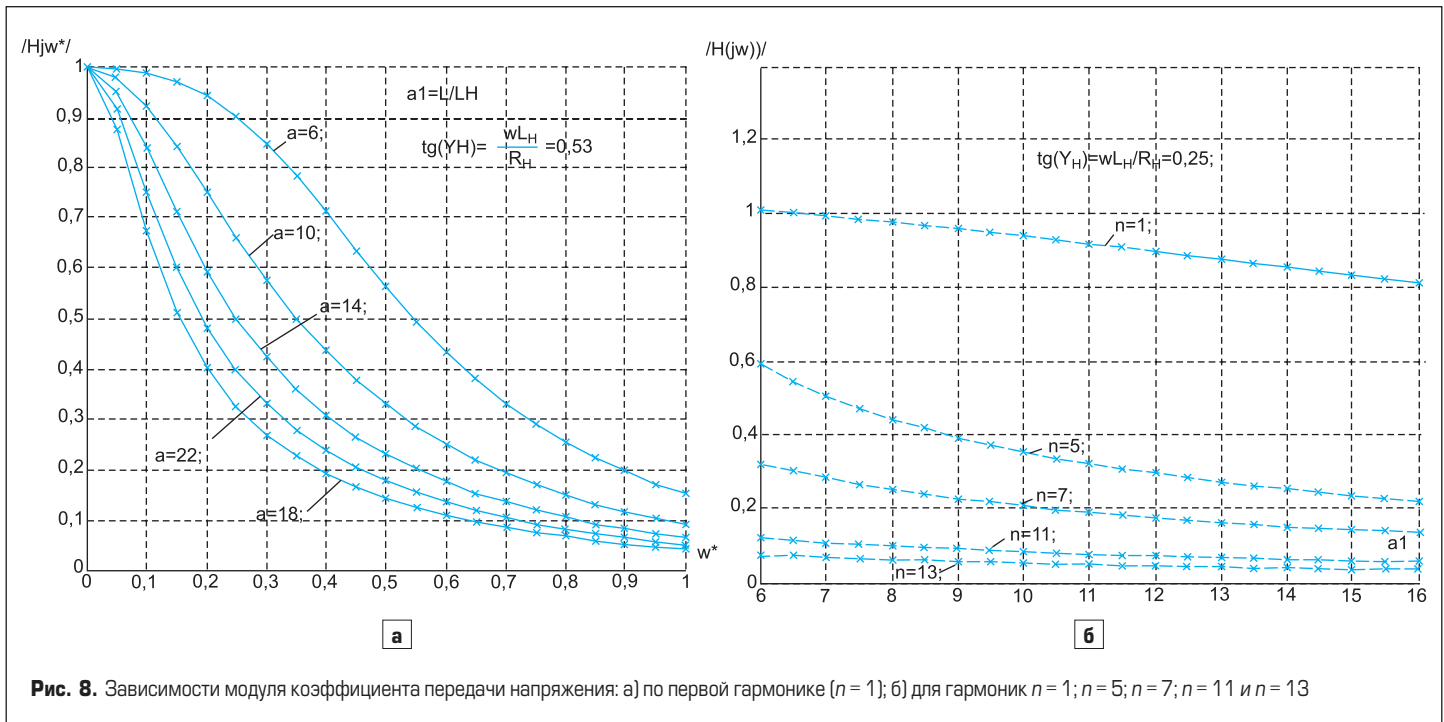


Рис. 8. Зависимости модуля коэффициента передачи напряжения: а) по первой гармонике ($n = 1$); б) для гармоник $n = 1; n = 5; n = 7; n = 11$ и $n = 13$

ной ЭДС питания E_{ϕ} необходимо, чтобы угол опережения отпирания β оставался также неизменным. Постоянство угла β обеспечивается тем, что при изменении тока нагрузки изменяется ток управляемой индуктивности I_{L_y} .

При неизменном коэффициенте мощности нагрузки $\cos\phi$ индуктивность реактора должна быть наибольшей при холостом ходе инвертора, чтобы полностью скомпенсировать избыточный емкостный ток. При номинальной нагрузке ток управляемого реактора близок к нулю. Геометрическими местами концов вектора тока управляемой индуктивности будут прямые Oa и bc . Такой способ стабилизации выходного напряжения является весьма эффективным, так как избыточный емкостный ток компенсируется в месте его возникновения соответствующим током индуктивности, и поэтому вентили и другие элементы не перегружаются током. Недостатком данного способа стабилизации является инерционность в случае использования подмагничиваемых реакторов или трансформаторов и большие габариты вспомогательной аппаратуры.

Выводы

В большинстве фотоэлектрических систем для аккумуляции энергии желательно применять свинцово-кислотные аккумуляторы типа Dryfit. Анализ структур АБП показывает, что почти во всех имеется некоторая избыточность, обусловленная, в основном, стремлением обеспечить высокую надежность питания ответственных потребителей или уменьшение времени перерыва в снабжении. В системах АБП основным узлом является инвертор, что дает возможность получения переменного напряжения заданной частоты и величины, но для получения синусоидальной формы напряжения на нагрузке на выходе инвертора необходимо подключить фильтр, настроенный на основную гармонику. Приведенный упрощенный анализ и полученные характеристики позволяют наиболее оптимально выбирать элементы силовой схемы инвертора и выходного фильтра.

Литература

1. Mukund R. Patel. Wind and Solar power systems, Design Analysis and Operation. U.S.

Merchant Marine Academy. 2nd edition. Kings Point, New York, USA. 2006.

2. Tiwari G. N Dudley Swapril. Fundamentals of photovoltaic modules and their applications. Center for energy studies. Indian institute of technology. Delhi, India. 2010.
 3. Photovoltaic solar energy materials. www.springerlink.com
 4. Солнечные батареи. www.solarhome.ru
 5. Стационарные аккумуляторы. Технология Dryfit. www.aku-vertrieb.ru
 6. Тарасенко А. П. Особенности и применение возобновляемых источников энергии в малой энергетике // Силовая электроника. 2012. № 2.
 7. Фортов В. Е. Возобновляемые источники энергии для энергоснабжения потребителей в России // Энергетический вестник. 2010. № 2.
 8. Кашкаров А. П. Ветрогенераторы, солнечные батареи и другие полезные конструкции. М.: ДМК Пресс. 2011.
 9. Гуревич В. Источники бесперебойного электропитания: устройство, принципы действия и применение // Силовая электроника. 2012. № 6.
 10. Барегамян Г. В. Агрегат бесперебойного электропитания на основе многофункционального преобразователя и регулятора мощности // Энергия. 2010. № 4.
 11. Адамия Г. Г., Беркович Е. И., Картавых А. С. и др. Статические агрегаты бесперебойного питания. М.: Энергоатомиздат. 1992.
 12. Лабунцов В. А., Ривкин Г. А., Шевченко Г. И. Автономные тиристорные инверторы. М.: Энергия. 1967.
 13. Бэтфорд Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов. М.: Энергия. 1968.
 14. Руденко В. С., Сенко В. И., Чиженко И. М. Основы преобразовательной техники. М.: Высшая школа. 1980.
 15. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. М.: Энергоатомиздат. 1986.

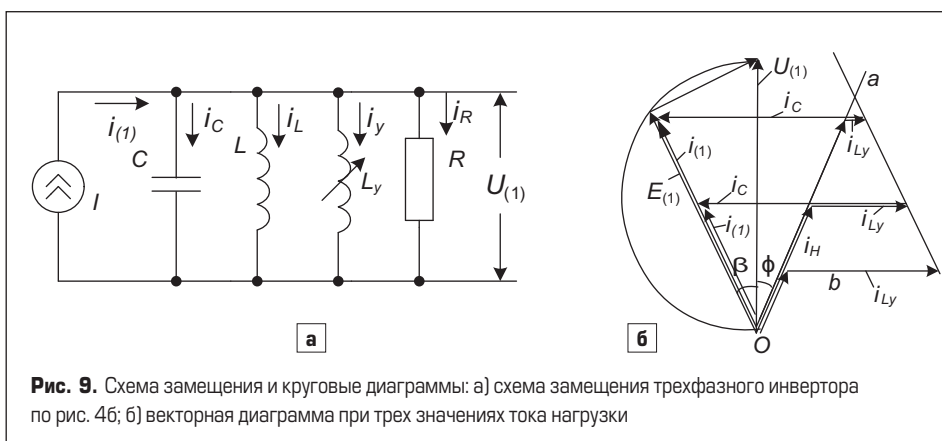


Рис. 9. Схема замещения и круговые диаграммы: а) схема замещения трехфазного инвертора по рис. 4б; б) векторная диаграмма при трех значениях тока нагрузки