

Широтно-импульсная модуляция с пассивной фазой в трехфазных инверторах напряжения

ЧАПЛЫГИН Е.Е., ХУХТИКОВ С.В.

Рассмотрены трехфазные инверторы напряжения с широтно-импульсной модуляцией с пассивной фазой, в которых на протяжении 1/3 периода повторения не происходит коммутаций в ключах одной из фаз. Проанализировано влияние выбора формы сигнала предмодуляции на гармонический состав выходного напряжения. Предложены ранее не исследованные алгоритмы переключения. Показано, что увеличение периода повторения сигнала предмодуляции позволяет исключить проникновение комбинационных гармоник в низкочастотную часть спектра. Проведено сравнение коммутационных потерь при реализации различных видов ШИМ с пассивной фазой.

Ключевые слова: инверторы напряжения, широтно-импульсная модуляция, пассивная фаза, алгоритм переключения

Постановка задачи. Совершенствование высокочастотных силовых полупроводниковых приборов и развитие микропроцессорных систем управления стимулируют широкое использование алгоритмов переключения инверторов напряжения, основанных на применении широтно-импульсной модуляции (ШИМ). В последние годы широкое распространение, особенно для электропривода, получает так называемая векторная ШИМ [1–3]. Здесь для формирования алгоритма переключения используют системы управления, принцип работы которых основан на обработке обобщенных векторов. Однако такое построение системы управления позволяет получить самые разнообразные и значительно отличающиеся по свойствам алгоритмы переключения [4], в том числе и «классическую» ШИМ по синусоидальному закону. Кроме того, тот алгоритм переключения, который обычно называют «векторной» ШИМ, может быть получен при применении систем управления, основанных на иных принципах [1, 5, 6], причем никто не доказал, что векторный принцип построения микропроцессорной системы управления является наилучшим.

В статье рассматриваются алгоритмы переключения силовых полупроводниковых приборов в трехфазном мостовом инверторе напряжения, а не способы построения системы управления. С большим основанием можно утверждать, что все современные разновидности ШИМ основаны на применении принципа предмодуляции [2], когда при формировании сигналов управления на входах мо-

Three-phase voltage inverters with pulse-width modulation and passive phase are considered, in which switching does not occur in the switches of one of the phases for 1/3 of the repetition period. The selected shape of the preliminary modulation signal on the harmonic composition of the output voltage is analyzed. Switching algorithms are proposed that were not studied previously. It is shown that increasing the repetition period of the preliminary modulation signal makes it possible to exclude penetration of mixed harmonic components into the low-frequency part of the spectrum. Switching losses occurring in case of using different kinds of PWM with a passive phase are compared.

Key words: voltage inverters, pulse-width modulation, passive phase, switching algorithms

дуляторов фазы к эталонному сигналу синусоидальной формы $v_{\text{эт}A,B,C}(t)$ добавляется сигнал предмодуляции $v_{\text{пм}}(t)$, одинаковый для всех фаз:

$$v_{\text{у}A}(\theta) = v_{\text{эт}A}(\theta) + v_{\text{пм}}(\theta) = V_{\text{max}} k_M \sin(\theta) + v_{\text{пм}}(\theta);$$

$$v_{\text{у}B}(\theta) = v_{\text{эт}B}(\theta) + v_{\text{пм}}(\theta) = V_{\text{max}} k_M \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + v_{\text{пм}}(\theta);$$

$$v_{\text{у}C}(\theta) = v_{\text{эт}C}(\theta) + v_{\text{пм}}(\theta) = V_{\text{max}} k_M \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + v_{\text{пм}}(\theta),$$

где k_M – коэффициент модуляции; V_{max} – амплитуда сигнала развертки ШИМ модулятора; $\theta = \omega_{\text{вых}} t$.

В мостовом трехфазном инверторе амплитуда основной гармоники фазного выходного напряжения при реализации ШИМ равна (с незначительными отклонениями) $0,5Ek_M$, где E – напряжение на стороне постоянного тока. Масштабируем сигналы системы управления, приняв $V_{\text{max}} = 1$. При симметричной нагрузке инвертор формирует усредненные фазные и линейные напряжения синусоидальной формы, т.е. сигнал предмодуляции не влияет на гармонический состав низкочастотной части спектра выходного напряжения инвертора.

Выбирая определённую форму сигнала предмодуляции, можно достичь следующих целей:

1. Увеличить максимальное отношение амплитуды основной гармоники выходного напряжения к выходной частоте $f_{\text{вых}}$ к напряжению питания E . Применение предмодуляции позволяет увели-

чить названное отношение в $1/\cos(\pi/6) = 1,155$ раз [1–3]. При этом коэффициент модуляции k_M может принимать значения больше единицы, что не сопровождается перемодуляцией и ухудшением низкочастотной части спектра выходного напряжения инвертора.

2. Снизить коммутационные потери в ключах и тем самым повысить КПД установки, снизить затраты на полупроводниковые приборы и систему охлаждения.

3. Улучшить показатели качества выходного напряжения инвертора.

Однако одновременного выполнения всех поставленных целей в полной мере достичь не удается. Так, при использовании предмодуляции сигналом третьей гармоники основной частоты [2, 3] реализуются первая и третья цели. Снижение коммутационных потерь при этом происходит при том же напряжении на нагрузке лишь за счет уменьшения напряжения в цепи постоянного тока.

Существенное снижение коммутационных потерь (по крайней мере, на треть) достигается лишь в инверторах, в которых поочередно на протяжении $1/3$ полупериода выходной частоты коммутация ключей в одной из фаз не осуществляется, т.е. данная фаза является пассивной. Этот алгоритм переключения, как правило, имеют в виду, когда говорят о векторной ШИМ. В зарубежной литературе такой алгоритм называют Discontinuous PWM (прерывистая ШИМ), имея в виду, что при его реализации в кривых управляющих сигналов на входе ШИМ модулятора имеются разрывы. Нам представляется, что такое название не вполне удачно, поскольку разрывы в кривых являются лишь следствием работы ключей с пассивной фазой. Более точное наименование такого рода алгоритмов переключения, по мнению авторов, – ШИМ с пассивной фазой.

Исследование этой разновидности ШИМ проведено в данной статье. Имманентной чертой инверторов с ШИМ пассивной фазой является ухудшение показателей качества выходного напряжения из-за увеличения числа и амплитуды комбинационных гармоник спектра, расположенных в области частот, кратных частоте коммутации $f_k = Af_{\text{вых}}$. Несмотря на широкое применение ШИМ с пассивной фазой достаточно исследован лишь один вариант алгоритма переключения (назовем его основной вариант – Вар. 0) [1–3]. В статье рассмотрен поиск других, альтернативных, вариантов реализации ШИМ с пассивной фазой, проведен анализ их преимуществ и недостатков.

Оценка показателей качества выходного напряжения. Поскольку основным недостатком алгоритмов переключения с пассивной фазой является ухудше-

ние гармонического состава выходного напряжения, этой проблеме уделено значительное внимание. Для сравнения спектров при различных алгоритмах переключения необходимо использовать параметры, характеризующие показатели качества в обобщенном виде. Такие параметры предложены в [3].

Для большинства потребителей наиболее существенны гармоники с наиболее низкой частотой, это, в первую очередь, комбинационные составляющие, расположенные в области частоты коммутации. Интенсивность высших гармонических составляющих в спектре ШИМ последовательности характеризует коэффициент гармоник

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

где C_1 – амплитуда основной гармоники выходного напряжения; w – число, ограничивающее область спектра вблизи частоты коммутации, содержащую существенные гармонические составляющие.

В спектре в ряде случаев могут быть значительны составляющие в области, расположенной вблизи второй гармоники частоты коммутации. Эти гармоники могут заметно влиять на ток нагрузки, проявляющей индуктивную реакцию для высших гармоник. Это влияние можно учесть введением коэффициента гармоник

$$k_{Г2К} = \frac{\sqrt{\sum_{k=A-w}^{A+w} C_k^2 + 2 \sum_{k=2A-w}^{2A+w} \left(\frac{C_k}{2}\right)^2}}{C_1}.$$

Таким образом, введенные коэффициенты $k_{Г.К}$ и $k_{Г2К}$ позволяют осуществлять сравнение качества выходного напряжения при различных видах ШИМ. При $A > A_{кр} = 50 \div 100$ эти коэффициенты не зависят от выбора частоты коммутации, не различаются для ШИМ-1 либо ШИМ-2, а определяются лишь выбором разновидности ШИМ, способом модуляции фронтов (модуляция фронта/среза импульса либо двухсторонняя модуляция) и текущим коэффициентом модуляции.

Основной вариант (Вар.0). Пассивной выбирается та фаза, у которой модуль эталонного сигнала в текущий момент времени максимален. Таким образом, на протяжении полупериода выходной частоты каждая фаза является пассивной на протяжении углового интервала длительностью $\pi/3$. Способ построения сигнала предмодуляции изложен в [3]. На рис. 1,а представлены временные диаграммы эталонного сигнала $v_{ЭТ.А}$ и сигнала предмодуляции

$v_{\text{ПМ}}$, на рис. 1,б – диаграмма управляющего сигнала на входе ШИМ модулятора, а на рис. 1,в – кривая фазного выходного напряжения u_A при $E = 480$ В; $k_M = 0,5$; $A = 100$, ШИМ с двухсторонней модуляцией фронтов. На рис. 2,а представлен спектр выходного напряжения u_A .

Результаты получены при спектральном моделировании инвертора [3, 7], производительность которого значительно выше, чем у других способов моделирования. При моделировании считаем силовые ключи идеальными, напряжение источника питания полностью сглаженным. Учет реальных свойств приборов показывает, что при этом их воздействие на показатели инверторов с различными видами ШИМ практически одинаково, поэтому результаты сопоставления параметров, полученные для идеализированного инвертора, справедливы и для реальных устройств.

В результате модельных экспериментов для основного варианта алгоритма переключения были получены спектры выходных напряжений для различных k_M и рассчитаны коэффициенты гармоник $k_{Г,К}$ и $k_{Г2К}$. В табл. 1 приведены данные при двухсторонней модуляции фронтов импульсов, а в табл. 2 – при модуляции фронта (или среза) импульсов.

Сравнение данных табл. 1 и 2 показывает, что применение двухсторонней модуляции фронтов не приводит к заметному изменению спектра и не имеет преимуществ. Эта особенность прослеживается для всех рассмотренных ниже разновидностей ШИМ с пассивной фазой. В этом заключается от-

личие ШИМ с пассивной фазой от других видов трехфазной ШИМ.

Рассмотрим на примере основного варианта влияние предмодуляции на гармонический состав выходного напряжения. На рис. 2,а приведен спектр выходного напряжения $u_A(t)$ инвертора при реализации Вар.0 и $E = 480$ В, $k_M = 0,5$, $A = 100$, ШИМ с двухсторонней модуляцией фронтов, т.е. в режиме, соответствующем диаграммам рис. 1. На рис. 2,б приведен аналогичный спектр выходного напряжения $u_{1A}(t)$ при отсутствии предмодуляции и той же форме эталонного сигнала $v_{\text{ЭТА}}$ (см. рис. 1,а), т.е. для классической ШИМ по синусоидальному закону. Основная гармоника в спектрах рис. 2,а и б одинакова. Сравнение спектров демонстрирует преимущество классической ШИМ по гармоническому составу. Далее выделим в напряжении u_A часть, обусловленную воздействием сигнала предмодуляции. Для этого найдем разностную составляющую $\delta u_A(t) = u_A(t) - u_{1A}(t)$ и спектр указанного сигнала (см. рис. 2,в). В последнем спектре отсутствует основная гармоника. Сравнение спектров рис. 2 наглядно показывает, что решающую роль во включении в спектр $u_A(t)$ комбинационных гармоник играет разностный сигнал, т.е. воздействие предмодуляции.

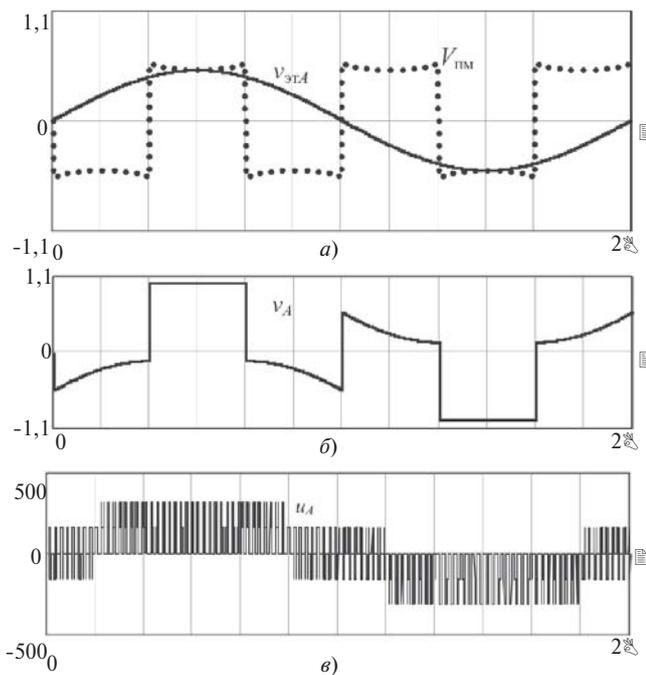


Рис. 1. Временные диаграммы при реализации Вар.0: а – эталонный сигнал и сигнал предмодуляции; б – управляющий сигнал; в – выходное фазное напряжение инвертора

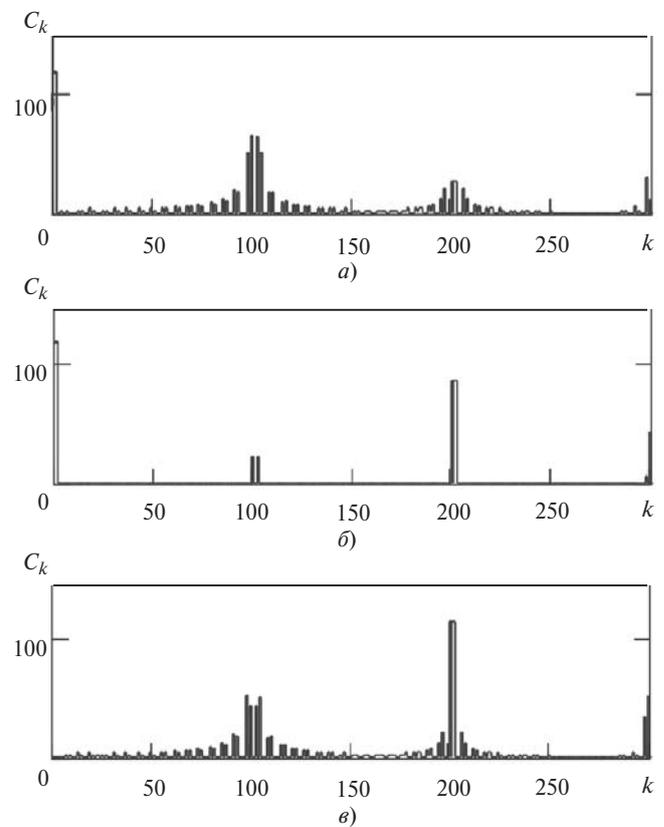


Рис. 2. Спектры выходного напряжения при реализации Вар.0 (а), классической ШИМ (б), спектр разностного напряжения (в)

Таблица 1

Вариант алгоритма	Коэффициенты гармоник при двухсторонней модуляции фронтов и значениях k_M , равных										
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,155
Вар. 0	1,39/1,55	1,35/1,48	1,28/1,36	1,18/1,23	1,07/1,1	0,95/0,97	0,82/0,84	0,69/0,72	0,58/0,6	0,48/0,5	0,39/0,4
Вар. 1, $\Psi = 15^\circ$	1,39/1,55	1,35/1,47	1,27/1,36	1,18/1,22	1,06/1,09	0,94/0,96	0,8/0,83	0,67/0,7	0,55/0,59	0,46/0,49	0,39/0,4
Вар. 1, $\Psi = 30^\circ$	1,34/1,47	1,34/1,47	1,27/1,35	1,17/1,21	1,05/1,07	0,92/0,94	0,78/0,81	0,65/0,69	0,53/0,57	0,44/0,47	0,38/0,39
Вар. 2	1,41/1,56	1,35/1,47	1,28/1,36	1,17/1,22	1,07/1,09	0,93/0,95	0,79/0,82	0,66/0,7	0,54/0,58	0,45/0,48	0,38/0,4
Вар. 3	1,4/1,71	1,36/1,48	1,27/1,36	1,16/1,2	1,03/1,05	0,89/0,91	0,75/0,78	0,6/0,66	0,48/0,54	0,39/0,45	0,36/0,38
Вар. 4	1,43/1,6	1,33/1,46	1,25/1,34	1,15/1,2	1,03/1,06	0,9/0,92	0,76/0,8	0,63/0,68	0,51/0,56	0,42/0,47	0,37/0,39

Примечание. В числителе указаны значения $k_{Г,К}$, в знаменателе – $k_{Г2К}$.

Таблица 2

Вариант алгоритма	Коэффициенты гармоник при модуляции фронта (или среза) и значениях k_M , равных										
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,155
Вар. 0	1,4/1,56	1,36/1,49	1,3/1,39	1,22/1,27	1,12/1,15	1,0/1,02	0,88/0,89	0,76/0,78	0,64/0,66	0,53/0,55	0,4/0,41
Вар. 1, $\Psi = 15^\circ$	1,41/1,57	1,37/1,5	1,3/1,4	1,22/1,27	1,11/1,15	1,0/1,02	0,88/0,89	0,76/0,77	0,64/0,66	0,53/0,55	0,4/0,41
Вар. 1, $\Psi = 30^\circ$	1,41/1,57	1,37/1,5	1,3/1,4	1,22/1,27	1,11/1,15	1,0/1,02	0,88/0,89	0,76/0,77	0,64/0,66	0,53/0,55	0,4/0,41
Вар. 2	1,43/1,6	1,38/1,51	1,32/1,42	1,23/1,29	1,14/1,17	1,02/1,04	0,9/0,91	0,78/0,79	0,65/0,67	0,55/0,57	0,41/0,42
Вар. 3	1,53/1,7	1,38/1,51	1,31/1,4	1,22/1,28	1,11/1,43	1,0/1,02	0,88/0,89	0,75/0,77	0,64/0,66	0,53/0,55	0,41/0,43
Вар. 4	1,45/1,61	1,37/1,5	1,3/1,39	1,21/1,27	1,10/1,13	0,99/1,01	0,87/0,89	0,75/0,77	0,64/0,66	0,53/0,55	0,41/0,43

Примечание. В числителе указаны значения $k_{Г,К}$, в знаменателе – $k_{Г2К}$.

Амплитуда сигнала предмодуляции возрастает при уменьшении коэффициента модуляции и при малых коэффициентах модуляции сигнал имеет форму прямоугольных импульсов с единичной амплитудой. Таково свойство всех возможных систем формирования ШИМ с пассивной фазой. Однако воздействие на спектр выходного напряжения возможно. При реализации Вар.0 частота повторения импульсов предмодуляции $3f_{\text{вых}}$, и в соответствии с законами модулированных колебаний [8] это обуславливает достаточно широкую область комбинационных гармоник с существенными амплитудами, т.е. значения числа w значительно выше, чем при реализации классической ШИМ. Область комбинационных гармоник при этом может распространяться и на низкочастотную область спектра, негативно влияя на работу потребителей энергии. Уменьшить значение параметра w можно, уменьшив частоту повторения сигнала предмодуляции. Ниже рассмотрены альтернативные способы реализации алгоритмов переключения ШИМ с пассивной фазой.

Построение кривой сигнала предмодуляции. Поскольку сигнал предмодуляции оказывает определяющее влияние на характер спектра выходного напряжения, определим основные условия, кото-

рые необходимо выполнить при построении сигнала предмодуляции:

1. В каждый момент времени одна из фаз инвертора должна быть пассивной.

2. На периоде повторения кривых управляющего сигнала область работы в пассивном режиме должна составлять треть длительности периода повторения. Это обеспечивает равенство коммутационных потерь во всех фазах.

3. Кривые управляющих сигналов на периоде повторения должны быть симметричны: это обеспечивает равенство потерь во всех фазах.

4. Для достижения предельных значений коэффициента модуляции амплитуда сигнала предмодуляции должна быть минимизирована. Для этого в области вблизи экстремальных значений эталонного сигнала фазы выбор пассивной фазы может осуществляться по двум алгоритмическим версиям.

Версия А. Пассивной является именно та фаза, управляющий сигнал которой находится в области экстремальных значений (эта версия реализуется в Вар.0).

Версия Б. Пассивными являются другие фазы, причем включаются транзисторы, принадлежащие к противоположной группе по сравнению с группой, проводящей ток в режиме версии А.

Введение в рассмотрение версии *Б* позволяет синтезировать ранее не исследованные алгоритмы переключения. Во всех рассматриваемых ниже разновидностях алгоритмов ШИМ с пассивной фазой по сравнению с классической ШИМ достигается увеличение на 15,5% отношения амплитуды основной гармоники выходного напряжения с выходной частотой $f_{\text{вых}}$ к напряжению питания E .

Никаких ограничений на гармонический состав сигнала предмодуляции при выполнении перечисленных выше условий не вводится, при любой форме сигнала предмодуляции в низкочастотной части спектра выходного напряжения присутствует только основная гармоника.

Вариант Вар. 1. Этот алгоритм является модификацией основного варианта Вар.0 и отличается от него тем, что начало и конец интервалов работы фазы в пассивном режиме смещаются на угол Ψ [9]. На рис. 3,а представлена временная диаграмма управляющего сигнала $v(t)$, на рис. 3,б – сигнал предмодуляции $v_{\text{пм}}(t)$ при $\Psi = \pi/6$, $k_M = 0,5$. При реализации Вар.1 используется выбор пассивной фазы как по версии *А*, так и версии *Б*. Анализ показывает, что при изменении Ψ в пределах $-\pi/6 < \Psi < \pi/6$ достижимы предельные значения отношения амплитуды основной гармоники выход-

ного напряжения к напряжению питания E . Задание угла Ψ за пределами указанного интервала недопустимо, так как приводит к перемодуляции при любых значениях k_M .

Гармонический состав выходного напряжения характеризуют коэффициенты гармоник $k_{Г.К}$ и $k_{Г.2К}$, приведенные в табл. 1 и 2 для $\Psi = \pi/12$ и $\pi/6$. Эти коэффициенты не зависят от знака угла Ψ . Сравнение показателей качества выходного напряжения Вар. 0 и Вар. 1 показывает, что они примерно одинаковы, как и параметр w , характеризующий ширину области комбинационных гармоник с существенными амплитудами. В табл. 3 приведены значения параметра w для различных значений коэффициента модуляции. Граница области интенсивных комбинационных гармоник в данном случае ограничена совокупностью гармоник, амплитуда которых выше 3% амплитуды основной гармоники.

Таблица 3

Коэффициент модуляции k_M	Значения параметра w для вариантов			
	0 и 1	2	3	4
0,2	70	18	95	175
0,5	52	10	50	140
0,8	28	7	28	65

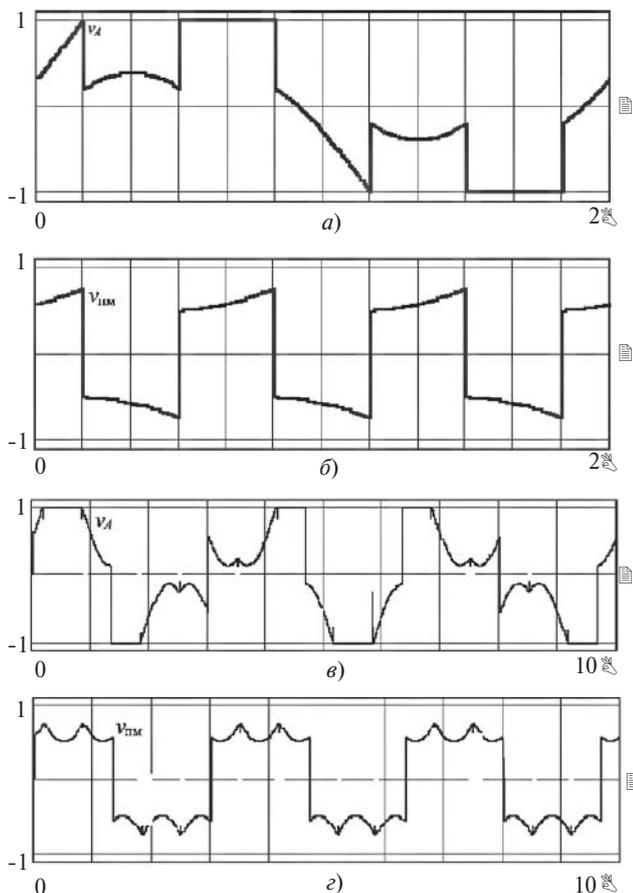


Рис. 3. Временные диаграммы при реализации Вар.1 (а–б) и Вар.2 (в–з): управляющий сигнал (а, в), сигнал предмодуляции (б, з)

Вариант Вар.2. Значительное воздействие на характер спектра выходного напряжения оказывает изменение периода повторения сигнала предмодуляции. В данной разновидности ШИМ с пассивной фазой период повторения управляющего сигнала равен пяти периодам основной частоты, а период повторения сигнала предмодуляции составляет $10\pi/3$. При реализации алгоритмов в различном порядке чередуются версии *А* и *Б*. На рис. 3,в представлена временная диаграмма управляющего сигнала $v(t)$, на рис. 3,з – сигнал предмодуляции $v_{\text{пм}}(t)$ при реализации Вар.2 и $k_M = 0,5$.

В табл. 1 и 2 представлены коэффициенты гармоник $k_{Г.К}$ и $k_{Г.2К}$, найденные в результате модельного эксперимента на спектральных моделях инверторов, реализующих указанную разновидность ШИМ. Сравнение этих данных с основным вариантом Вар.0 показывает примерное равенство коэффициентов гармоник выходного напряжения.

Но интегральные параметры (коэффициенты гармоник) не в полной мере характеризуют спектр выходного напряжения. На рис. 4 представлены спектры выходного напряжения при различных вариантах формирования кривой выходного напряжения, $E = 480$ В; $k_M = 0,2$; $A = 100$, ШИМ с двухсторонней модуляцией фронтов. На диаграммах

видно существенное улучшение спектров при реализации Вар.2. Увеличение периода повторения привело к появлению в спектре гармоник с дробными номерами, т.е. гармоник частоты $f_{\text{ВЫХ}}/5$. В спектре Вар.2 комбинационные гармоники располагаются в значительно более узкой области, чем в основном варианте Вар.0, значение параметра w , характеризующего ширину зоны существенных по величине комбинационных гармоник, значительно снижается (табл. 3): в этом заключается существенное достоинство алгоритма Вар.2. Сравним диаграммы сигнала предмодуляции на рис. 3,г и 1,а. На первом из них частота следования импульсов меньше в пять раз, это и объясняет в соответствии с теорией модулированных колебаний сужение области комбинационных гармоник. Таким образом, реализация Вар. 2 позволяет в значительной мере исключить ухудшение спектра выходного напряжения, вызванное попаданием интенсивных комбинационных гармоник в низкочастотную область спектра.

Алгоритмы Вар. 1 и Вар.2 имеют одну важную особенность, которую необходимо принимать во внимание. Рассмотрим диаграммы управляющих сигналов рис. 3,а и в. В них можно заметить интервалы, на которых модуль управляющего сигнала в неактивной фазе приближается к единице. Из-за ограниченности частотных свойств силовых полупроводниковых приборов требуется ограничивать значение модуля управляющего сигнала неактивной фазы определенным уровнем, например 0,9. Моделирование инвертора с подобным ограничением показало, что хотя в спектре выходного напряжения и появляются низкочастотные гармоники, кратные основной частоте, их значение по

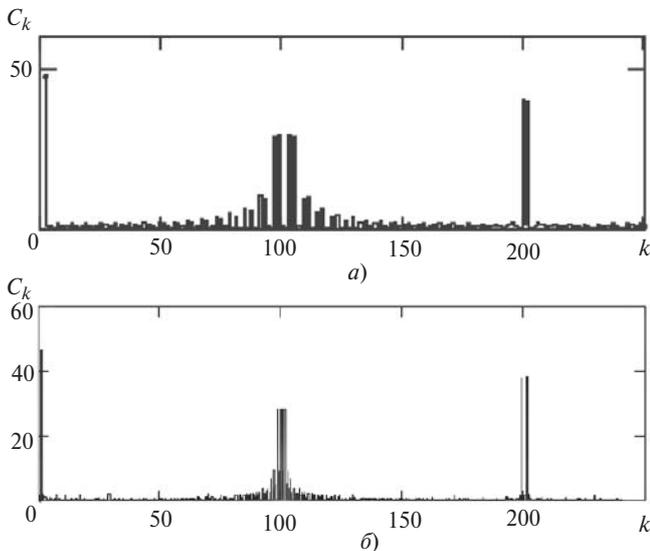


Рис. 4. Спектры выходного напряжения инвертора при реализации Вар.0 (а), Вар.2 (б)

крайней мере на два порядка меньше уровня основной гармоники.

По образцу алгоритма Вар.2 можно, расширив временные интервалы нахождения сигнала предмодуляции в пределах одной полярности, создать алгоритмы переключения с еще большим периодом повторения сигнала предмодуляции. За счет этого можно достичь дополнительного сужения области комбинационных гармоник и уменьшения значения параметра w .

Вариант Вар.3. В основном варианте Вар.0 при выборе пассивной фазы используется исключительно версия А. Рассмотрим алгоритм, в котором применяется только версия В. На рис. 5,а и б представлены временные диаграммы управляющего сигнала $v(t)$ и сигнала предмодуляции $v_{\text{ПМ}}(t)$. Период повторения управляющего сигнала равен периоду сети, период повторения равен сигналу предмодуляции $1/3$ периода сети. Как и при реализации Вар.0, сигнал предмодуляции содержит только гармоники, кратные частоте $3f_{\text{ВЫХ}}$. В отличие от основного варианта каждая фаза становится пассивной дважды на протяжении половины периода сети, длительность каждого интервала пребывания в пассивном состоянии $\pi/6$.

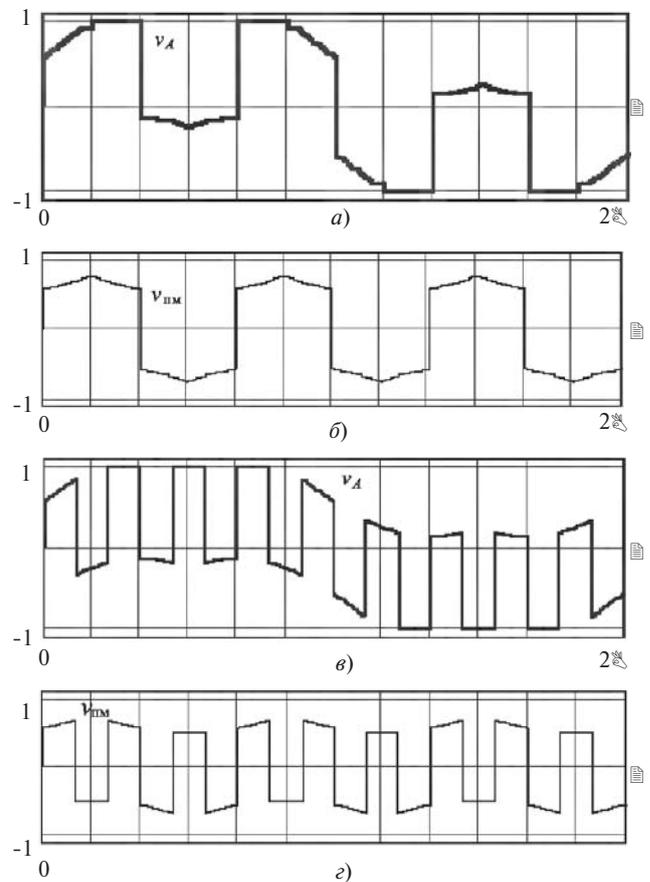


Рис. 5. Временные диаграммы при реализации Вар.3 (а–б) и Вар.4 (в–г): управляющий сигнал (а, в), сигнал предмодуляции (б, г)

В табл. 1 и 2 приведены значения коэффициентов гармоник $k_{Г.К}$ и $k_{Г2К}$, найденные путем модельного эксперимента. Сравнение этих данных с данными основного варианта Вар.0 показывает практическую идентичность коэффициентов гармоник. Более детальное сравнение спектров выходного напряжения при различных значениях коэффициента модуляции показывает, что ширина зоны интенсивных комбинационных гармоник w в Вар.0 и Вар.3 практически одинакова (см. табл. 3). Это подтверждает вывод о том, что параметр w однозначно зависит от частоты повторения сигнала предмодуляции.

Вариант Вар.4. В этом варианте построения алгоритма переключения последовательно чередуются версии *A* и *B*. Каждая фаза трижды становится пассивной за половину периода выходной частоты и находится в пассивном состоянии в течение угла $\pi/9$. На рис. 5, *в* и *г* представлены временные диаграммы управляющего сигнала $v(t)$ и сигнала предмодуляции $v_{ПМ}(t)$. Период повторения управляющего сигнала равен периоду сети, период повторения равен сигналу предмодуляции $1/9$ периода сети, таким образом, сигнал предмодуляции содержит только гармоники, кратные частоте $9f_{ВЫХ}$.

В табл. 1 и 2 представлены коэффициенты гармоник $k_{Г.К}$ и $k_{Г2К}$, найденные в результате модельного эксперимента. Сравнение этих данных с данными основного варианта Вар.0 вновь показывает незначительные отличия от аналогичных результатов основного варианта. Сравнение спектров выходного напряжения при различных значениях коэффициента модуляции показывает, что ширина зоны интенсивных комбинационных гармоник w в Вар.4 значительно больше, чем при реализации основного варианта (см. табл. 3). Это снова подтверждает зависимость параметра w от частоты повторения сигнала предмодуляции.

Значительное расширение области комбинационных гармоник позволяет считать Вар.4 неконкурентоспособным.

Оценка коммутационных потерь в ключах. Основная цель применения алгоритмов с пассивной фазой — снижение потерь на коммутацию. Для сравнения потерь на коммутацию при различных алгоритмах переключения нет необходимости проводить полный расчет мощности потерь. Потери на коммутацию зависят от напряжения в цепи постоянного тока E , среднего значения коммутируемого тока прибора и частоты коммутации. Поскольку можно 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 через прибор $I_{СР}$, приравняв ток к нулю на тех временных интервалах, когда фаза находится в пассивном состоянии и коммутационных потерь нет. На основе модельных экспериментов были получены значения $I_{СР.Т}$ для транзисторов и диодов $I_{СР.Д}$ силовой схемы инвертора при различных вариантах реализации ШИМ с пассивной фазой, а также для классической ШИМ по синусоидальному закону, где пассивные фазы не используются. Вариант Вар.4 как менее перспективный не рассматривается. Полагаем, что кривая тока сохраняет синусоидальную форму даже при фазовом угле нагрузки на основной гармонике $\varphi=0$, т.е. считаем, что для высших гармоник нагрузка обладает идеальными сглаживающими свойствами. В табл. 4 приведены параметры $k_T = I_{Т.СР} / I_m$ и $k_D = I_{Д.СР} / I_m$ (где I_m — амплитуда тока нагрузки), причем коэффициенты модуляции k_M ограничены реально достижимыми значениями (за исключением классической ШИМ, где $k_M = 1$ практически недостижим).

Приведенные в табл. 4 данные позволяют сделать следующие заключения:

1. Максимальные коммутационные потери в транзисторах отмечаются при максимальных k_M , в диодах — при минимальных.

2. Различие значений параметров k_T и k_D при реализации различных видов ШИМ с пассивной фазой определяется тем, какая часть кривой фазного тока протекает через ключи пассивной фазы.

3. При реализации различных ШИМ (включая классическую ШИМ) и работе на нагрузку с различными фазовыми углами максимальные значения k_D изменяются в незначительных пределах $k_{D\max} = 0,146 \div 0,151$.

4. Применение различных видов ШИМ с пассивной фазой позволяет значительно уменьшить значения $k_{T\max}$ по сравнению с аналогичными параметрами инвертора классической ШИМ. Однако сама оценка этого влияния зависит от постановки задачи. Например, если нагрузка имеет постоянный фазовый угол $\varphi = \pi/6$, то значения параметра $k_{T\max}$ для различных видов ШИМ будут следующие (здесь $k_{T\max}^{КЛ}$ — значение $k_{T\max}$ при реализации классической ШИМ):

Вид ШИМ	Класс. ШИМ	Вар.0	Вар.1, $\Psi = 15^\circ$	Вар.1, $\Psi = 30^\circ$	Вар.2	Вар.3
$k_{T\max}$	0,255	0,129	0,113	0,109	0,144	0,167
$k_{T\max}^{КЛ} / k_{T\max}, \%$	100	50,6	44,3	42,7	56,5	65,5

При работе на указанную нагрузку минимальная мощность коммутационных потерь в транзи-

Таблица 4

Вариант ШИМ	Значение фазового угла нагрузки φ	Значения параметров k_T и k_D при k_M , равном				
		0,1	0,4	0,7	1,0	$\Sigma = k_T + k_D$
Классическая ШИМ	0	0,171/0,148	0,21/0,109	0,247/0,071	0,283/0,036	0,318
	$\pi/12$	0,17/0,149	0,208/0,111	0,224/0,074	0,278/0,040	0,318
	$\pi/6$	0,169/0,149	0,203/0,116	0,235/0,082	0,255/0,052	0,318
	$\pi/4$	0,167/0,151	0,195/0,124	0,221/0,097	0,237/0,071	0,318
Вар. 0	0	0,013/0,144	0,049/0,107	0,086/0,070	0,124/0,034	0,16
	$\pi/12$	0,018/0,146	0,053/0,109	0,089/0,073	0,125/0,038	0,16
	$\pi/6$	0,033/0,147	0,064/0,114	0,096/0,082	0,129/0,051	0,18
	$\pi/4$	0,056/0,15	0,081/0,123	0,108/0,096	0,135/0,071	0,205
Вар. 1 $\Psi = 15^\circ$	0	0,018/0,146	0,054/0,109	0,092/0,070	0,130/0,033	0,165
	$\pi/12$	0,012/0,146	0,047/0,111	0,084/0,074	0,121/0,038	0,16
	$\pi/6$	0,016/0,148	0,048/0,115	0,081/0,082	0,113/0,051	0,165
	$\pi/4$	0,03/0,150	0,056/0,123	0,083/0,096	0,109/0,071	0,18
Вар. 1 $\Psi = 30^\circ$	0	0,034/0,146	0,071/0,109	0,109/0,072	0,147/0,034	0,18
	$\pi/12$	0,018/0,147	0,054/0,112	0,091/0,075	0,127/0,039	0,165
	$\pi/6$	0,011/0,147	0,044/0,117	0,077/0,084	0,109/0,052	0,16
	$\pi/4$	0,014/0,150	0,041/0,125	0,068/0,098	0,095/0,071	0,165
Вар. 2	0	0,029/0,147	0,067/0,108	0,104/0,071	0,141/0,034	0,176
	$\pi/12$	0,034/0,147	0,07/0,11	0,106/0,074	0,142/0,039	0,181
	$\pi/6$	0,047/0,148	0,079/0,115	0,112/0,083	0,144/0,051	0,195
	$\pi/4$	0,065/0,148	0,092/0,121	0,118/0,095	0,144/0,069	0,213
Вар. 3	0	0,053/0,149	0,093/0,112	0,132/0,073	0,168/0,035	0,20
	$\pi/12$	0,057/0,149	0,095/0,113	0,133/0,076	0,168/0,039	0,205
	$\pi/6$	0,067/0,15	0,102/0,118	0,135/0,085	0,167/0,052	0,22
	$\pi/4$	0,079/0,146	0,107/0,120	0,134/0,093	0,159/0,066	0,225

Примечание. В числителе приведены значения k_T , в знаменателе – k_D (его максимальные значения выделены полужирным).

сторе будет при реализации Вар.1, $\Psi = 30^\circ$, т.е. при $\varphi = \Psi$ (согласованный режим выбора пассивной фазы).

Для расчета теплового режима транзистора необходимо учитывать коммутационные потери во всех, в том числе и кратковременных пусковых и переходных режимах. Например, если принять, что фазовый угол нагрузки φ меняется в диапазоне от 0 до 30° , то необходимо выбирать параметр k_{Tmax} для наихудшего с точки зрения потерь режима:

Вид ШИМ	Класс. ШИМ	Вар.0	Вар.1, $\Psi = 15^\circ$	Вар.1, $\Psi = 30^\circ$	Вар.2	Вар.3
k_{Tmax}	0,283	0,129	0,130	0,147	0,144	0,168
$\frac{k_{Tmax}}{k_{Tmax}^{кл}}$, %	100	45,6	45,9	51,9	50,9	59,4

Наилучшими показателями при этих условиях обладают Вар.0, Вар.1, $\Psi = 15^\circ$ и Вар.2.

5. Расчет 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. Приведенные в табл. 4 суммы значений коэффициентов $\Sigma = k_T + k_D$ в соответствии с законом Кирхгофа для токов не зависят от коэффициента модуляции k_M . Однако эти величины не позволяют корректно оценивать суммарные коммутационные потери в диоде и транзисторе, поскольку частотные свойства приборов различны. Характер зависимости коммутационных потерь от k_M зависит от соотношения быстродействия диода и транзистора.

6. Наименьшие потери на коммутацию обеспечивает Вар.1 при согласованном режиме выбора пассивной фазы, т.е. при $\varphi = \Psi$. Такой режим работы должен быть обеспечен системой управления. Однако существует ограничение $\Psi < \pi/6$, поэтому

при работе на нагрузку с фазовым углом $\varphi > \pi/6$ (например, двигатели малой мощности) согласованный режим невозможен. Такие же проблемы возникают и в режиме пуска.

По потерям на коммутацию Вар. 3 уступает другим видам ШИМ с пассивной фазой.

Выводы. 1. При реализации ШИМ с пассивной фазой спектр выходного напряжения в решающей мере определяется воздействием сигнала предмодуляции. Условия, необходимые для построения кривой сигнала предмодуляции, обеспечивают равенство потерь на коммутацию в ключах инвертора и повышение отношения основной гармоники выходного напряжения к напряжению питания на 15,5%.

2. Для всех видов ШИМ с пассивной фазой коэффициенты гармоник, характеризующие комбинационные гармоники, расположенные в окрестности частоты коммутации, слабо зависят от выбора алгоритма переключения. Указанные коэффициенты гармоник практически не зависят от выбора способа модуляции фронтов кривой выходного напряжения.

3. Выбор формы кривой сигнала предмодуляции позволяет активно воздействовать на ширину области, в которой группируются комбинационные гармоники. При увеличении периода повторения сигнала предмодуляции (алгоритм переключения Вар. 2) происходит значительное сужение области комбинационных гармоник и практически исключается их проникновение в низкочастотную часть спектра выходного напряжения.

4. Введенные и рассчитанные коэффициенты k_T и k_D характеризуют средний коммутируемый ток приборов для различных видов ШИМ с пассивной фазой и позволяют сравнивать потери на коммутацию без полного расчета коммутационных потерь. В наибольшей степени коммутационные потери снижаются при реализации Вар.1 при согласованном выборе положения пассивной фазы. При этом

отмечена возможность значительного увеличения коммутационных потерь в пусковых и переходных режимах, что необходимо учитывать при расчете теплового режима ключей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Зиновьев Г.С.** Основы силовой электроники: Учебное пос., изд. 3-е. — Новосибирск: НГТУ, 2004.
2. **Шрейнер Р.Т.** Математическое моделирование приводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. — Екатеринбург: УрО РАН, 2000.
3. **Обухов С.Г., Чаплыгин Е.Е., Кондратьев Д.Е.** Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения. — Электричество, 2008, № 8.
4. **Изосимов Д.Б., Байда С.В.** Алгоритмы векторной широтно-импульсной модуляции трехфазного автономного инвертора напряжения. — Электротехника, 2004, № 4.
5. **Чаплыгин Е.Е., Хухтиков С.В.** Способ управления автономным инвертором напряжения с векторной ШИМ. — Практическая силовая электроника, 2010, вып. 39.
6. **Чубуков К.А.** Исследование и разработка вариантов широтно-импульсной модуляции в трехфазных автономных инверторах с двигательной нагрузкой: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. — Чебоксары: ЧГУ, 2010.
7. **Чаплыгин Е.Е., Мальшев Д.В.** Спектральные модели автономных инверторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией. — Электричество, 1999, № 8.
8. **Харкевич А.А.** Спектры и анализ. — М.: Изд-во Либроком, 2009.
9. **Prasad V.** Himamshu Analysis and Comparoson of Space Vector Modulation Schemes for Three-Leg and Four-Leg Voltage Source Inverters. — Virginia Polytechnic Institute and State University, 1997.

[09.02.11]

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». Доцент 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).