

Венна-выпрямитель — трехфазный корректор коэффициента мощности

В статье приводится анализ электромагнитных процессов в Венна-выпрямителе и сравнение этого типа устройств с активным выпрямителем.

**Евгений Чаплыгин,
К. Т. Н.
Во Минь Тьнь
К. Т. Н.
Нгуен Хоанг Ан**

ChaplyginYY@mpei.ru

Принятые в последнее десятилетие стандарты жестко ограничивают эмиссию в сеть высших гармонических составляющих тока, создаваемую статическими преобразователями. В первую очередь это вызвало замену чрезвычайно распространенных выпрямителей с C -фильтром, обладающих весьма низким коэффициентом мощности, схемами с активными корректорами коэффициента мощности (ККМ). В трехфазных сетевых преобразователях отсутствует эмиссия в сеть гармонических составляющих, кратных трем, поэтому коэффициент мощности выше, чем в однофазных схемах: коэффициент мощности трехфазного шестипульсового выпрямителя с L - или LC -фильтром достигает 0,955, а пятая и седьмая гармоники сетевого тока составляют соответственно 20 и 14%. Однако такой гармонический состав сетевого тока во многих случаях не может счи-

таться удовлетворительным, велики массогабаритные и стоимостные показатели фильтра в цепи постоянного тока. Это обстоятельство стимулирует интерес к трехфазным выпрямителям с активной коррекцией коэффициента мощности. Среди них находит применение устройство на базе трехфазного инвертора напряжения, работающего в обратном режиме (так называемый активный выпрямитель) [1].

Существует и альтернативное схемное решение трехфазного выпрямителя с активной коррекцией коэффициента мощности — Венна-выпрямитель [2]. Однако в научной литературе не содержится подробного анализа электромагнитных процессов в этой схеме, и сравнение Венна-выпрямителя с активным выпрямителем носит лишь предварительный характер. Задачей данной статьи является восполнение этого пробела.

Принцип действия

Существует несколько вариантов построения схемы Венна-выпрямителя, и материал статьи можно распространить на все разновидности устройства, однако представляет интерес решение, приведенное на рис. 1, а [2]. Нулевой провод сети может отсутствовать. Реализация двухпроводящего ключа показана на рис. 1, б.

Функционирование Венна-выпрямителя напоминает работу однофазного корректора коэффициента мощности на базе повышающего регулятора постоянного напряжения. При подключении устройства к сети конденсаторы $C1 = C$ и $C2 = C$ на стороне постоянного тока заряжаются до напряжения, большего амплитуды фазного напряжения: $U_{C1} = U_{C2} = U_C = U_n/2 > \sqrt{2}U_{с.ф.}$, причем $U_n = 2\sqrt{2}k_U \times U_{с.ф.}$. При $u_A = \sqrt{2}U_{с.ф.} \sin \theta > 0$, где $\theta = 2\pi f_{сети} t$, и замкнутом ключе $S1$ к дросселю L_A приложено напряжение $u_A - u_0 > 0$ и ток i_A нарастает. Напряжение между средними точками сети и конденсаторов обозначено u_0 . При отключении $S1$ ток дросселя замыкается через диод $V1$, и к дросселю приложено $u_A - u_0 - u_{C1} < 0$, ток дросселя i_A падает. На второй половине периода процессы развиваются аналогично. При $u_A < 0$ и проводящем ключе $S1$ к дросселю L_A приложено напряжение $u_A - u_0 < 0$, и ток в нем спадает.

Чередуя моменты включения и выключения $S1$ с высокой частотой коммутации $f_k = A \times f_{сети}$, можно получить требуемую форму сетевого тока i_A . Основная гармоника тока имеет нулевой сдвиг фазы отно-

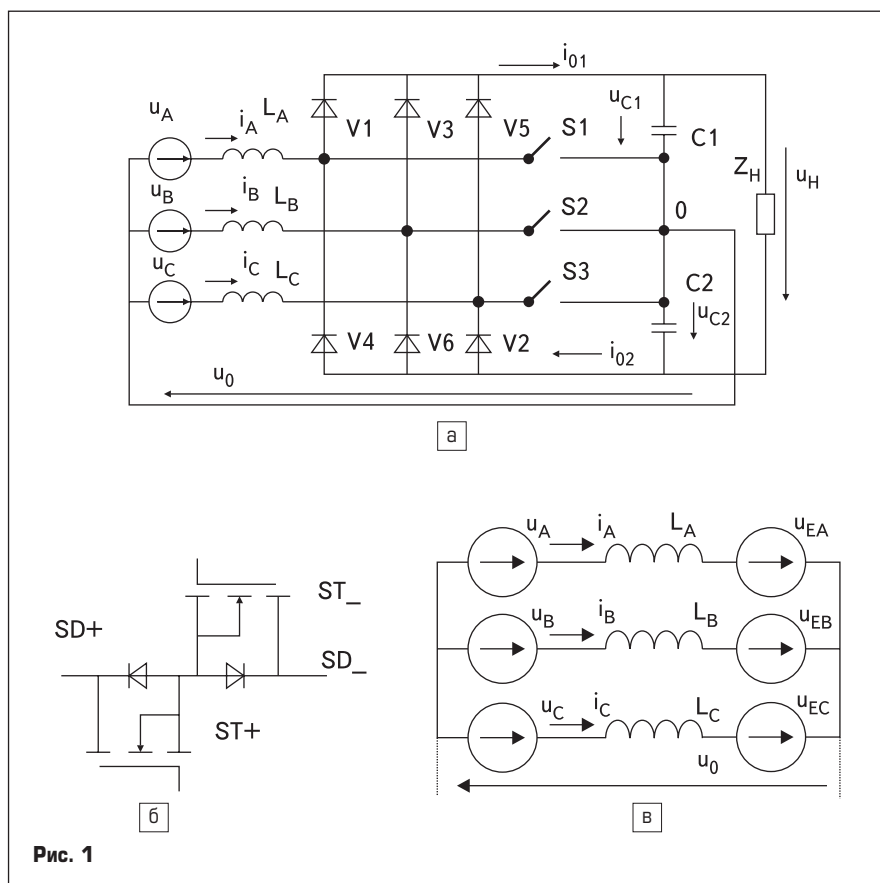


Рис. 1

сительно фазного напряжения u_A . Подобным же образом формируются токи фаз i_B и i_C .

Для получения синусоидального синфазного тока сетевого тока необходимо и достаточно, чтобы к дросселям были приложены напряжения, основная гармоника которых равна [3]:

$$\begin{aligned} u_{LA,1} &= k_p U_\phi \cos\theta; \\ u_{LB,1} &= k_p U_\phi \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right); \\ u_{LC,1} &= k_p U_\phi \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right). \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь k_p — коэффициент регулирования, пропорциональный мощности нагрузки. При использовании системы управления, реализующей слежение по сетевому току, зависимости (1) формируются автоматически.

Активная мощность нагрузки при пренебрежении потерями определяется выражением

$$P = 3U_\phi I_1 = 3k_p \frac{U_\phi^2}{2\pi fL}, \quad (2)$$

где $I_1 = \frac{k_p U_\phi}{2\pi f_{\text{сети}} L}$ —

основная гармоника сетевого тока.

Схему на рис. 1а можно заменить схемой замещения на рис. 1в. Формируемые выпрямителем напряжения на стороне постоянного тока обозначены $u_{\theta A}$, $u_{\theta B}$ и $u_{\theta C}$. Действующее значение основной гармоники напряжений u_θ определяется с учетом (1):

$$U_1 = U_\phi \sqrt{1 + k_p^2}.$$

Расчет коэффициента мощности

Моделирование Виенна-выпрямителя проведено модифицированным спектральным методом [3]. На рис. 2а–в приведены форма сетевых напряжения u_A и тока i_A , напряжения $u_{\theta A^*} = u_{\theta A} - u_\theta$, формируемого выпрямителем, а также напряжение u_θ . Для наглядности диаграмм частота коммутации выбрана весьма низкой — 1,8 кГц ($A = 36$).

Напряжение u_θ , как видно из диаграммы, формируется по принципу однополярной широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Разложение напряжения u_θ в ряд Фурье приведено на рис. 2г. Спектр при $A > 30$ содержит обширную область частот (от $n = 1$ до $n = A - 7$), свободную от гармоник. Результаты модельного эксперимента позволили установить, что амплитуда высших гармоник C_n с номерами $n = A - i$, где $i = 1, 3, 5, \dots$ практически не зависит от частоты коммутации и коэффициента регулирования k_p . При увеличении коэффициента k_U высшие гармонические составляющие u_θ увеличиваются.

Спектр u_θ содержит ряд близко расположенных гармонических составляющих вблизи частоты коммутации, которые при расчетах могут быть заменены одной эквивалентной гармоникой с действующим значением

$$U_{\text{экв}} = \sqrt{\sum_{n=A-7}^{A+7} C_n^2} / \sqrt{2}$$

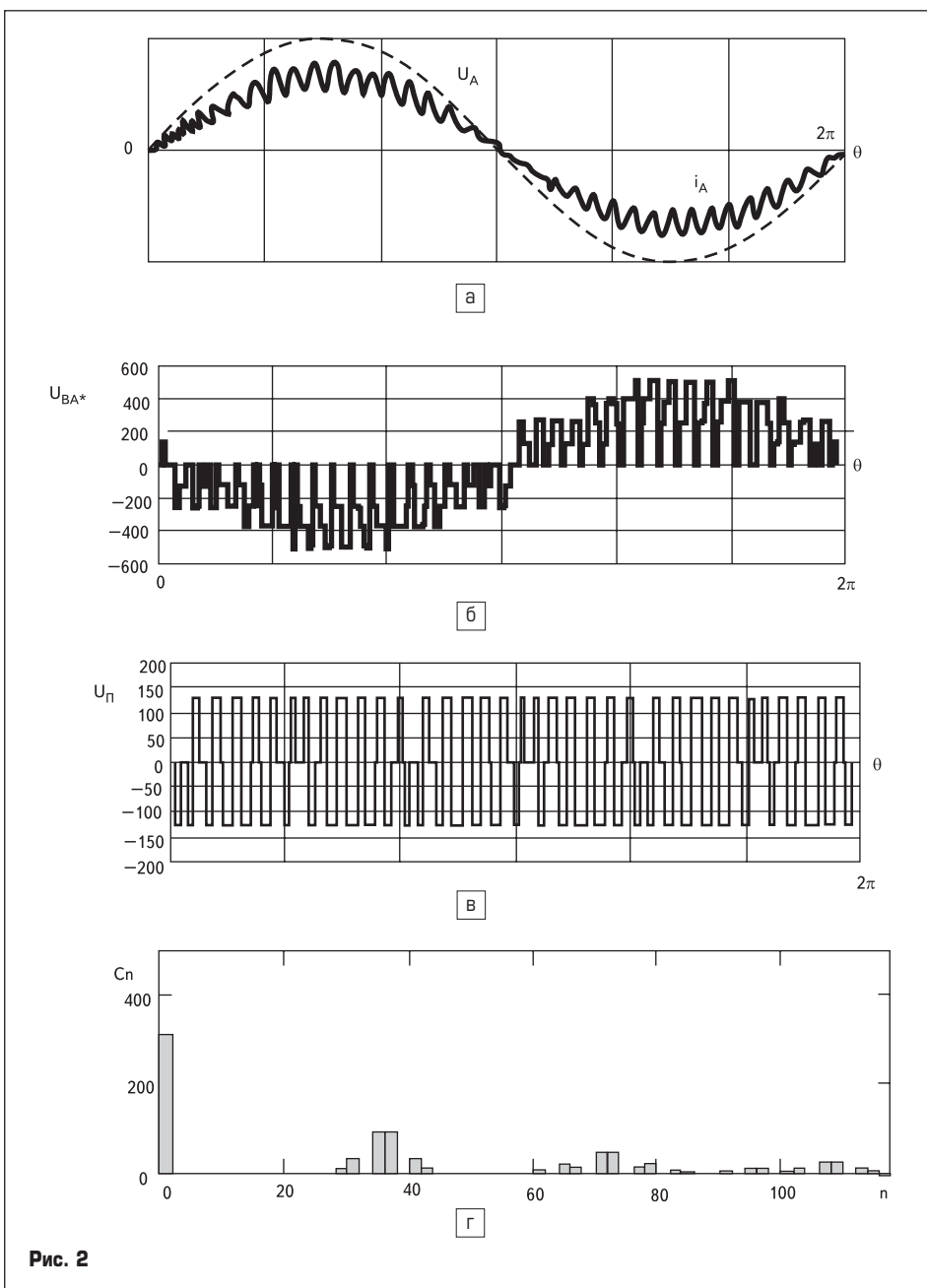


Рис. 2

и частотой $A \times f_{\text{сети}}$. Коэффициент гармоник определяется выражением

$$k_r = \frac{U_{\text{экв}}}{U_1}.$$

В таблице 1 приведены значения k_r в различных режимах.

Таблица 1

k_U	1,2	1,4	1,6	1,8
k_r	0,46	0,64	0,78	0,83
$I_{\text{д.действ.}}/I$	0,6	0,56	0,55	0,49
$I_{\text{д.ср.}}/I$	0,29	0,24	0,21	0,19
$I_{\text{д.м.}}/I$	1,41	1,41	1,41	1,41
$I_{\text{тр.действ.}}/I$	0,38	0,44	0,48	0,51
$I_{\text{тр.ср.}}/I$	0,15	0,19	0,22	0,25
$I_{\text{тр.м.}}/I$	1,41	1,41	1,41	1,41

Действующее значение высших гармоник тока i определяется в решающей степени составляющими спектра u_θ , расположенными около частоты коммутации:

$$I_B = \frac{U_{\text{экв}}}{2\pi f_{\text{сети}} \times L \times A} = \frac{k_r U_\phi \sqrt{1 + k_p^2}}{2\pi f_{\text{сети}} \times L \times A}.$$

Действующее значение сетевого тока:

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_B^2} = \frac{U_\phi}{2\pi fL} \sqrt{k_p^2 + \frac{k_r^2(1 + k_p^2)}{A^2}}.$$

Коэффициент мощности равен коэффициенту искажения тока сети v :

$$\chi = v = \frac{I_1}{I} = \frac{k_p A}{\sqrt{k_p^2 A^2 + k_r^2(1 + k_p^2)}}.$$

Учитывая, что $k_p < 0,1$, получим

$$\chi \cong \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{k_r}{k_p A}\right)^2}}. \quad (3)$$

Величина k_r находится по таблице 1 в зависимости от коэффициента k_U , определяющего напряжение на выходе выпрямителя. Из выражения (3) видно, что для достижения требуемого коэффициента мощности следует варьировать $k_p A$. Величина k_p , как следует из выражения (2), связана с величиной индуктивностей фазных дросселей L .

Параметры полупроводниковых приборов

Для выбора полупроводниковых приборов необходимо определить максимальное напряжение, прикладываемое к ключу, а также действующее, амплитудное и среднее значение тока, протекающего через ключ. Максимальное напряжение на диодах V1–V6 равно максимальной амплитуде линейного напряжения сети $U_{д,макс} = 1,1 \times \sqrt{3} \times \sqrt{2} \times 220 = 593$ В. Максимальное напряжение на транзисторных ключах S1–S3 определяется максимальным напряжением на конденсаторах фильтра постоянного тока $u_C = U_n/2 + \Delta U_{C,макс}$, где $\Delta U_{C,макс}$ — максимальная амплитуда пульсации на конденсаторе C1 (или C2) при конечной величине емкости конденсаторов. Величина $\Delta U_{C,макс}$ рассчитывается ниже. При $\Delta U_{C,макс} \rightarrow 0$ напряжение на ключах S1–S3 такое же, как в однофазном ККМ на базе повышающего регулятора напряжения, и вдвое меньше, чем в схеме активного выпрямителя на базе инвертора напряжения.

Параметры токов определены при спектральном моделировании Виенна-выпрямителя. В процессе моделирования установлено, что при $A > 30$ параметры токов не зависят от выбора частоты коммутации и коэффициента регулирования k_p , а определяются напряжением на нагрузке (коэффициент k_U). В таблице 1 приведены параметры токов, отнесенные к действующему значению фазного сетевого тока I . Для ключа параметры токов определены только для одной проводящей пары «диод — транзистор», например, для тока, протекающего на периоде сети через ST_+ и SD_- (рис. 16). Из табличных данных видно, что токи диодов при росте k_U уменьшаются, а токи транзисторов — увеличиваются. Поэтому диоды следует выбирать при минимальном k_U , когда напряжение сети максимально, а выбор транзисторов следует производить при минимальном напряжении сети.

Как и в схеме ККМ на базе повышающего регулятора напряжения, во время коммутации тока с диода на транзистор в течение времени рассасывания заряда в диоде образуется контур, включающий конденсатор C1 (или C2), диод и транзистор, что приводит к повышению потерь на коммутацию. Выбираемые приборы должны быть рассчитаны на этот режим, а диоды должны иметь минимальное время восстановления запирающих свойств. Можно использовать и схемотехнические способы ограничения ударного тока.

Расчет выходного фильтра

В трехфазном преобразователе возможны несимметричные режимы, обусловленные, в первую очередь, асимметрией напряжений сети переменного тока и отклонением индуктивностей фазовых дросселей схемы от номинальных значений. Анализ показал, что асимметрия сети влияет на процессы в преобразователе существенно сильнее, чем асимметрия дросселей [4].

Фильтр на стороне постоянного тока выполняется с выводом нулевой точки последовательного включения конденсаторов C1 и C2. Пренебрежем ответвлением высших гармо-

ник тока в нагрузку, тогда в силу односторонней проводимости ключей неуправляемого выпрямителя в конденсатор C1 поступает ток i_{01} , который является суммой анодных токов диодов, соединенных катодами, а в конденсатор C2 — ток i_{02} (сумма анодных токов диодов, соединенных анодами). Каждый из указанных токов в симметричном режиме имеет пульсацию с частотой $3f_{сети}$, в асимметричных же режимах появляются пульсации на первой и второй гармониках сети.

Вторая гармоника тока замыкается через нагрузку и определяет пульсации напряжения на нагрузке в зависимости от выбора конденсатора, емкость которого определяется последовательным соединением C1 и C2. Первая и третья гармоники тока замыкаются через внутренний контур преобразователя, минуя нагрузку. При конечной емкости конденсаторов C1 и C2 эти токи вызывают противофазные пульсации напряжения на конденсаторах C1 и C2, причем третья гармоника пульсаций присутствует и в симметричной схеме при симметрии напряжений сети и практически не зависит от параметров несимметрии.

Величина пульсации на каждой из гармоник определяется коэффициентом пульсации, равным отношению амплитуды i -й гармоники пульсации тока i_{01} (или i_{02}) к постоянной оставляющей тока нагрузки:

$$k_{n,i} = \frac{I_{mi}}{I_{н.сп.}}$$

Поскольку колебания разных частот суммируются, в наихудшем случае суммарная амплитуда пульсации равна сумме амплитуд пульсации всех гармоник. Введем суммарный коэффициент пульсации $k_{н\Sigma}$. Чем выше частота пульсации, тем меньше вызываемое ею напряжение на конденсаторе, поэтому при расчете суммарного коэффициента пульсации введены весовые коэффициенты, причем за базовую частоту пульсации принята вторая гармоника сети:

$$k_{н\Sigma} = 2 \times k_{n1} + k_{n2} + 0,667 \times k_{n3}$$

Коэффициенты пульсации являются вероятностными величинами, которые зависят не только от амплитуд обратной и нулевой последовательностей токов, но и от случайных фазовых соотношений. Нами построена расчетная схема, позволяющая выявлять максимальные значения коэффициентов пульсации. В таблице 2 приведены максимальные коэффициенты пульсации тока i_{01} (или i_{02}) при предельной асимметрии сети, допускаемой ГОСТ 13109-97 (коэффициенты обратной и нулевой последовательности $K_{обр} = 4\%$, $K_{нул} = 4\%$), в трех различных режимах задания токов Виенна-выпрямителя:

- режим 1 — величина сетевого тока фазы пропорциональна величине фазного напряжения;
- режим 2 — величины всех сетевых токов одинаковы;
- режим 3 — величина сетевого тока фазы обратно пропорциональна величине фазного напряжения.

Таблица 2

Характер несимметрии сети	$K_{обр} = 4\%$, $K_{нул} = 4\%$			$K_{обр} = 4\%$, $K_{нул} = 0\%$		
	1	2	3	1	2	3
Режим задания тока						
Максимальное значение k_{n1} %	11,5	8,5	6,5	6,5	4,7	3,5
Максимальное значение k_{n2} %	13,5	12,5	12	13,5	11	7,5
Максимальное значение k_{n3} %	34	34	34	34	34	34
Максимальное значение $k_{н\Sigma}$ %	59	52	47	49	43	37

Пульсации напряжения в нагрузке определяют только вторая гармоника тока. При заданном коэффициенте пульсации на нагрузке $k_{п.н.}$ величина конденсатора C определяется по формуле

$$C = \frac{k_{п2}}{2 k_{п.н.} \pi f_{сети} R} \quad (4)$$

Здесь R — сопротивление нагрузки выпрямителя. Амплитуда пульсации напряжения на нагрузке равна $\Delta U_n = k_U U_{\phi} k_{п.н.}$

Тогда в симметричном режиме амплитуда пульсации напряжения на конденсаторе C1 (или C2) частотой $3f_{сети}$ равна

$$\Delta U_C = \frac{k_U U_{\phi} k_{п.н.} k_{п3}}{3 k_{п2}}$$

Отсюда

$$\Delta U_C / \Delta U_n = \frac{k_{п3}}{3 k_{п2}}$$

В несимметричном режиме

$$\Delta U_C / \Delta U_n = \frac{k_{н\Sigma}}{2 k_{п2}}$$

Например, при $U_n = 700$ В и заданном $k_{п.н.} < 5\%$ при симметричном режиме $\Delta U_C = 31,7$ В, а при максимальной асимметрии сети и осуществлении режима задания токов $2 \Delta U_C = 72,8$ В.

Значительные пульсации напряжений на конденсаторах C1 (или C2) не только увеличивают напряжения, прикладываемые к ключам S1–S3, но и могут неблагоприятно воздействовать на работу системы управления, включая функционирование замкнутого контура управления формированием сетевого тока. Для исключения этого необходимо увеличивать емкость конденсаторов фильтра по сравнению с выражением (4). Можно добавить, что даже при игнорировании пульсаций напряжений на конденсаторах при тех же требованиях к пульсациям в нагрузочной цепи суммарная емкость конденсаторов фильтра в Виенна-выпрямителе вдвое больше, чем в аналогичном активном выпрямителе на базе инвертора напряжения [4].

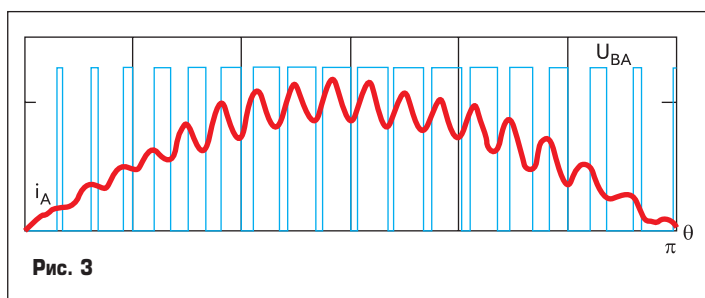
Результаты моделирования показывают, что влияние асимметричных режимов на коэффициент мощности выпрямителя пренебрежимо мало.

Управление Виенна-выпрямителем

На рис. 3 приведены временные диаграммы напряжения выпрямителя $u_{\theta A}$ и сетевого тока i_A . Эти диаграммы показывают, что моменты перехода тока с транзистора на диод фазы A выпрямителя однозначно связаны с момен-

Таблица 3

	Схема трехфазного преобразователя	
	Активный выпрямитель на базе инвертора напряжения	Виенна-выпрямитель
Направление потока энергии	Двухквadrантный преобразователь. Энергия передается из сети в нагрузку либо в противоположном направлении	Одноквadrантный преобразователь. Энергия передается из сети в нагрузку
Количество управляемых ключей	6	6
Количество диодов	6 (в одном комплекте с транзисторами)	6 отдельных + 6 в комплекте с транзисторами
Напряжение на транзисторах	U_n	$\sim U_n/2$
Тип применяемых транзисторов	IGBT	МДП
Частота коммутации	До 12–20 кГц	До 100 кГц и выше
Индуктивность фазных дросселей	Велика	Мала
Емкость конденсаторов фильтра	В 4–5 раз меньше, чем однофазных ККМ той же мощности	В 2 и более раз выше, чем в активном трехфазном выпрямителе
Способ управления	Программное формирование ШИМ по синусоидальному закону	Слежение за фазным сетевым током



тами изменения производной сетевого тока той же фазы. Это означает, что фазный ток можно формировать, воздействуя только на данной фазы. Это свойство отличает Виенна-выпрямитель от активного выпрямителя, выполненного на базе инвертора напряжения, где подобная независимость процессов формирования фазных токов не присутствует. Поэтому устройство управления Виенна-выпрямителем может быть построено по принципу слежения за сетевым током [2]. Это позволяет для построения систем управления Виенна-выпрямителями использовать опыт, накопленный при разработке однофазных ККМ. Однако при построении системы управления Виенна-выпрямителем необходимо учесть ряд важных факторов:

1. Управление фазами выпрямителя должно осуществляться синхронно. Это означает, что каждый из трех каналов системы управления должен быть связан с единым генератором линейно изменяющегося напряжения, который задает частоту коммутации.
2. Важно обеспечить качественную и надежную работу Виенна-выпрямителя в несимметричных режимах. Сетевой ток Виенна-выпрямителя не может содержать нулевую последовательность, которая может присутствовать в сетевом напряжении. Поэтому при формировании системы трехфазных эталонных сигналов, задающих первую гармонику сетевого тока, необходимо тем или иным способом исключить нулевую последовательность в эталонных сигналах. Возложение на следящую систему управления невыполнимой задачи формирования нулевой последовательности может привести к срывам слежения.
3. Формируемые сетевые токи при этом должны иметь минимальный сдвиг фазы относительно напряжения той же фазы, в противном случае будут наблюдаться искажения формы сетевого тока. В симметричном режиме сетевые токи должны быть синфазны фазным напряжениям.

Указанные соображения не позволяют непосредственно использовать для управления Виенна-выпрямителем комплект схем управления, разработанный для однофазных ККМ.

Область применения

Результаты сопоставления достоинств и недостатков Виенна-выпрямителя с другими сетевыми преобразователями с активной коррекцией коэффициента мощности представлены в таблице 3.

Меньшее напряжение на ключах Виенна-выпрямителя позволяет использовать МДП-транзисторы и работать с высокой частотой коммутации, при этом уменьшаются номиналы дросселей, улучшаются

массогабаритные показатели, упрощается система управления. Однако по мере увеличения мощности преобразователя увеличиваются емкости конденсаторов фильтра и затраты на них. Поэтому область применения Виенна-выпрямителей ограничена мощностью нагрузки порядка 1–5 кВт.

Литература

1. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: учебное пособие. Изд. 3-е. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004.
2. Овчинников Д. А., Костров М. Ю., Лукин А. В., Малышков Г. М. Трехфазный выпрямитель с коррекцией коэффициента мощности // Практическая силовая электроника. 2002. Вып. 6.
3. Чаплыгин Е. Е., Нгуен Хоанг Ан. Спектральное моделирование корректоров коэффициента мощности // Практическая силовая электроника. 2004. Вып. 15.
4. Чаплыгин Е. Е. Несимметричные режимы трехфазного преобразователя с коррекцией коэффициента мощности // Электричество. 2005. № 9.