

# Широтно-импульсная модуляция с пассивной фазой в инверторах напряжения с дополнительным полумостом

ЧАПЛЫГИН Е.Е., ВИЛКОВ А.Е., ХУХТИКОВ С.В.

*Рассмотрены трехфазные автономные инверторы и активные выпрямители с дополнительным полумостом. Проведено сравнение влияния «классической» ШИМ и ШИМ с пассивной фазой на основные показатели преобразователей: гармонический состав выходного напряжения инвертора и коэффициент мощности активного выпрямителя, пульсации в цепи постоянного тока и потери на коммутацию силовых ключей. Предложен способ формирования ШИМ с пассивной фазой, обеспечивающий дополнительное снижение коммутационных потерь.*

**Ключевые слова:** инверторы напряжения, дополнительный полумост, широтно-импульсная модуляция, пассивная фаза, показатели преобразователей

Для электроснабжения трехфазных потребителей переменным током широко используют автономные инверторы напряжения, в управлении которыми применяется метод широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Для питания симметричной нагрузки, например в устройствах электропривода, используют мостовые трехфазные инверторы напряжения. В устройствах бесперебойного питания для разветвленной нагрузки возможна значительная несимметрия нагрузки. При подключении несимметричной нагрузки, соединенной по схеме звезды без вывода нейтрали, принципиально невозможно добиться равенства фазовых напряжений. При использовании трехфазного мостового инвертора в таких случаях емкостный фильтр на стороне постоянного тока выполняется в виде двух последовательно включенных конденсаторов, средняя точка которых соединена с выводом нейтрали нагрузки. Однако такое подключение приводит к значительному ухудшению гармонического состава выходного напряжения, существенному увеличе-

*Three-phase self-excited inverters and active rectifiers containing an additional half-bridge are considered. The effects of classic pulse-width modulation and the PWM with a passive phase on the main indicators of converters, such as harmonic composition of the inverter output voltage, power factor of an active rectifier, pulsations in the DC circuit, and switching losses in the power switches, are compared. A method for producing PWM with a passive phase is proposed, the use of which makes it possible to obtain additional reduction of switching losses.*

**Key words:** voltage inverters, additional half-bridge, pulse-width modulation, passive phase, converter performance indicators

нию затрат на емкостный фильтр; возникает и проблема стабилизации потенциала в точке соединения конденсаторов [1]. Указанные недостатки устраняются при применении трехфазного инвертора с дополнительным полумостом (рис. 1,а) [1].

Для улучшения гармонического состава выходного напряжения частоту коммутации силовых ключей следует увеличивать. Однако при этом заметно возрастают коммутационные потери в ключах (составляют половину и более суммарных потерь). Для уменьшения коммутационных потерь в трехфазных мостовых инверторах используются различные способы, в том числе модифицированная разновидность ШИМ, так называемая «векторная» или «симплексная» ШИМ [2, 3], которую полагаем более точно классифицировать как ШИМ с пассивной фазой [4].

Снижение коммутационных потерь при применении ШИМ с пассивной фазой может достигаться в инверторах с дополнительным полумостом, что отмечено в [5]. В настоящей статье изложены ре-

---

*Авторы: Баранов Михаил Иванович окончил в 1972 г. инженерно-физический факультет Харьковского политехнического института (ХПИ) по специальности «Инженерная электрофизика». В 1999 г. в Национальном техническом университете (НТУ) «ХПИ» защитил докторскую диссертацию «Переходные процессы при воздействии больших импульсных токов и сильных импульсных магнитных полей на проводящие объекты». Заведующий отделом электромагнитных испытаний Научно-исследователь-*

*ского и проектно-конструкторского института (НИПКИ) «Молния» НТУ «ХПИ», профессор кафедры инженерной электрофизики НТУ «ХПИ».*

*Лысенко Виталия Олеговна окончила кв 2008 г. физико-технический факультет НТУ «ХПИ» по специальности «Техника и электрофизика высоких напряжений». Аспирант НТУ «ХПИ» по специальности «Техника сильных электрических и магнитных полей».*

зультаты дальнейшего детального исследования инверторов с дополнительным полумостом при использовании ШИМ с пассивной фазой, определяется влияние применяемого способа управления на показатели качества напряжения и тока на входе и выходе инвертора, а также рассмотрена количественная оценка влияния работы с пассивной фазой на коммутационные потери в преобразователе.

Инвертор напряжения является полифункциональным устройством: на его основе могут быть построены источники реактивной мощности различных знаков и активные сетевые фильтры. Инвертор в настоящее время широко используется в качестве преобразователя постоянного/переменного тока с активной коррекцией коэффициента мощности, такое устройство обычно называют активным выпрямителем. В статье исследуются особенности построения активного выпрямителя на базе трехфазного инвертора напряжения с дополнительным полумостом при применении ШИМ с пассивной фазой.

**Реализация ШИМ с пассивной фазой в инверторе с дополнительным полумостом.** При реализации «классической» ШИМ в основных полумостах инвертора формируется двухполярная ШИМ по синусоидальному закону, а усредненный потенциал средней точки дополнительного полумоста (точка  $O$  рис. 1,а) поддерживается равным  $E/2$  за счет формирования в дополнительном полумосте ШИМ-последовательности с коэффициентом модуляции, равным нулю.

Усредненные потенциалы фаз относительно отрицательного полюса источника питания  $E$  равны:

$$\varphi_{A^*} = U_m \sin(\theta) + E/2;$$

$$\varphi_{B^*} = U_m \sin(\theta - 2\pi/3) + E/2;$$

$$\varphi_{C^*} = U_m \sin(\theta - 4\pi/3) + E/2;$$

$$\varphi_{O^*} = E/2,$$

где  $U_m$  – амплитуда усредненной составляющей фазового напряжения, равная амплитуде основной гармоники фазового напряжения,  $U_{m\max} = E/2$ ;  $U_m = k_M E/2$ , где  $k_M$  – коэффициент модуляции (при реализации классической ШИМ коэффициент  $k_{M\max} = 1$ ); знаком \* помечены усредненные составляющие.

Усредненные фазовые напряжения равны:

$$\begin{aligned} u_{A^*} &= \varphi_{A^*} - \varphi_{O^*} = U_m \sin(\theta); \\ u_{B^*} &= \varphi_{B^*} - \varphi_{O^*} = U_m \sin(\theta - 2\pi/3); \\ u_{C^*} &= \varphi_{C^*} - \varphi_{O^*} = U_m \sin(\theta - 4\pi/3). \end{aligned} \quad (1)$$

При реализации ШИМ с пассивной фазой дважды за период выходной частоты каждая из фаз инвертора  $A, B, C$  становится пассивной, т.е. коммутации силовых ключей в ней не происходит. Ус-

редненные фазовые напряжения сохраняют синусоидальную форму и определяются выражением (1), но на интервале работы фазы  $X$  ( $X$  – обобщенное обозначение фаз  $A, B$  и  $C$ ) в пассивном режиме при проводящем состоянии нечетного ключа (см. рис. 1) потенциал фазы  $\varphi_X = E$ , а при проводящем четном ключе  $\varphi_X = 0$ . Тогда из выражения (1) можно найти усредненное напряжение предмодуляции  $u_{\text{ПМ}^*}$  для каждого интервала, а распространив анализ на весь период повторения, определить кривую сигнала предмодуляции. Усредненные потенциалы фаз определяются как

$$\varphi_{A^*} = U_m \sin(\theta) + u_{\text{ПМ}^*} + E/2;$$

$$\varphi_{B^*} = U_m \sin(\theta - 2\pi/3) + u_{\text{ПМ}^*} + E/2;$$

$$\varphi_{C^*} = U_m \sin(\theta - 4\pi/3) + u_{\text{ПМ}^*} + E/2;$$

$$\varphi_{O^*} = u_{\text{ПМ}^*} + E/2.$$

Таким образом, в дополнительном полумосте должна формироваться двухполярная ШИМ-последовательность по закону, определяемому кривой  $u_{\text{ПМ}^*}$ . При реализации ШИМ с пассивной фазой  $k_{M\max} = 1/\cos(\pi/6) = 1,155$ , что позволяет получить требуемые значения выходных напряжений при меньшем напряжении источника питания  $E$ .

В схеме рис. 1 процессы формирования фазового напряжения в разных фазах не влияют друг на друга. Как показал анализ, при выборе достаточно высокой частоты коммутации ( $A_f = f_{\text{КОМ}} / f_{\text{ВЫХ}} > 100$ ) выходной  $LC$ -фильтр инвертора не вносит значительных амплитудных и фазовых искажений при передаче основной гармоники напряжения, поэтому при работе на существенно несимметричную нагрузку требования ГОСТ 13109–97 к показателям несимметрии выходного напряжения выполняются, и инвертор может управляться в симметричном режиме формирования ШИМ-последовательностей. Только при более жестких требованиях к показателям несимметрии необходима пофазовая стабилизация выходных напряжений. При стабилизации напряжения источника питания требования ГОСТ 13109–97 к стабильности основной гармоники выходного напряжения выполняются при работе инвертора с постоянным коэффициентом модуляции, поэтому возможно построение системы управления без контура обратной связи по напряжению при работе с максимально возможным по динамическим показателям полупроводниковых ключей коэффициентом модуляции  $k_M \approx 0,9k_{M\max}$ . В любом случае работа с низкими коэффициентами модуляции  $k_M < 0,6k_{M\max}$  для данной области применения нехарактерна.

При реализации ШИМ с пассивной фазой спектр фазовых напряжений содержит основную гармонику и комбинационные составляющие, ко-

торые в спектре располагаются вблизи частот, кратных частоте коммутации. Появление незначительных дополнительных гармоник в низкочастотном спектре, обусловленное неидеальностью ключей и другими факторами, не зависит от выбора разновидности ШИМ и в данной статье не рассматривается. Для сравнения влияния выбора способа реализации ШИМ на показатели качества выходного напряжения инвертора применяем коэффициент гармоник [5], определяемый как

$$k_{Г,К} = \frac{\sqrt{\sum_{k=A_f-w}^{A_f+w} C_k^2}}{C_1},$$

где  $C_k$  – амплитуда гармоники с номером  $k$ ;  $w$  – ширина зоны, в которой значение комбинационных гармоник существенно.

В [4] показано, что в мостовом трехфазном инверторе возможна реализация множества различных разновидностей ШИМ с пассивной фазой. В инверторе с дополнительным полумостом также можно осуществлять различные ее варианты (сохраняем обозначения вариантов согласно [4]).

*Вар. 0* – пассивный режим в фазе  $X$  формируется на интервале длительностью  $60^\circ$  вблизи максимального или минимального значения кривой фазового напряжения  $u_{X^*}$ .

*Вар. 1a* – пассивный режим формируется в окрестности максимального или минимального значения кривой фазового тока  $i_{X^*}$ . При работе на несимметричную нагрузку длительности пассивных интервалов в различных фазах могут быть неодинаковыми.

**Показатели качества выходного напряжения и тока источника питания.** Как показывает анализ [5], для получения высокого качества выходного напряжения в основных и дополнительном полумос-

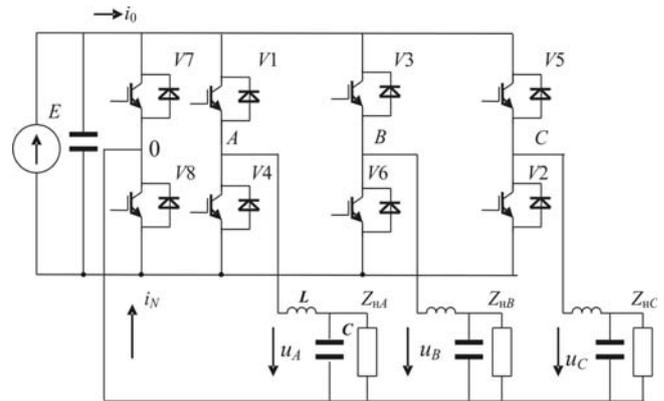


Рис. 1. Схема трехфазного инвертора напряжения с дополнительным полумостом

тах инвертора на рис. 1 должна применяться одна и та же разновидность модуляции импульсов: модуляция фронта (среза) импульсов либо двухсторонняя модуляция фронта и среза импульсов.

На рис. 2 приведены временные диаграммы напряжений и токов в инверторе на схеме рис. 1 при реализации *вар. 0* и работе на существенно несимметричную нагрузку (амплитуды токов в фазах  $A$  и  $B$  максимальны, амплитуда тока фазы  $C$  в 10 раз меньше, фазовый угол нагрузки в фазах  $A$  и  $C$  равен  $30^\circ$ , в фазе  $B$  угол  $\varphi=0$ ). Коэффициент  $A_f=120$ . Кривая фазовых напряжений однополярна, в спектре существенны комбинационные гармоники вблизи частоты коммутации. Выходные токи несимметричны, через нейтральный провод протекает значительный ток  $i_N$ , равный сумме нулевых последовательностей фазовых токов. Коэффициент гармоник  $k_{Г,К}$  не зависит от нагрузки, и его значение одинаково для всех фаз. Частота повторения усредненного значения напряжения предмодуляции равна  $3f_{\text{вых}}$ .

В табл. 1 приведены значения коэффициентов гармоник  $k_{Г,К}$  в % при различных коэффициентах модуляции для разных способов формирования

Таблица 1

Вид ШИМ	Значения коэффициентов гармоник $k_{Г,К}$ при коэффициенте модуляции, равном					
	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,15
«Классическая»: по фронту двухсторонняя	1,263 0,543	1,211 0,62	1,154 0,69	<b>1,094</b> <b>0,753</b>	1,027 0,806	- -
<i>Вар. 0</i> : по фронту двухсторонняя	- -	0,881 0,881	0,833 0,833	0,817 0,817	<b>0,818</b> <b>0,818</b>	0,849 0,849
<i>Вар. 1a</i> , симметричная нагрузка: по фронту двухсторонняя	- -	0,816 0,816	0,785 0,785	0,784 0,784	<b>0,804</b> <b>0,801</b>	0,848 0,848
<i>Вар. 1a</i> , несимметричная нагрузка: по фронту двухсторонняя	- -	1,069 1,069	1,015 1,015	0,963 0,963	<b>0,91</b> <b>0,91</b>	0,876 0,876

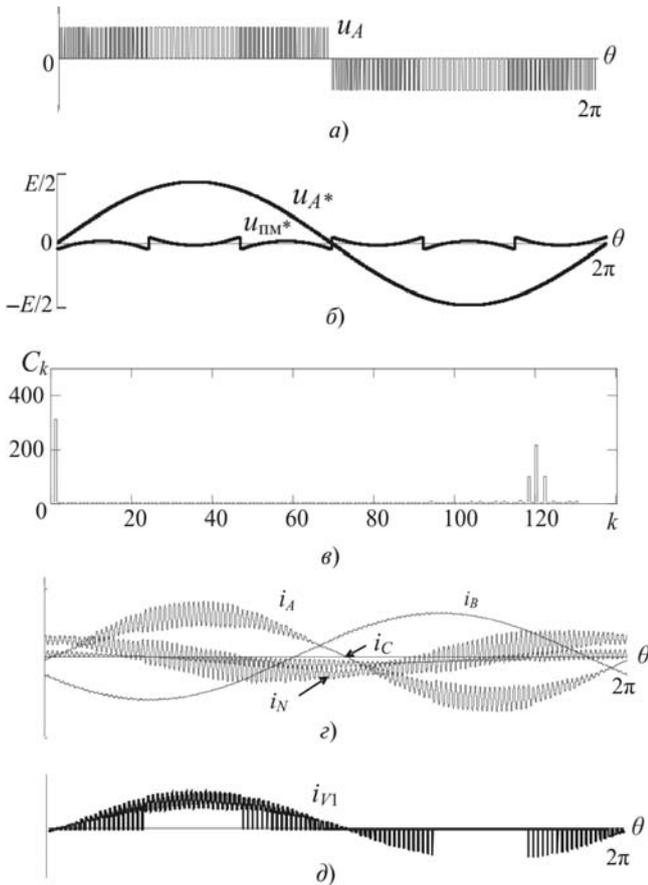


Рис. 2. ШИМ с пассивной фазой по var.  $\theta$ : а — диаграмма фазного выходного напряжения; б — усредненные составляющие фазного выходного напряжения и напряжения предмодуляции; в — спектр выходного напряжения; г — диаграммы фазовых выходных токов и тока в нулевом проводе; д — ток через ключ  $I1$

ШИМ, в том числе для классической ШИМ. Данные табл. 1 получены при проведении модельных экспериментов на спектральной модели инвертора [5].

При реализации ШИМ с пассивной фазой по var. 1а переход фазы  $X$  в пассивный режим осуществляется при условии, что модуль тока данной фазы имеет наибольшее значение. При этом длительность работы фазы в пассивном режиме зависит от степени несимметрии нагрузки. Анализ показал, что интервал работы в пассивном режиме не должен выходить за пределы, ограниченные  $60^\circ$  от момента прохождения максимума (или минимума) усредненным фазовым напряжением, в противном случае при формировании ШИМ возникает перемодуляция, и усредненное фазовое напряжение становится несинусоидальным. При значительной несимметрии нагрузки возможны режимы, в которых фаза, через которую протекает малый ток, вообще не используется в пассивном режиме, что, однако, не является недостатком, так как коммутационные потери в данной фазе минимальны. Таким образом, форма выходного напряжения и по-

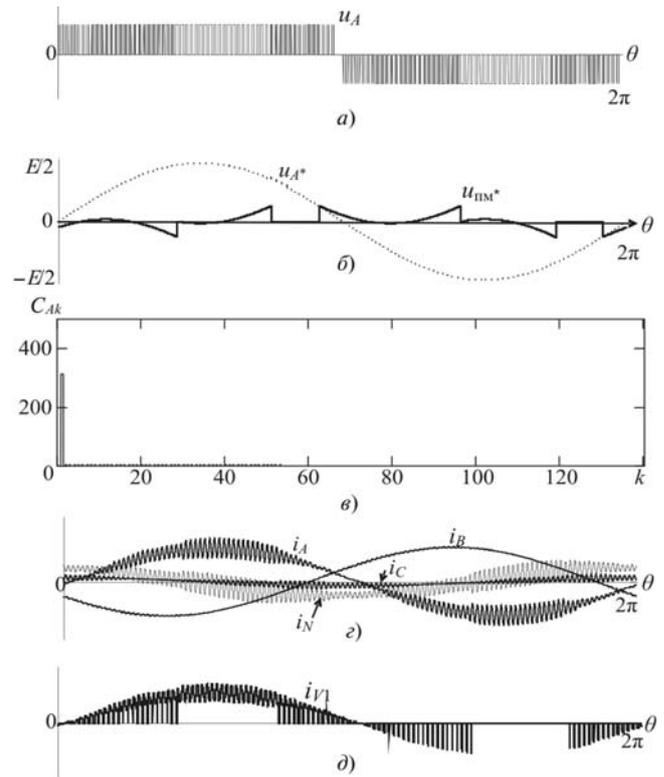


Рис. 3. ШИМ с пассивной фазой по var. 1а: а — диаграмма фазного выходного напряжения; б — усредненные составляющие выходного напряжения фазы  $A$  и напряжения предмодуляции; в — спектр выходного напряжения фазы  $A$ ; г — диаграммы фазовых выходных токов и тока в нулевом проводе; д — ток через ключ  $I1$

казатели его качества зависят от нагрузки. В табл. 1 приведены коэффициенты гармоник  $k_{Г,К}$  при реализации var. 1а при работе на симметричную нагрузку с фазовым углом  $\varphi=30^\circ$  и существенно несимметричную нагрузку: амплитуды токов в фазах  $A$  и  $B$  максимальны, амплитуда тока фазы  $C$  в 10 раз меньше, фазовый угол нагрузки в фазах  $A$  и  $C$  равен  $30^\circ$ , в фазе  $B$  угол  $\varphi=0$ . При работе на несимметричную нагрузку коэффициенты гармоник для разных фаз различаются, минимальный коэффициент гармоник отмечается в фазе, через которую протекает минимальный ток. В табл. 1 указаны максимальные значения коэффициентов гармоник, причем из различных режимов несимметрии, в которых значения фазовых токов нагрузки различаются до 10 раз, а фазовый угол нагрузки варьируется от  $0$  до  $30^\circ$ , выбран наихудший. Временные диаграммы и спектр фазового выходного напряжения в этом режиме приведены на рис. 3.

Анализ данных, приведенных в табл. 1, позволяет заключить следующее:

1. При снижении коэффициента модуляции значение  $k_{Г,К}$  возрастает, что приводит к необходимости увеличения затрат на выходные фильтры инвертора. Поэтому преимущества имеют инверторы со стабилизированным напряжением источника

питания  $E$ , функционирующие при стабильном максимально достижимом коэффициенте модуляции  $k_M \approx 0,9k_{Mmax}$  (эти режимы в табл. 1 выделены жирным шрифтом).

2. При реализации ШИМ с пассивной фазой гармонический состав выходного напряжения ухудшается, однако при работе с максимально достижимым коэффициентом гармоник значение  $k_{г.к}$  увеличивается в наихудшем режиме при работе ШИМ с пассивной фазой всего на 20% по сравнению с наилучшим вариантом при реализации «классической» ШИМ.

3. При работе на несимметричную нагрузку способ реализации ШИМ с пассивной фазой по *вар. 1а* имеет некоторые преимущества по гармоническому составу перед *вар. 0*.

4. В отличие от «классической» ШИМ при реализации ШИМ с пассивной фазой двухсторонняя модуляция (и фронта, и среза импульсов) не дает преимуществ в гармоническом составе выходного напряжения.

При работе на несимметричную нагрузку в токе  $i_0$ , потребляемом от источника питания  $E$ , появляется вторая гармоника. В связи с этим емкость входного фильтра инвертора должна быть увеличена. Качество тока может быть оценено коэффициентом пульсации  $k_{п}$ , равным отношению второй гармоники тока к его постоянной составляющей. В табл. 2 приведены значения коэффициента пульсации при различных способах реализации ШИМ в различных нагрузочных режимах:

I. Токи фаз  $A$  и  $B$  максимальны, ток фазы  $C$  в 2 раза меньше,  $\varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = 0$ .

II. Токи фаз  $A$  и  $B$  максимальны, ток фазы  $C$  в 2 раза меньше,  $\varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = 30^\circ$ .

III. Токи фаз  $A$  и  $B$  максимальны, ток фазы  $C$  в 10 раз меньше,  $\varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = 0$ .

IV. Токи фаз  $A$  и  $B$  максимальны, ток фазы  $C$  в 10 раз меньше,  $\varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = 30^\circ$ .

Коэффициент модуляции  $k_M = 0,9k_{Mmax}$ .

Таблица 2

Вид ШИМ	Значения коэффициентов $k_{п}$ , %, при режимах нагрузки			
	I	II	III	IV
"Классическая"	5,4	7,3	12,7	20,07
<i>Вар. 0</i>	5,6	7,4	12,5	19,9
<i>Вар. 1а</i>	5,97	7,5	12,8	20,26

Анализ данных табл. 2 позволяет заключить следующее:

1. При любом способе формирования ШИМ коэффициенты пульсации имеют практически оди-

наковые значения, что объясняется тем, что усредненные составляющие фазовых токов во всех вариантах ШИМ практически идентичны.

2. Пульсации тока источника питания возрастают при увеличении фазового угла нагрузки и степени ее несимметрии.

Как показывает анализ, при изменении коэффициента модуляции значения  $k_{п}$  изменяются незначительно, поскольку не изменяется форма усредненных составляющих фазовых токов.

**Оценка коммутационных потерь в ключах.** Основная задача применения алгоритмов с пассивной фазой – снижение потерь на коммутацию. Для сравнения этих потерь при различных алгоритмах переключения нет необходимости в проведении полного расчета мощности потерь. Потери на коммутацию зависят от напряжения в цепи постоянного тока  $E$ , среднего значения коммутируемого тока прибора и частоты коммутации. Если считать напряжение  $E$  и частоту коммутации постоянными, для оценки коммутационных потерь достаточно сравнить средние значения коммутируемого тока приборов.

Для расчета среднего значения коммутируемого тока необходимо найти на периоде повторения средний ток полуволны фазового тока, приравняв ток к нулю на тех временных интервалах, когда фаза находится в пассивном состоянии и коммутационные потери отсутствуют. На основе модельных экспериментов были получены значения  $I_{ср.г}$  для транзисторов силовой схемы инвертора при различных вариантах реализации ШИМ с пассивной фазой, а также для классической ШИМ по синусоидальному закону. Поскольку коммутация тока фазы происходит за счет переключения тока с транзистора на диод (или в обратном направлении)  $I_{ср.д} = I_{ср.г}$ .

В табл. 3 приведены значения параметров  $k_T = \sum I_{T.ср} / I_m$  (где  $\sum I_{T.ср}$  – сумма средних коммутируемых токов всех транзисторов инвертора;  $I_m$  – амплитуда наибольшего фазового тока нагрузки). Коэффициент модуляции  $k_M = 0,9k_{Mmax}$ . В скобках приведены отношения значения  $k_T$  при реализации ШИМ с пассивной фазой и  $k_T$  для «классической» ШИМ.

Алгоритм расчета коммутационных потерь зависит от того, используется ли интегральное выполнение диода и транзистора (в этом случае рассчитывают суммарные потери в приборах) либо они выполнены в виде дискретных компонентов. Сумма коэффициентов ( $k_T + k_{д}$ ) не позволяет корректно оценивать суммарные коммутационные потери в диоде и транзисторе, поскольку частотные свойства приборов различны.

Таблица 3

Вид ШИМ	Значения коэффициентов $k_T$ при режимах нагрузки				
	Симметричная нагрузка, $\varphi = 30^\circ$	I	II	III	IV
"Классическая"	1,927	2,025	1,909	1,986	1,65
Var. 0	1,144 (59%)	1,196 (59%)	1,252 (66%)	1,295 (65%)	1,037 (63%)
Var. 1a	1,033 (54%)	1,144 (56%)	1,19 (62%)	1,18 (59%)	0,94 (57%)

На основании данных табл. 3 можно сделать следующие выводы:

1. Применение ШИМ с пассивной фазой позволяет значительно снизить потери на коммутацию как в симметричных, так и в несимметричных режимах.

2. При реализации *var. 1a* коммутационные потери по сравнению с *var. 0* ниже, однако в этом случае в силовой схеме инвертора должны присутствовать датчики фазовых выходных токов.

3. Модельный эксперимент показывает, что приведенные в табл. 3 значения слабо зависят от коэффициента модуляции.

Как указано выше, коммутационные потери в инверторе зависят также от напряжения источника питания  $E$ . Поскольку применение ШИМ с пассивной фазой позволяет повысить максимальное отношение выходного напряжения к напряжению  $E$ , для получения тех же значений выходного напряжения можно снизить напряжение источника питания на 15,5%, за счет этого обеспечивается дополнительное снижение на 25–35% потерь на коммутацию.

**Активный выпрямитель.** Трехфазные преобразователи постоянного/переменного напряжения с активной коррекцией коэффициента мощности (активные выпрямители напряжения, АВН) могут

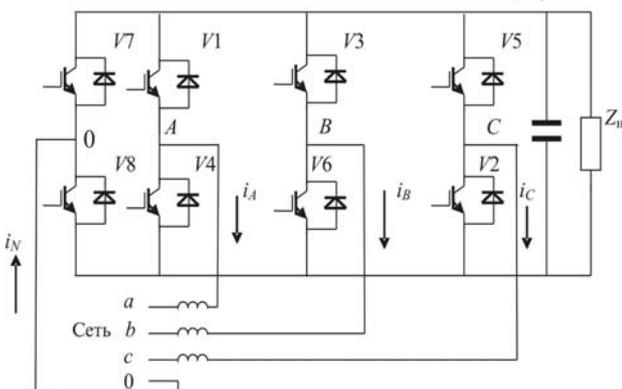


Рис. 4. Схема трехфазного активного выпрямителя с дополнительным полумостом

выполняться как на основе трехфазной мостовой схемы инвертора, так и на основе схемы с дополнительным полумостом (рис. 4). Сравнение различных схем трехфазных активных выпрямителей проведено в [6]. Достоинством схемы с дополнительным полумостом является независимость работы цепей управления различных фаз. Известно, что взаимовлияние процессов управления разных фаз в трехфазном мостовом АВН может приводить к сбоям работы преобразователя и даже к аварийным режимам.

При создании активных выпрямителей необходимо учитывать свойства реальной питающей сети, нормируемые ГОСТ 13109–97, в частности несимметрию и несинусоидальность сети. Для исключения кондуктивных искажений, генерируемых АВН в сеть, основная гармоника сетевого тока выпрямителя должна быть синфазна прямой последовательности основной гармоники напряжения сети. Отступления от этого приводят к усилению несимметрии напряжения сети, снижению коэффициента мощности и увеличению пульсации на стороне постоянного тока.

Применение ШИМ с пассивной фазой в трехфазном АВН с дополнительным полумостом позволяет снизить коммутационные потери в силовых ключах. Поскольку в АВН ток сети синфазен прямой последовательности основной гармоники напряжения сети, преимуществами среди различных версий ШИМ обладает *var. 0*; в данном случае он тождествен *var. 1a*.

Основная гармоника несимметричного напряжения сети может быть представлена в виде разложения на симметричные составляющие:

$$\begin{aligned}
 u_A &= \sqrt{2}U[\sin(\theta) + k_{\text{обр}} \sin(\theta + \nu_{\text{обр}}) + \\
 &+ k_{\text{нул}} \sin(\theta + \nu_{\text{нул}})]; \\
 u_B &= \sqrt{2}U[\sin(\theta - 2\pi/3) + k_{\text{обр}} \sin(\theta - 4\pi/3 + \nu_{\text{обр}}) + \\
 &+ k_{\text{нул}} \sin(\theta + \nu_{\text{нул}})]; \\
 u_C &= \sqrt{2}U[\sin(\theta - 4\pi/3) + k_{\text{обр}} \sin(\theta - 2\pi/3 + \nu_{\text{обр}}) + \\
 &+ k_{\text{нул}} \sin(\theta + \nu_{\text{нул}})], \quad (2)
 \end{aligned}$$

где  $U$  – среднее действующее значение основной гармоники сетевых фазных напряжений;  $k_{\text{обр}}$  и  $k_{\text{нул}}$  – коэффициенты, определяющие значение напряжения обратной и нулевой последовательностей;  $\nu_{\text{обр}}$  и  $\nu_{\text{нул}}$  – фазовые углы обратной и нулевой последовательностей,  $\theta = \omega_{\text{сети}} t$ .

Для обеспечения синфазности сетевого тока прямой последовательности основной гармоники напряжения сети усредненное напряжение на дросселях должно равняться:

Таблица 4

Вид ШИМ	Напряжение	Значение коэффициентов							
		мощности $\chi$				пульсации $k_{\Pi}$ , %			
		при симметричной сети	при несимметричной сети с параметрами несимметрии			при симметричной сети	при несимметричной сети с параметрами несимметрии		
			$k_{обр} = 0,02$ $k_{нул} = 0$	$k_{обр} = 0,02$ $k_{нул} = 0,02$	$k_{обр} = 0,04$ $k_{нул} = 0,04$		$k_{обр} = 0,02$ $k_{нул} = 0$	$k_{обр} = 0,02$ $k_{нул} = 0,02$	$k_{обр} = 0,04$ $k_{нул} = 0,04$
«Классическая»	$E_1$	0,999	0,995	0,997	0,999	2,040	2,979	2,421	4,734
С пассивной фазой		0,997	0,996	0,996	0,996	0,970	4,568	4,561	8,626
«Классическая»	$E_2$	0,999	0,998	0,999	0,998	0,978	2,820	2,555	4,100
С пассивной фазой		0,995	0,996	0,994	0,996	1,345	4,827	4,836	9,129

$$\begin{aligned}
 u_{LA*} &= \sqrt{2}Uk_p \cos(\theta); \\
 u_{LB*} &= \sqrt{2}Uk_p \cos(\theta - 2\pi/3); \\
 u_{LC*} &= \sqrt{2}Uk_p \cos(\theta - 4\pi/3),
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

где  $k_p$  – коэффициент регулирования, определяющий активную мощность активного выпрямителя; при пренебрежении потерями в преобразователе [6]

$$k_p = \frac{I\omega_{сети}L}{U} = \frac{P\omega_{сети}L}{3U^2}.$$

При высокой частоте коммутации  $k_p \ll 1$ .

Из выражений (2) и (3) можно найти усредненную составляющую ШИМ-последовательностей, формируемых преобразователем на стороне переменного тока:

$$\begin{aligned}
 u_{па*} &= u_A - u_{LA*}; \\
 u_{пб*} &= u_B - u_{LB*}; \\
 u_{пс*} &= u_C - u_{LC*}.
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

Таким образом, определен закон формирования фазных ШИМ-последовательностей АВН, который в реальных преобразователях формируется за счет работы замкнутого контура управления.

При использовании АВН инвертор на стороне переменного тока формирует ШИМ-последовательности по синусоидальному закону, определяемому выражением (4). С учетом  $k_p \ll 1$  коэффициент модуляции определяется как

$$k_M = \frac{2\sqrt{2}U}{E}.$$

Хотя АВН является повышающим преобразователем, работа с большими напряжениями в цепи постоянного тока для него нехарактерна в силу роста напряжения на ключах и снижения основных показателей качества. Поэтому можно утверждать,

что при работе АВН используются только  $k_M > 0,6 \div 0,7$ . Процессы в силовой части инвертора при работе в составе АВН практически не отличаются от процессов в инверторе, работающем на автономную нагрузку. Способы реализации ШИМ с пассивной фазой также не отличаются от описанных выше. Диаграммы, приведенные на рис. 2, а–в, можно отнести и к АВН.

Коэффициент мощности  $\chi$  при работе АВН определяется главным образом мощностью искажения. При одинаковой частоте коммутации и равных индуктивностях дросселей мощность искажения зависит от показателей качества ШИМ-последовательностей, формируемых АВН на стороне переменного тока. При работе на несимметричную сеть в токе  $i_0$  на стороне постоянного тока появляется интенсивная вторая гармоника, значение которой характеризуется коэффициентом пульсации  $k_{\Pi}$ , равным отношению второй гармоники тока к его постоянной составляющей.

В табл. 4 приведены данные модельного эксперимента на спектральной модели АВН: значения коэффициента мощности и коэффициента пульсации при формировании «классической» ШИМ и ШИМ с пассивной фазой для двух значений напряжения в цепи постоянного тока —  $E = E_1 = 1,2 \cdot 2\sqrt{2}U$  и  $E = E_2 = 1,4 \cdot 2\sqrt{2}U$  при частоте сети 50 Гц и частоте коммутации 5 кГц.

На основании данных табл. 4 можно заключить:

1. При применении ШИМ с пассивной фазой наблюдается незначительное уменьшение коэффициента мощности.

2. В несимметричных режимах отмечается значительное увеличение коэффициента пульсаций, причем в АВН с пассивной фазой этот эффект проявляется в 2 раза сильнее.

Для оценки влияния применения ШИМ с пассивной фазой на коммутационные искажения ис-

пользуем коэффициент  $k_T = \sum I_{T,cr} / I_m$ . В табл. 5 приведены значения этого коэффициента при различных параметрах несимметрии сети,  $E = E_1$ .

Представленные в табл. 5 данные позволяют отметить, что:

1. При использовании ШИМ с пассивной фазой, средние значения коммутируемых через полупроводниковые приборы токов в 2 раза меньше, чем при «классической» ШИМ

2. При различных режимах несимметрии мощность коммутационных потерь изменяется незначительно.

3. Влияние напряжения  $E$  на коэффициент  $k_T$  незначительно.

Таблица 5

Разновидность ШИМ	Значения коэффициента $k_T$ АВН			
	при симметричной сети	при несимметричной сети с параметрами		
		$k_{обр} = 0,02$ $k_{нул} = 0$	$k_{обр} = 0,02$ $k_{нул} = 0,02$	$k_{обр} = 0,04$ $k_{нул} = 0,04$
"Классическая"	1,879	1,890	1,896	1,897
С пассивной фазой	0,941	0,954	0,935	0,900

**Выводы.** 1. Применение ШИМ с пассивной фазой в трехфазных инверторах и активных выпрямителях с дополнительным полумостом позволяет значительно снизить коммутационные потери в силовых ключах преобразователей как за счет снижения среднего коммутируемого тока, так и за счет снижения напряжения в цепи постоянного тока.

2. Предложенный в статье способ создания пассивной фазой *var. Ia* позволяет дополнительно снизить потери на коммутацию, но при этом требуется введение в силовую схему датчиков выходных фазовых токов.

3. При использовании ШИМ с пассивной фазой происходит незначительное ухудшение гармо-

нического состава выходного напряжения инвертора и столь же незначительное уменьшение коэффициента мощности активного выпрямителя.

4. При реализации «классической» ШИМ и ШИМ с пассивной фазой уровень пульсаций на стороне постоянного тока практически одинаков.

5. При реализации ШИМ с пассивной фазой в активном выпрямителе по сравнению с «классической» ШИМ увеличивается коэффициент пульсации в цепи постоянного тока.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чаплыгин Е.Е., Калугин Н.Г., Рыбальченко И.Ю. Входные фильтры инверторов напряжения с несимметричной нагрузкой. — Практическая силовая электроника, 2005, № 18.

2. Изосимов Д.Б., Байда С.В. Алгоритмы векторной широтно-импульсной модуляции трехфазного автономного инвертора напряжения. — Электротехника, 2004, № 4.

3. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А. Силовая электроника: учебник для вузов. — М.: Изд. дом МЭИ, 2007.

4. Чаплыгин Е.Е., Хухтиков С.В. Широтно-импульсная модуляция с пассивной фазой в трехфазных инверторах напряжения. — Электричество, 2011, № 5.

5. Чаплыгин Е.Е. Двухфазная широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения. — Электричество, 2006, № 8.

6. Чаплыгин Е.Е., Вилков А.Е. Трехфазные активные выпрямители с пофазовым управлением. — Практическая силовая электроника, № 43.

[26.01.12]

*Авторы: Чаплыгин Евгений Евгеньевич окончил радиотехнический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1965 г. В 1974 г. защитил кандидатскую диссертацию «Исследование непосредственных преобразователей частоты с замкнутым контуром управления». Профессор кафедры промышленной электроники МЭИ (ТУ).*

*Вилков Андрей Евгеньевич окончил магистратуру МЭИ в 2010 г. Аспирант кафедры промышленной электроники МЭИ.*

*Хухтиков Сергей Витальевич окончил магистратуру МЭИ в 2010 г. Аспирант кафедры промышленной электроники МЭИ.*

\* \* \*

### К СВЕДЕНИЮ АВТОРОВ И ЧИТАТЕЛЕЙ!

Каждый автор имеет право бесплатно получить 1 экз. журнала с его статьей.

Экземпляры номеров журнала «Электричество» за последние годы

можно приобрести в редакции журнала:

111250 Москва, Красноказарменная ул., 14

(МЭИ, каф. ТОЭ, первый этаж, ком. 3-111, тел./факс 362-7485).