УДК 621.396.41

Д.С. Муликов, Г.Я. Михальченко

Симметрирование напряжений на выходных конденсаторах трёхфазного трёхуровневого активного выпрямителя в режиме передачи энергии в нагрузку

Рассмотрен новый способ симметрирования напряжений на выходных конденсаторах трёхфазного трёхуровневого активного выпрямителя. Получен закон изменения тока, с помощью которого производится симметрирование напряжений.

Ключевые слова: трёхфазный трёхуровневый активный выпрямитель, корректор коэффициента мощности, симметрирование напряжений, ёмкостный делитель напряжения.

doi: 10.21293/1818-0442-2016-19-4-133-135

Процессы стабилизации напряжений на выходных конденсаторах трёхфазных трёхуровневых активных выпрямителей (АВ) с ёмкостным делителем напряжения в отечественной и зарубежной литературе освещены не на достаточном уровне из-за сложности получения аналитических зависимостей, устанавливающих закономерности характера изменения модулирующих воздействий.

Упрощённая структурная схема такого АВ показана на рис. 1, где приняты следующие обозначения: G_A, G_B, G_C – источники переменного напряжения; L_A, L_B, L_C – входные сглаживающие дроссели; C_P, C_M – конденсаторы звена постоянного тока; R_H – сопротивление нагрузки.

Рис. 1. Упрощённая структурная схема силовой цепи трёхуровневого АВ

В такого рода структуре АВ имеет место неравномерное деление напряжений на конденсаторах C_P, C_M . Причиной тому являются: наличие паразитных параметров и неравенство ёмкостей конденсаторов звена постоянного тока; несимметрия входного источника трёхфазного переменного напряжения; неравенство параметров силовых полупроводниковых ключей и входных сглаживающих дросселей [1].

В существующих способах симметрирование напряжений на выходных конденсаторах трёхуровневого активного выпрямителя происходит за счёт воздействия на широтно-импульсные модуляторы. При использовании классической синусоидальной ШИМ вводится постоянная составляющая в сигнал задания на ток для модулятора. Но такой способ имеет существенный недостаток – регулирование возможно только при наличии нагрузки. В случае, когда используется пространственно-векторная ШИМ, симметрирование осуществляется за счёт переключения между базовыми векторами напряже-

ния, из которых формируют один и тот же пространственный вектор, в зависимости от направления токов в фазных дросселях [2].

Принцип формирования тока сети

Для пояснения принципа формирования токов фаз, потребляемых из сети, необходимо обратиться к однофазной схеме замещения на рис. 2 [3].

На этой упрощённой схеме генератор сетевого фазного напряжения G_A представлен соответствующим ему источником напряжения u_A , а сглаживающий дроссель – индуктивностью L_A с падением напряжения на ней – u_{LA} . Напряжение, действующее на средней точке ПА транзисторной стойки преобразователя, замещено источником переменного напряжения $u_{ПА}$.

Рис. 2. Схема замещения одной фазы

При выбранном направлении тока i_A реализуется режим передачи энергии в нагрузку – режим выпрямления. Для этого режима работы преобразователя справедливо

$$u_A - u_{LA} - u_{ПА} = 0. \quad (1)$$

Выразив из (1) напряжение $u_{ПА}$, получим

$$u_{ПА} = u_A - u_{LA}. \quad (2)$$

Связь между напряжением на индуктивности и током определяется выражением (3):

$$u_{LA} = L_A \cdot \frac{di_A}{dt}. \quad (3)$$

Зная закономерности изменения тока i_A и напряжения u_A , можно определить характер изменения напряжения преобразователя $u_{ПА}$:

$$u_{ПА} = u_A - L_A \cdot \frac{di_A}{dt}. \quad (4)$$

Схема замещения АВ для установившегося режима работы

Для описания способа регулирования напряжений на конденсаторах АВ необходимо схему замещения на рис. 2 привести к виду, представленному

на рис. 3. Для этого стойки, состоящие из четырёх транзисторов и шести диодов, необходимо заменить стойками с тремя идеальными ключами, а конденсаторы C_P , C_M – источниками постоянного напряжения G_P , G_M с напряжениями u_P и u_M .

Рис. 3. Схема трёхуровневого АВ с идеальными ключами

Ключами S_{PA} , S_{PB} , S_{PC} соответствующие фазы A , B , C подключаются к напряжению u_P источника G_P , ключами S_{MA} , S_{MB} , S_{MC} – к напряжению u_M источника G_M , ключами S_{NA} , S_{NB} , S_{NC} – к земле, т.е. к нулевому потенциалу.

Для изменения величины напряжения на конденсаторах u_P или u_M в ту или иную сторону необходимо, чтобы среднее значение тока i_N за период входного переменного напряжения АВ не было равно нулю. При этом из сети необходимо потреблять токи, которые описываются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} i_A &= [i_{1m} + i_{km} \cdot \sin(k \cdot \omega_{in} t)] \sin(\omega_{in} t), \\ i_B &= [i_{1m} + i_{km} \cdot \sin(k \cdot \omega_{in} t)] \sin\left(\omega_{in} t - \frac{2\pi}{3}\right), \\ i_C &= [i_{1m} + i_{km} \cdot \sin(k \cdot \omega_{in} t)] \sin\left(\omega_{in} t + \frac{2\pi}{3}\right), \end{aligned} \quad (5)$$

где i_{1m} – амплитуда первой гармоники фазного тока; i_{km} – амплитуда k -й гармоники фазного тока; ω_{in} – частота первой гармоники тока; k – номер дополнительной гармоники тока.

Далее приводятся выражения только для фазы A , т.к. для других фаз они будут отличаться наличием сдвига на 120 электрических градусов. Исходя из (3) и (5), получим выражение для напряжения u_{LA} на сглаживающем дросселе

$$\begin{aligned} u_{LA} &= i_{1m} \cdot X_{LA} \cdot \cos(\omega_{in} t) + \frac{i_{km} \cdot X_{LA} (k+1)}{2} \cdot \sin[(k+1)\omega_{in} t] - \\ &\quad - \frac{i_{km} \cdot X_{LA} (k-1)}{2} \cdot \sin[(k-1)\omega_{in} t], \end{aligned} \quad (6)$$

где X_{LA} – индуктивное сопротивление дросселя L_A .

Теперь можно определить закономерность изменения напряжения $u_{\Pi A}$:

$$\begin{aligned} u_{\Pi A} &= u_{1m} \cdot \sin(\omega_{in} t) - i_{1m} \cdot X_L \cdot \cos(\omega_{in} t) - \\ &\quad - \frac{i_{km} \cdot X_L \cdot (k+1)}{2} \cdot \sin[(k+1)\omega_{in} t] + \\ &\quad + \frac{i_{km} \cdot X_L \cdot (k-1)}{2} \cdot \sin[(k-1)\omega_{in} t], \end{aligned} \quad (7)$$

где u_{1m} – амплитуда первой гармоники фазного напряжения.

Модулирующие функции

Общая модулирующая функция $md_{\Pi A}$ для фазы A имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} md_{\Pi A} &= \frac{u_{1m}}{u_{\Pi m}} \cdot \sin(\omega_{in} t) - \frac{i_{1m} \cdot X_L}{u_{\Pi m}} \cdot \cos(\omega_{in} t) - \\ &\quad - \frac{i_{km} \cdot X_L \cdot (k+1)}{2 \cdot u_{\Pi m}} \cdot \sin[(k+1)\omega_{in} t] + \\ &\quad + \frac{i_{km} \cdot X_L \cdot (k-1)}{2 \cdot u_{\Pi m}} \cdot \sin[(k-1)\omega_{in} t], \end{aligned} \quad (8)$$

где $u_{\Pi m}$ – максимальная амплитуда напряжения $u_{\Pi A}$, и вычисляется следующим образом при условии, что $u_P = u_M$:

$$u_{\Pi m} = \frac{u_P + u_M}{2}. \quad (9)$$

При положительном значении функции $md_{\Pi A}$ будет происходить коммутация ключа S_{PA} в противотакте с ключом S_{NA} . При отрицательном значении функции $md_{\Pi A}$ будет происходить коммутация ключа S_{MA} в противотакте с ключом S_{NA} .

Значит, модулирующая функция md_{PA} для ключа S_{PA} будет иметь следующий вид:

$$md_{PA} = \begin{cases} md_{\Pi A}, & \text{при } md_{\Pi A} > 0, \\ 0, & \text{при } md_{\Pi A} < 0. \end{cases} \quad (10)$$

По аналогии с (10) модулирующая функция md_{MA} для ключа S_{MA} описывается следующим образом:

$$md_{MA} = \begin{cases} md_{\Pi A}, & \text{при } md_{\Pi A} < 0, \\ 0, & \text{при } md_{\Pi A} > 0. \end{cases} \quad (11)$$

Наконец, модулирующая функция md_{NA} для ключа S_{NA} будет иметь вид

$$md_{NA} = \begin{cases} 1 - md_{\Pi A}, & \text{при } md_{\Pi A} > 0, \\ 1 + md_{\Pi A}, & \text{при } md_{\Pi A} < 0. \end{cases} \quad (12)$$

Характер изменения модулирующих функций ключей S_P , S_M , S_N представлен на рис. 4, а–в соответственно.

Определение токов схемы замещения

Токи i_{PA} , i_{PB} , i_{PC} определяются произведением соответствующих модулирующих функций md_{PA} , md_{PB} , md_{PC} на соответствующие фазные токи i_A , i_B , i_C . Токи i_{MA} , i_{MB} , i_{MC} определяются произведением соответствующих модулирующих функций md_{MA} , md_{MB} , md_{MC} на соответствующие фазные токи i_A , i_B , i_C . И, наконец, токи i_{NA} , i_{NB} , i_{NC} определяются произведением соответствующих модулирующих функций md_{NA} , md_{NB} , md_{NC} на соответствующие фазные токи i_A , i_B , i_C .

Ток $i_{P\Sigma}$ определяется суммой токов i_{PA} , i_{PB} , i_{PC} , ток $i_{M\Sigma}$ – суммой токов i_{MA} , i_{MB} , i_{MC} , ток $i_{N\Sigma}$ – суммой токов i_{NA} , i_{NB} , i_{NC} .

Исходя из диаграмм на рис. 4, а–в, можно выделить семь интервалов времени:

$$\begin{aligned} 0 < t < t_1; & \quad t_1 < t < t_2; & \quad t_2 < t < t_3; \\ t_3 < t < t_4; & \quad t_4 < t < t_5; & \quad t_5 < t < t_6; \\ t_6 < t < T_{in}. \end{aligned}$$

— Модулирующие функции фазы А
 --- Модулирующие функции фазы В
 - · - Модулирующие функции фазы С

Рис. 4. Диаграммы модулирующих функций:
 а – для ключей S_P ; б – для ключей S_M ; в – для ключей S_N

Для удобства введём понятие общих модулированных токов и обозначим их как i_{mdA} , i_{mdB} , i_{mdC} . Они вычисляются по следующим выражениям:

$$\begin{aligned} i_{mdA} &= m_{\Gamma A} \cdot i_A, \\ i_{mdB} &= m_{\Gamma B} \cdot i_B, \\ i_{mdC} &= m_{\Gamma C} \cdot i_C. \end{aligned} \quad (13)$$

Тогда можно записать для токов i_P , i_M :

$$i_{P\Sigma} = \begin{cases} i_{mdC}, & \text{при } 0 < t < t_1, \\ i_{mdA} + i_{mdC}, & \text{при } t_1 < t < t_2, \\ i_{mdA}, & \text{при } t_2 < t < t_3, \\ i_{mdA} + i_{mdB}, & \text{при } t_3 < t < t_4, \\ i_{mdB}, & \text{при } t_4 < t < t_5, \\ i_{mdB} + i_{mdC}, & \text{при } t_5 < t < t_6, \\ i_{mdC}, & \text{при } t_6 < t < T_{in}; \end{cases} \quad (14)$$

$$i_{M\Sigma} = \begin{cases} i_{mdA} + i_{mdB}, & \text{при } 0 < t < t_1, \\ i_{mdB}, & \text{при } t_1 < t < t_2, \\ i_{mdB} + i_{mdC}, & \text{при } t_2 < t < t_3, \\ i_{mdC}, & \text{при } t_3 < t < t_4, \\ i_{mdA} + i_{mdC}, & \text{при } t_4 < t < t_5, \\ i_{mdA}, & \text{при } t_5 < t < t_6, \\ i_{mdA} + i_{mdB}, & \text{при } t_6 < t < T_{in}. \end{cases} \quad (15)$$

Для тока i_N можно записать следующее:

$$i_{N\Sigma} = \begin{cases} i_{mdA} + i_{mdB} - i_{mdC}, & \text{при } 0 < t < t_1, \\ -i_{mdA} + i_{mdB} - i_{mdC}, & \text{при } t_1 < t < t_2, \\ -i_{mdA} + i_{mdB} + i_{mdC}, & \text{при } t_2 < t < t_3, \\ -i_{mdA} - i_{mdB} + i_{mdC}, & \text{при } t_3 < t < t_4, \\ i_{mdA} - i_{mdB} + i_{mdC}, & \text{при } t_4 < t < t_5, \\ i_{mdA} - i_{mdB} - i_{mdC}, & \text{при } t_5 < t < t_6, \\ i_{mdA} + i_{mdB} - i_{mdC}, & \text{при } t_6 < t < T_{in}. \end{cases} \quad (16)$$

Многочисленными расчетами установлено, что при $k = 3$, т.е. при введении третьей гармоники тока, среднее значение тока $i_{N\Sigma}$ за период первой гармоники уже не будет равно нулю.

В частности, при следующих параметрах моделирования схемы замещения по рис. 3: $L_{in} = 1$ мГн, $\omega_{in} = 314$ рад/с, $i_{1m} = 1$ А, $i_{km} = 1$ А, $u_{dc} = 800$ В, $u_P = u_M = 400$ В, $u_{1m} = 311$ В, среднее значение тока $i_{N\Sigma}$ будет равно 0,198 А. То есть среднее значение тока $i_{N\Sigma}$ меньше i_{km} в пять раз. Если изменить знак амплитуды третьей гармоники тока i_{km} , то среднее значение $i_{N\Sigma}$ также поменяет свой знак.

Заключение

1. Установлены закономерности формирования модулирующих функций, позволяющие стабилизировать напряжения на выходных конденсаторах емкостного делителя напряжения трехуровневого активного выпрямителя.

2. Используя полученные выражения модулирующих функций можно рассчитать усредненные значения всех токов схемы замещения выпрямителя.

Литература

1. Kolomyjski W. Modulation Strategies for Three-level PWM Converter-fed Induction Machine Drives // Ph.D. Thesis: Wojciech Kolomyjski. – Warsaw, 2009. – 101 p.
2. Pou J. Modulation and Control of Three-phase PWM Multilevel Converters: Ph.D. Thesis / Josep Pou Felix. – Catalunya, 2002. – 206 p.
3. Михальченко Г.Я. Установившиеся режимы работы преобразователя частоты с активным выпрямителем / Г.Я. Михальченко, Д.С. Муликов / Доклады Том. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2016. – Т. 19, № 2. – С. 79–83.

Муликов Дмитрий Сергеевич

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

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

Mulikov D.S., Mikchalchenko G.Ya.

Balancing output capacitor voltage for three-phase three-level active rectifier in power transition mode to the load

Principle of sinusoidal current consumption is considered. The method to balance output capacitor voltage for three-phase three-level active rectifier in power transition mode to the load is proposed. It shows that capacitor voltage balancing is provided by third harmonic current injection.

Keywords: three-phase three-level active rectifier, power factor corrector, voltage balancing, capacitive voltage divider.