# УДК 621.396.41

# Г.Я. Михальченко, Д.С. Муликов

# Установившиеся режимы работы преобразователя частоты с активным выпрямителем

Рассматриваются режимы работы трехфазного преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока на основе активного выпрямителя и автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией. Анализ электромагнитных процессов системы позволил построить однофазные схемы замещения и получить аналитические соотношения связи входного напряжения с выходным и тока нагрузки с потребляемым током. Также получены регулировочные характеристики преобразователя.

Ключевые слова: активный выпрямитель, автономный инвертор, корректор коэффициента мощности, двухсторонний обмен энергией, режимы работы.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-2-79-83

Перспективные области использования транзисторных активных выпрямителей (АВ) условно можно разделить на две группы. К первой группе относятся системы энергообеспечения автономных объектов с переменными во времени параметрами первичных источников энергии, прежде всего с переменными напряжением и частотой. Выходные параметры преобразователей должны поддерживаться постоянными [1]. Вторую группу образуют системы управления технологическими процессами на основе частотно-регулируемых электроприводов при питании последних от первичных источников с почти постоянными параметрами, в то время как на выходе преобразователей напряжение и частота должны изменяться в широких пределах [2].

В этих областях интенсивно наращиваются исследования электромагнитных процессов трехзвенных преобразователей с промежуточным звеном постоянного тока (рис. 1), первое звено которых образовано трехфазным активным выпрямителем, второе звено представлено конденсаторами, а третье – трехфазным автономным инвертором (АИ) [3–7].

На рис. 1 приняты следующие обозначения:  $U_A$ ,  $U_B, U_C$  – фазные напряжения питающей сети;  $L_A, L_B$ ,  $L_{C}$  – индуктивности входных дросселей AB;  $C_{1}$ ,  $C_{2}$  – ёмкости конденсаторов промежуточного звена постоянного тока;  $Z_U, Z_V, Z_W$  – сопротивления нагрузки АИ. Замена неуправляемого диодного выпрямителя трёхфазным АВ позволяет придать силовой цепи ряд новых свойств: достижение высокого коэффициента мощности за счет потребления из сети синусоидального тока, пропорционального активной составляющей мощности нагрузки; двухсторонний обмен энергией между питающей сетью и нагрузкой. Также появляется возможность реализовать функции компенсации реактивной мощности других нагрузок, питающихся от этого первичного источника энергии; поддержание на заданном уровне напряжения промежуточного звена постоянного тока.

В литературе такого рода преобразователи имеют различные названия. В частности, к таким названиям можно отнести: «трехфазный корректор коэффициента мощности»; «активный выпрямитель»; «двунаправленный преобразователь».



Рис. 1. Упрощённая структурная схема силовой цепи

Целью статьи является рассмотрение электромагнитных процессов трёхзвенной структуры с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) в установившемся режиме работы при передаче энергии из сети в нагрузку и получение основных соотношений, связывающих входные и выходные параметры.

#### Схема замещения

Упрощенная структурная схема силовой цепи системы «АВ – звено постоянного тока» приведена на рис. 2.

На рис 2, *а* приняты следующие обозначения:  $R_H$  – приведенное к эвену постоянного тока сопротивление нагрузки АИ  $Z_U$ ,  $Z_V$ ,  $Z_W$ ;  $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$  – фазные токи сети;  $C_1$ ,  $C_2$  – ёмкости конденсаторов звена постоянного тока;  $i_{C1}$ ,  $i_{C2}$  – токи этих конденсаторов;  $i_H$  – ток приведённого сопротивления нагрузки АВ. Цифрами 1-6 обозначены номера ключей активного выпрямителя (транзисторов, шунтированных обратными диодами).

Можно видеть, что интервал накопления энергии входными индуктивностями, когда одновременно замкнуты ключи 1, 3, 5 или 2, 4, 6, отражает схема замещения на рис. 2, *в*, *г* соответственно, а интервалы передачи накопленной энергии в нагрузку – схема замещения по рис. 2, *а*. В этом случае одновременно могут быть замкнуты ключи 1, 4, 6 или 2, 3, 6 или 2, 4, 5.

Наконец, схема замещения по рис. 2,  $\delta$  реализуется при одновременно замкнутых ключах *1*, *3*, *6* или *2*, *3*, *5* или *1*, *4*, *5*. В дальнейшем приняты допущения в том, что параметры питающей сети симметричны, индуктивности входных дросселей одинаковы, а потери в ключах отсутствуют.



Рис. 2. Схемы: *а* – замещения при замкнутых ключах *1*, *4*, *6*; *б* – замещения при замкнутых ключах *1*, *3*, *6*, или *1*, *4*, *5*, или *2*, *3*, *5*; *в* – замещения при замкнутых ключах *1*, *3*, *5*; *г* – замещения при замкнутых ключах *2*, *4*, *6* 

### Режимы работы АВ

Поскольку потенциалы средней точки конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  и общей точки первичного источника питания  $U_C$  равны нулю, то на интервале передачи энергии в нагрузку и наоборот схема замещения одной фазы может быть сведена к двум источникам переменного напряжения, соединенным между собой только индуктивностью L, как показано на рис. 3, *а*. Соответствующая этой схеме замещения векторная диаграмма представлена на рис. 3, *б*.

При выбранном направлении тока  $I_L$ , указанного на схеме замещения (рис. 3,  $\delta$ ) сплошной линией, реализуется режим передачи энергии в нагрузку – режим выпрямления. Для этого режима работы преобразователя справедливо:

$$U_{\rm C}(t) + U_L(t) - U_{\rm \Pi}(t) = 0.$$
 (1)

Здесь напряжение фазы сети  $U_{\rm C}$  синусоидальное с амплитудой  $U_{\rm Cm}$  и частотой  $\omega_{\rm C}$ :

$$U_{\rm C}(t) = U_{\rm Cm} \cdot \sin(\omega_{\rm C} t) \tag{2}$$

Для активного выпрямителя необходимо выполнить условие, чтобы ток через индуктивность протекал в фазе с напряжением  $U_{\rm C}$ :

$$I_L(t) = I_{Lm} \cdot \sin(\omega_C t).$$
(3)

где  $I_{Lm}$  – амплитуда тока.

При допущении об отсутствии потерь ток через индуктивность отстаёт на 90 электрических градусов от приложенного к ней напряжения. Итак, для протекания синусоидального тока  $I_L$  в фазе с напряжением  $U_C$  необходимо, чтобы напряжение на дросселе L изменялось по закону

$$U_L(t) = U_{Lm} \cdot \cos(\omega_C t). \tag{4}$$

Амплитуда фазного тока будет вычисляться следующим образом:

$$I_{Lm} = \frac{U_{Lm}}{\omega_{\rm C} \cdot L} \tag{5}$$

Напряжение, действующее на средней точке выпрямительной стойки (точке подключения дросселя к ключам) относительно земли  $U_{\Pi}(t)$ , равно

$$U_{\Pi}(t) = U_{C}(t) + U_{L}(t).$$
 (6)

Чтобы определить закономерность, по которой будет изменяться напряжение  $U_{\Pi}(t)$ , необходимо рассмотреть векторную диаграмму (см. рис. 3,  $\delta$ ).

Исходя из векторной диаграммы,  $U_{\Pi}$  является гармоническим колебанием с частотой  $\omega_{C}$ , амплитудой  $U_{\Pi m}$ , фазой  $\theta$ . Амплитуда вычисляется по формуле

$$U_{\Pi m} = \sqrt{U_{Cm}^2 + U_{Lm}^2} \ . \tag{7}$$



соответствующая ей векторная диаграмма – б

Угол  $\boldsymbol{\theta}$  будет определяться следующим выражением:

$$\theta = \operatorname{arctg}\left(\frac{I_{Lm} \cdot \omega_{\mathrm{C}} \cdot L_{\mathrm{JP}}}{U_{\mathrm{Cm}}}\right)$$
(8)

Таким образом, задача построения преобразователя в режиме выпрямления сводится к формированию напряжения  $U_{\Pi}$  с частотой  $\omega_{C}$  и фазой  $\theta$ :

$$U_{\Pi}(t) = U_{\Pi m} \cdot \sin(\omega_{\rm C} t + \theta). \tag{9}$$

Режим передачи энергии нагрузки в питающую сеть достигается при изменении направления тока индуктивности  $I_L(t)$ , как показано на рис. 3, *а* пунк-

тирной линией. Такой режим становится возможным при увеличении переменного напряжения  $U_{\Pi}(t)$  за счет роста выходного напряжения  $U_d$ . Для этого режима справедливо уравнение

$$U_{\rm C}(t) - U_L(t) - U_{\Pi}(t) = 0.$$
 (10)

Амплитуда фазного тока будет вычисляться по выражению (5), а угол  $\theta$  будет определяться следующим выражением:

$$\theta = \arctan\left(-\frac{I_{Lm} \cdot \omega_{\rm C} \cdot L_{\rm JP}}{U_{\rm Cm}}\right). \tag{11}$$

Векторная диаграмма, соответствующая такому режиму, также приведена на рис. 3,  $\delta$ . В частности, при угле  $\theta = 0$  достигается режим холостого хода.

# Имитационное моделирование электромагнитных процессов AB

Ниже на рис. 4 приведены результаты имитационного моделирования AB, полученные на модели, построенной по схеме замещения, приведенной на рис. 2, где представлены мгновенные значения токов и напряжения в выпрямительном режиме работы.

Можно видеть, что огибающая напряжения, действующего на средней точке выпрямительной стойки  $U_{\Pi}(t)$  относительно земли, определяется схе-

мой подключения входных индуктивностей  $L_A$ ,  $L_B$ ,  $L_C$  к выходному напряжению выпрямителя  $U_d$ , причем положительная полуволна тока І<sub>L</sub> формируется напряжением, действующим на конденсаторе С1, а отрицательная – на С2. Как показано на рис. 2, а, б, на интервалах передачи энергии в нагрузку индуктивности двух фаз включены параллельно, а третьей фазы - последовательно с ними, поэтому максимальное значение этого напряжения равно 2/3 U<sub>d</sub>. В режиме накопления энергии входными дросселями потенциал  $U_{\Pi}(t)$  общей точки дросселей определяется суммой напряжения сети и дросселя (рис. 2, в, г). Заполнение огибающей этого напряжения высокочастотными импульсами определяется чередованием смены полярности напряжения дросселя в режимах накопления энергии с режимами передачи энергии в нагрузку  $R_{\rm H}$ . Огибающая напряжения  $U_{L}(t)$ , действующего на входной индуктивности, представляет собой разностное напряжение между  $U_{\Pi}(t)$  и фазным напряжением питающей сети U<sub>C</sub>(t). Разложение в ряд Фурье напряжения  $U_L(t)$  показало, что в нём присутствует первая гармоника с частотой сети, равная  $U_{Lm} \cdot \cos(\omega_c t)$ . Среднее значение этого напряжения соответствует выражению (4).



Рис. 4. Диаграммы установившегося режима работы AB: a – напряжение преобразователя  $U_{\Pi}$  (средней точки стойки AB);  $\delta$  – напряжение  $U_L$  на входном дросселе, ток  $I_L$  входного дросселя

# Регулировочная характеристика

Для определения регулировочной характеристики трехзвенного преобразователя необходимо установить связь между напряжениями и токами как AB, так и AU. При широтно-импульсной модуляции по гармоническому закону относительная длительность импульсов является функцией времени, поэтому целесообразно использовать понятие «эквивалентной» глубины модуляции на полупериоде сети для AB. На интервалах передачи энергии в нагрузку обозначим ее как

$$\mu_{\rm BX} = \frac{U_V}{U_{V\,\rm max}} \,. \tag{12}$$

Тогда «эквивалентные» интервалы накопления энергии могут быть представлены как  $1 - \mu_{\text{вх}}$ . Аналогично для АИ используется понятие глубины модуляции напряжения на нагрузке  $\mu_{\text{н}}$  [8]. Учитывая, что напряжение на дросселе своей фазы (4) за полупериод напряжения сети всегда равно нулю, можно записать:

$$U_{\mathrm{C}m}\sin\omega_{\mathrm{C}}t\cdot(1-\mu_{\mathrm{B}x}) = \left(\frac{U_d}{2}\sin\omega_{\mathrm{C}}t - U_{\mathrm{\Pi}m}\sin\omega_{\mathrm{C}}t\right)\mu_{\mathrm{B}x}.$$
 (13)

Доклады ТУСУРа, том 19, № 2, 2016

Разделив правую и левую части на sin  $\omega_C t$ , получим:

$$U_{\mathrm{C}m}(1-\mu_{\mathrm{BX}}) = \left(\frac{U_d}{2} - U_{\Pi m}\right)\mu_{\mathrm{BX}}.$$
 (14)

Приняв для режима холостого хода  $U_{\Pi m} = U_{Cm}$ , получим выражение регулировочной характеристики AB

$$U_d = \frac{2 \cdot U_{Cm}}{\mu_{\text{BX}}} \tag{15}$$

Определив величину выпрямленного напряжения, можно определить регулировочную характеристику АИ, связывающую амплитуду фазного напряжения автономного инвертора с выпрямленным напряжением АВ [2]:

$$U_{\rm Mm} = \mu_{\rm H} \cdot \frac{U_d}{2} \,. \tag{16}$$

В случае активно-индуктивной нагрузки инвертора фазный ток  $I_{L}(t)$  изменяется по закону

$$I_U(t) = I_{Um} \cdot \sin(\omega_H t + \varphi), \qquad (17)$$

где *I*<sub>Um</sub> – амплитуда фазного тока;  $\phi$  – угол сдвига тока относительно напряжения.

В свою очередь ток нагрузки соответствующей фазы, приведённый к звену постоянного тока, определяется как произведение модулирующей функции на величину этого тока:

$$I_{U0}(t) = m_U(t) \cdot I_U(t).$$
<sup>(18)</sup>

Модулирующая функция верхнего ключа инвертора фазы *U* равна:

$$m_U(t) = \frac{1}{2} \left[ \mu_{\rm H} \cdot \sin(\omega_{\rm H} t) + 1 \right].$$
(19)

Поэтому приведённое значение тока нагрузки определяется следующим образом:

$$I_{U0}(t) = \frac{1}{2} \left[ \mu_{\rm H} \cdot \sin(\omega_{\rm H} t) + 1 \right] \times I_{Um} \sin(\omega_{\rm H} t + \varphi) =$$

$$=\frac{I_{Um}}{2}\sin(\omega_{\rm H}t+\phi)+\frac{1}{4}I_{Um}\cos\phi-\frac{1}{4}I_{Um}\cos(2\omega_{\rm H}t+\phi).$$
 (20)

Аналогично определяется и отрицательная полуволна фазного тока, с учетом того, что модулирующая функция нижнего ключа инвертора фазы U равна

$$m_U(t) = \frac{1}{2} \left[ \mu_{\rm H} \cdot \sin(\omega_{\rm H} t) - 1 \right].$$
 (21)

Можно видеть, что при суммировании трёхфазной системы токов  $I_{U0}$ ,  $I_{V0}$ ,  $I_{W0}$  гармоники с частотой нагрузки  $\omega_{\rm H}$  и с удвоенной частотой  $2\omega_{\rm H}$  образуют симметричную систему токов, сумма которых тождественно равна нулю. Поэтому приведённое значение тока не зависит от времени:

$$I_{0\Sigma} = I_{U0}(t) + I_{V0}(t) + I_{W0}(t) = \mu_{\rm H} \frac{3}{4} I_m \cos\varphi \ . \ (22)$$

Таким образом, реализуется межфазный обмен реактивной энергией нагрузки, а из звена постоянного тока потребляется только активная составляющая мощности нагрузки:

$$P_d = U_d \cdot I_{0\Sigma} . \tag{23}$$

На рис. 5 представлены временные диаграммы фазного напряжения и тока одной из фаз выходного инвертора и ток, потребляемый из звена постоянного тока трехфазной нагрузкой (см. рис. 1).

С учётом (16) потребляемый из сети ток одной фазы определяется произведением приведённого тока  $I_{0\Sigma}$  на модулирующую функцию верхних и нижних ключей активного выпрямителя:

$$m_{A+} = \frac{1}{2\mu_{BX}} \left[ \sin(\omega_{H}t) + 1 \right],$$

$$m_{A-} = \frac{1}{2\mu_{BX}} \left[ \sin(\omega_{H}t) - 1 \right].$$
(24)



Рис. 5. Временные диаграммы: а – напряжение и ток фазы U инвертора; б – ток, потребляемый из цепи постоянного тока

Положительная полуволна тока фазы А равна:

$$I_{LA+} = \frac{I_{0\Sigma}}{2\mu_{BX}} \sin \omega_{C} t + \frac{I_{0\Sigma}}{2\mu_{BX}}.$$
 (25)

Отрицательная полуволна определяется как:

$$I_{LA-} = \frac{I_{0\Sigma}}{2\mu_{\rm BX}} \sin \omega_{\rm C} t - \frac{I_{0\Sigma}}{2\mu_{\rm BX}} .$$
 (26)

С учётом этого ток фазы А равен

$$I_L = I_{LA+} + I_{LA-} = \frac{I_{0\Sigma}}{\mu_{BX}} \operatorname{sin} \omega_C t = \left[ \frac{\mu_H}{\mu_{BX}} \frac{3}{4} I_m \cdot \cos\varphi \right] \operatorname{sin} \omega_C t .$$
(27)

С учётом фазового сдвига напряжения сети определяются токи двух других фаз.

# Заключение

 Схема замещения одной фазы адекватно отражает электромагнитные процессы активного выпрямителя в режимах выпрямления напряжения сети и инвертирования энергии нагрузки в питающую сеть.

 Минимальное значение выпрямленного напряжения достигается при глубине модуляции µ<sub>вх</sub>, равной единице.

 Регулировочная характеристика активного выпрямителя без потерь представляет собой зеркальное отражение идеальной характеристики преобразователя повышающего типа.

 Потребляемый автономным инвертором ток прямо пропорционален глубине модуляции инвертора µ<sub>н</sub> и обратно пропорционален глубине модуляции активного выпрямителя µ<sub>вх</sub>.

### Литература

1. Джюджи Л. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение: пер. с англ. / Л. Джюджи, Б. Пели. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 с.

2. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: Полиграфист, 2000. – 654 с.

3. Three-phase PFC Rectifier and AC-AC Converter Systems [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.pes.ee.ethz.ch/uploads/tx\_ethpublications/\_APEC \_2011\_Seminar\_ACDC\_ACAC\_final\_inclusive\_Swiss\_Rectif ier\_as\_sent\_010211.pdf, свободный (дата обращения: 10.04.2016).

 Краснов И.Ю. Проектирование активного корректора коэффициента мощности и имитационное моделирование его работы / И.Ю Краснов, В.Н. Черемисин // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2009. – Т. 314, № 4. – С. 92–97.

5. Абдуллин А.А. Синтез системы фазовой автоподстройки частоты для трёхфазного активного выпрямителя напряжения / А.А. Абдуллин, Н.А. Поляков // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. – 2013. – Т. 56, № 12. – С. 38–43.

6. Радионов А.А. Компенсация реактивной мощности в сети с помощью активного выпрямителя напряжения / А.А. Радионов, А.С. Маклаков // Электротехнические системы и комплексы. – 2013. – № 21. – С. 226–231.

7. Михальченко Г.Я. Двойная модуляция электрической энергии в частотно-регулируемом электроприводе / Г.Я. Михальченко, Д.С. Муликов // Доклады Томского университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – Т. 34, № 4. – С. 194–198.

 Кобзев А.В. Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования параметров электрической энергии. – Новосибирск: Наука, 1979. – 304 с.

#### Михальченко Геннадий Яковлевич

Д-р техн. наук, профессор каф. промышленной электроники ТУСУРа Тел.: +7 (382-2) 41-32-32 Эл. почта: kpe-tusur@yandex.ru

# Муликов Дмитрий Сергеевич

Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа Тел.: +7-923-404-21-54 Эл. почта: dmul@mail.ru

# Mikchalchenko G.Ya., Mulikov D.S. **Operation modes of frequency converter with active rectifier**

Modes of operation of three-phase frequency converter with dc-link are considered. Converter based on active rectifier and self-excited voltage inverter has active-inductive load. Electromagnetic processes analysis allows creating single-phase equivalent circuits and taking off analytic relations between input voltage with output voltage and between load current and input current. Converter regulating characteristics are also obtained.

**Keywords:** active rectifier, self-excited inverter, power factor corrector, two-way energy exchange, operation modes.