

Параметрические взаимосвязи в однофазном малоискажающем выпрямителе на базе однофазного инвертора напряжения

МЫЦЫК Г.С., ХЛАИНГ МИН У

Предложено упрощенное модельное описание параметрических взаимосвязей в однофазном малоискажающем (активном) выпрямителе (ОМИВ). Выпрямитель выполнен на базе однофазного инвертора по мостовой схеме с формированием его противоЭДС по программному алгоритму однополярной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с синусоидальным законом. Показано, что увеличение значений тактовой частоты ШИМ и емкости буферного конденсатора (до определенного рационального уровня) приводит к улучшению показателей качества энергетического потока на входе и выходе ОМИВ. Вместе с этим повышается и точность предложенного модельного описания, что согласуется с особенностями используемого при исследовании метода основной гармоник.

Ключевые слова: активный выпрямитель, инверторная схема, алгоритм ШИМ, параметрические взаимосвязи, модельное описание, метод основной гармоник, проверка на адекватность, компьютерное моделирование

При управлении малоискажающими выпрямителями (МИВ) на основе схем инвертирования напряжения [1 — 6] может быть применен как программный (ПАУ), так и следящий (САУ) алгоритм управления. Здесь рассматривается программный алгоритм, реализующий однополярную широтно-импульсную модуляцию (ОШИМ) по синусоидальному закону [3, 4] в однофазном малоискажающем выпрямителе (ОМИВ).

Задача упрощенного модельного описания проектно необходимых взаимосвязей между параметрами трехфазного МИВ на основе схемы трехфазного инвертора напряжения (ТИН) с ПАУ решена в [4, 5]. Используя тот же методологический подход, решим эту задачу для ОМИВ, выполненного на базе схемы однофазного мостового инвертора (ОИН) — рис. 1. Постановка данной задачи представляется актуальной, поскольку, несмотря на интерес специалистов к модельному описанию и исследованиям ОИН в режиме ОМИВ [2, 3], необходимая для инженерного проектирования информация пока отсутствует. Это может быть одной из причин, затрудняющих оценку целесообразности использования таких решений на практике.

Концепция модельного описания ОИН с программным алгоритмом управления (ПАУ) в режиме выпрямления. Исследование проводится при следующих допущениях: отношение тактовой частоты f_T ШИМ к частоте сетевого напряжения f_1 должно быть достаточно большим, например $x = f_T / f_1 \geq 30$; значение емкости буферного конденсатора таково, что пульсации напряжения на нем достаточно малы (не превышают 7%); характеристики ключевых элементов ОМИВ приняты

близкими к идеальным; потери в буферном конденсаторе и в сопрягающем дросселе не учитываются. Первые два допущения сформированы на основе предварительного исследования ОМИВ при компьютерном моделировании.

Работа ОМИВ характеризуется входным коэффициентом мощности $\cos \varphi_{1(1)} \approx 1$ при $\cos \varphi_{1(1)} = 1$, где $\varphi_{1(1)}$ — фазовый угол между основными гармониками сетевых напряжения и тока. Основываясь на функциональной характеристике ОМИВ, которая поясняется векторной диаграммой на рис. 2, найдем такое его модельное описание, которое связывает постоянную составляющую выходного (выпрямленного) напряжения U_{d0} с входным напряжением U_1 через рабочие параметры: индуктивность L сопрягающего дросселя, сопротивление R_d нагрузки и параметр регулирования напряжения η_h , называемый также глубиной модуляции. Для управления ключами ОМИВ в его блоке управления используется информация о напряжении и токе нагрузки (рис. 1).

Исходная информация для анализа. Из диаграммы на рис. 2 следует, что для потребления из сети чисто активного тока $i_1(t)$ необходимо обеспечить выполнение равенства

$$E_{2(1)m}^2 = U_{1m}^2 + U_{L(1)m}^2, \quad (1)$$

где величины записаны в амплитудных значениях по основной гармонике: U_{1m} — напряжение сети; $U_{L(1)m}$ — напряжение на сопрягающей индуктив-

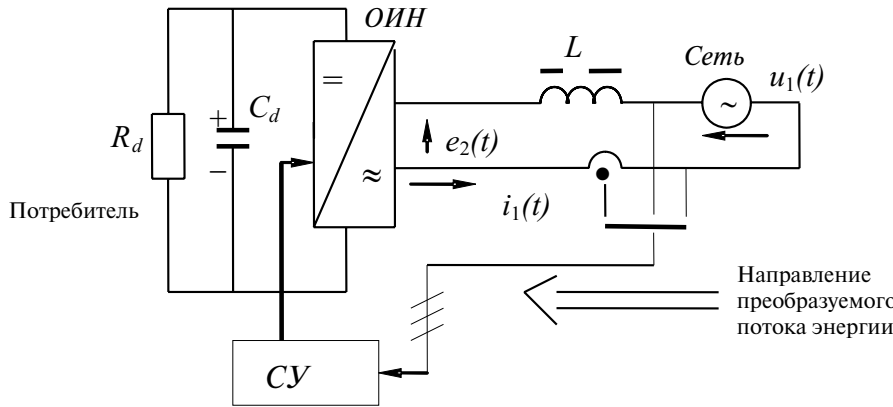


Рис. 1. Функциональная блок-схема однофазного малоискажающего выпрямителя (ОИВ) на базе однофазного инвертора напряжения (ОИН)

ным «наглухо» (т.е. непосредственно) к сетевому напряжению U_1 так, что в эти моменты за счет нарастания тока в нем накапливается энергия, которая при следующей комбинации состояний ключевых элементов через диоды ОИВ передается в цепь его постоянного тока. При этом наведенная в дросселе ЭДС самоиндукции суммируется с сетевым напряжением, благодаря чему и происходит повышение напряжения $U_{d0}^1 > U_{d0}^0$.

ности L ; $E_{2(1)m}$ – основная гармоника противоЭДС ОИВ.

Примем, что на холостом ходу ОИВ при наличии соответствующей емкости буферного конденсатора C_d справедливо равенство $E_{2(1)m} = E_{2(1)0m} = U_{1m}$. При работе под нагрузкой противоЭДС ОИВ $E_{2(1)m}$ должна быть больше сетевого напряжения U_{1m} , что следует из рис. 1. А поскольку взаимосвязь между постоянной составляющей выходного напряжения выпрямителя U_{d0}^1 и его (входной) противоЭДС $E_{2(1)m}$ жесткая и однозначная, следовательно, и напряжение U_{d0}^1 будет больше напряжения $U_{d0}^0 = U_{1m}$, имеющего место при значении угла $\alpha_{2(1)} = 0$, где $U_{1m} = \sqrt{2}U_1$ – амплитудное значение сетевого напряжения.

Из диаграммы следует, в частности, что ОИВ данного типа является устройством, повышающим напряжение, т.е. работающим по принципу «помпы». Физически этот процесс объясняется тем, что при определенном состоянии ключевых элементов ОИВ (транзисторов и диодов) сопрягающий дроссель индуктивности оказывается подключен-

Заметим, что только при простейшем р-алгоритме управления ОИН и значении угла $\alpha_{2(1)} = 0$ отсутствуют сочетания состояний ключевых элементов, обеспечивающие режим «глухого» подключения дросселя к сети, и поэтому в режиме ОИВ повышения напряжения U_{d0} не происходит. При формировании же выходного напряжения ОИН по алгоритмам двухполярной или однополярной ШИМ (ДШИМ и ОШИМ) при любом значении параметра регулирования напряжения m_n (даже при $m_n = 1$) могут быть такие сочетания состояний ключевых элементов, при которых дроссель подключен непосредственно (а не через нагрузку) к сети, в результате чего в нем происходит накопление энергии. Причем длительность этих состояний увеличивается при уменьшении значения m_n .

В режиме ОИВ с программным алгоритмом управления (ПАУ) будем использовать тот же параметр регулирования напряжения (глубину модуляции m_n), который используется в инверторном режиме. Напомним, что для ОИН значение параметра m_n находится в традиционно нормальной области $0 \leq m_n \leq 1$ и определяется как отношение максимальных (амплитудных) значений сигналов задания (синусоидальной формы) U_{3m} и развертки (треугольной формы) U_{pm} – параметров, характеризующих принцип «вертикального управления» (путем сравнения развертывающего сигнала треугольной формы $u_p(t)$ с задающим сигналом $u_3(t)$ синусоидальной формы):

$$m_n = U_{3m} / U_{pm}. \tag{2}$$

В режиме инвертирования значению $m_n = 1$ обычно соответствует максимальное значение основной гармоники выходного напряжения U_{2max} , а значению $m_n = 0$ – его нулевое значение. Как показано ниже, в режиме ОИВ имеет место обратный характер этой зависимости: с уменьшением

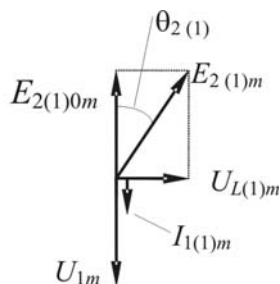


Рис. 2. Векторная диаграмма работы ОИВ: U_{1m} – напряжение питающей сети; $E_{2(1)0m}$ – противоЭДС на холостом ходу ($I_1 = 0$); $E_{2(1)m}$ – противоЭДС при потреблении из сети чисто активного тока I_1 ; $I_{1(1)m}$ – основная гармоника потребляемого тока; $\alpha_{2(1)}$ – фазовый угол, характеризующий уровень потребления тока I_1 ; $U_{L(1)m}$ – падение напряжения (по основной гармонике) на согласующем дросселе индуктивности

значения η_h выходное напряжение U_{d0}^1 выпрямителя возрастает.

О модельном описании процессов в ОИН (в традиционном режиме инвертирования). Дальнейшее исследование базируется на использовании представления об эквивалентном модулирующем воздействии (ЭМВ) [4]. ЭМВ – это сигнал $Y_M^H(t)$, представляющий собой обобщенный (эквивалентный) алгоритм переключения ключей ОИН, по форме повторяющий его выходное напряжение и записанный в безразмерном нормированном виде (в коде +1 и -1 при ДШИМ и +1, 0, -1 при ОШИМ) в форме ряда Фурье. В автономном инверторном режиме фаза ЭМВ остается неизменной, т.е. $q_{2(1)} = 0$. Однако относительный фазовый сдвиг между ЭМВ и основной гармоникой выходного тока в этом режиме также присутствует с иным, однако, смыслом: определяется уже не углом $q_{2(1)}$, а углом нагрузки $j_{2(1)}$, который присутствует уже не в модели ЭМВ, а в модели выходного тока $i_2(t)$. Для основной гармоники этого тока его модель в общем случае имеет вид

$$i_{2(1)}(t) = I_{2(1)m} \sin(\omega_{2(1)} t m j_{2(1)}), \quad (3)$$

где $I_{2(1)m}$ – амплитуда основной гармоники тока нагрузки; знак «минус» при $j_{2(1)}$ относится к индуктивной нагрузке, знак «плюс» – к емкостной.

С понятием ЭМВ неразрывно связано понятие коэффициента использования напряжения питания ОИН – K_e . При простейшем p -алгоритме управления выходное напряжение ОИН по мостовой схеме имеет прямоугольную форму – меандр, напряжение питания E_{Π} ($\hat{U} U_{d0}$) используется полностью (на 100%), коэффициент $K_e = 1$, а амплитуда основной гармоники выходного напряжения

$$U_{2(1)m} = (4/p)E_{\Pi} = (4/p)U_{d0} \gg 1,27U_{d0}. \quad (4)$$

Амплитуда основной гармоники ЭМВ при этом равна

$$Y_{M(1)m}^H = \frac{4}{p}. \quad (5)$$

При формировании выходного напряжения ОИН по алгоритмам ДШИМ или ОШИМ содержание его основной гармоники уменьшается и при параметре регулирования $\eta_h = 1$ и относительно большой кратности несущей (тактовой) f_T и выходной f_2 частот (примерно $x > 20$) становится практически равным напряжению питания $U_{2(1)m} = E_{\Pi}$ ($\hat{U} U_{d0}$). Таким образом, использование источника питания по напряжению снижается в $4/p$ раз и, следовательно, должно быть учтено значением $K_e = p/4$. При регулировании напряже-

ния $\eta_h < 1$ использование напряжения E_{Π} еще больше уменьшается. Следовательно, коэффициент K_e должен быть учтен в виде

$$K_e = (p/4)\eta_h. \quad (6)$$

Таким образом, для адекватности модельного описания рабочих процессов в ОИН, которая легко проверяется применением принципа энергетического баланса, расчетное (или не нормированное) ЭМВ $Y_M(t)$ должно содержать в качестве множителя коэффициент K_e :

$$Y_M(t) = Y_M^H(t)K_e, \quad (7)$$

где $Y_M^H(t)$ – нормированное ЭМВ (с ДШИМ или ОШИМ).

Выходное напряжение ОИН, выраженное таким образом через расчетное ЭМВ, определяется как

$$U_2(t) = E_{\Pi} Y_M(t). \quad (8)$$

Если кратность частот $x > 40$, что приемлемо при $f_2 = 50$ Гц, то с достаточной для инженерной практики точностью исследование можно ограничить учетом в выходном токе $i_2(t)$ и в ЭМВ (7) лишь основных гармоник:

$$I_{2m} \gg I_{2(1)m}; \quad (9)$$

$$\begin{aligned} Y_M(t) \gg Y_{M(1)}(t) &= \frac{4}{p} K_e \sin \omega_{M(1)} t = \\ &= \frac{4p}{p4} \eta_h \sin \omega_{M(1)} t = \eta_h \sin \omega_{M(1)} t. \end{aligned} \quad (10)$$

Заметим, что в (10) угловая частота основной гармоники ЭМВ $\omega_{M(1)}$ равна частоте основной гармоники $\omega_{2(1)}$ выходного напряжения ОИН. Входной ток ОИН может быть определен через выходной ток и ЭМВ [4]:

$$i_d(t) = i_2(t) Y_M(t). \quad (11)$$

Для определения постоянной составляющей I_{d0} достаточно в этом токе ограничиться учетом основных гармоник входящих в него величин:

$$\begin{aligned} i_{d(1)}(t) \gg i_{2(1)}(t) Y_{M(1)}(t) &= I_{2(1)m} \sin(\omega_{2(1)} t m j_{2(1)}) \cdot \\ &\cdot \eta_h \sin \omega_{M(1)} t. \end{aligned} \quad (12)$$

В инверторном режиме $j_{2(1)}$ ($\hat{U} q_{M(1)}$) – угол между основными гармониками выходного напряжения ОИН (а также эквивалентным ему ЭМВ по основной гармонике) и тока активно-индуктивной нагрузки.

Из (12) получим для постоянной составляющей тока следующую модель:

$$I_{d0} = \frac{\eta_h}{2} I_{2(1)m} \cos \varphi_{M(1)}. \quad (13)$$

На этом закончим модельное описание процессов в ОИН (в его традиционном инверторном режиме работы) и перейдем к анализу ОИН в режиме ОМИВ.

ОИН в режиме ОМИВ с алгоритмом программной однополярной ШИМ по синусоидальному закону. Вышеприведенный анализ методологически полностью справедлив и для режима ОМИВ с учетом того, что направление энергетического потока изменилось на обратное. Поэтому бывшее выходное напряжение стало входным $U_2(t) \rightarrow U_1(t)$, приобретая, кроме того, смысл входной противоЭДС $e_1(t)$:

$$U_2(t) \rightarrow e_1(t); \quad (14)$$

выходной ток стал входным

$$I_{2(1)} \rightarrow I_{1(1)}; \quad (15)$$

входное напряжение ОИН E_{Π} — выходным U_{d0} , а постоянная составляющая I_{d0} входного тока — постоянной составляющей выходного тока ОМИВ. В соответствии с векторной диаграммой на рис. 2 угол $\varphi_{M(1)}$ между током $i_{1(1)}(t)$ и противоЭДС МИВ $e_2(t)$ становится равным

$$\varphi_{M(1)} = \pi - \varphi_{2(1)}. \quad (16)$$

Подставляя значение угла $\varphi_{M(1)}$ из (16) в (12) и учитывая замену (15), получаем для постоянной составляющей тока I_{d0} модель, аналогичную (13), но со знаком «минус», что и характеризует изменение направления энергетического потока на обратное:

$$I_{d0} = -\frac{\eta_h}{2} I_{1(1)m} \cos \varphi_{2(1)}. \quad (17)$$

В последующем для упрощения не будем учитывать знак «минус», что не влияет существенным образом на результаты анализа. Подставив в (17) значение тока

$$I_{d0} = U_{d0} / R_d, \quad (18)$$

найдем взаимосвязь между входным током и выходным напряжением:

$$I_{1(1)m} = \frac{2I_{d0}}{\eta_h \cos \varphi_{2(1)}} = \frac{2U_{d0}}{\eta_h R_d \cos \varphi_{2(1)}}. \quad (19)$$

Проверим правильность принятого подхода на удовлетворение условия энергетического баланса: при принятых допущениях мощность в цепи постоянного тока (по постоянной составляющей) P_{d0} должна равняться активной мощности в цепи переменного тока (по основной гармонике) $P_{1(1)a}$:

$$\begin{aligned} P_{1(1)a} &= I_{1(1)} E_{2(1)0} = \frac{I_{1(1)m}}{\sqrt{2}} \frac{E_{2(1)0m}}{\sqrt{2}} = \\ &= \frac{1}{2} E_{2(1)m} I_{1(1)m} \cos \varphi_{2(1)}; \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} P_{d0} &= I_{d0} U_{d0} = \frac{\eta_h}{2} I_{1(1)m} \cos \varphi_{2(1)} U_{d0} = \\ &= \frac{E_{2(1)m}}{2} I_{1(1)m} \cos \varphi_{2(1)}. \end{aligned} \quad (21)$$

Из сравнения (20) и (21) следует: энергетический баланс соблюден — исследование проведено верно.

Обратимся к равенству (1), определяющему процессы в ОМИВ, и запишем его в виде

$$-U_{L(1)m}^2 + E_{2(1)m}^2 - U_{1m}^2 = 0, \quad (1a)$$

а падение напряжения на дросселе индуктивности L выразим через ток $I_{1(1)m}$, используя (19):

$$U_{L(1)m} = I_{1(1)m} \omega_1 L = \frac{2U_{d0} \omega_1 L}{R_d U_{1m}}. \quad (22)$$

При выводе модели (22) учтено, что согласно рис. 2 справедлива следующая взаимосвязь:

$$\cos \varphi_{2(1)} = \frac{U_{1m}}{E_{2(1)m}} = \frac{U_{1m}}{U_{d0} \eta_h}, \quad (23)$$

где U_{1m} — амплитуда сетевого напряжения (синусоидальной формы); $\omega_1 = \omega_{1(1)}$ — его угловая частота.

Учтем также, что по аналогии с (8) имеет место равенство

$$E_{2(1)m} = U_{d0} \eta_h. \quad (24)$$

Подставив в (1) значения (22) и (24), получим биквадратное относительно параметра U_{d0} уравнение*:

$$-\frac{2}{\eta_h} \frac{\omega_1 L}{R_d} U_{d0}^2 + \eta_h^2 U_{d0}^2 - U_{1m}^2 = 0. \quad (25)$$

Запишем (25) в нормированном (относительном) виде, введя обозначения:

* Биквадратное уравнение вида $ax^4 + cx^2 + e = 0$ имеет решение в виде $x_{1,2,3,4} = \pm \sqrt{y}$, где $y = \frac{-c \pm \sqrt{c^2 - 4ae}}{2a}$.

$$X_{L(1)}^* = \frac{w_1 L}{R_d}; \quad (26)$$

$$U_{d0}^* = \frac{U_{1m}}{U_{1m}}. \quad (27)$$

С учетом (26) и (27) уравнение (25) преобразуется к виду

$$-(2X_{L(1)}^*)^2 U_{d0}^{*4} + m_h^2 U_{d0}^{*2} - 1 = 0. \quad (28)$$

Решив (28), получим расчетную модель:

$$U_{d0}^* = \frac{m_h}{2X_{L(1)}^*} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{16X_{L(1)}^{*2}}{m_h^4}} \right)}. \quad (29)$$

Знак «минус» перед вторым квадратным корнем означает соответствие области, в которой $q_{2(1)} = 0, \pi/4$; знак «плюс» — области, в которой $q_{2(1)} = \pi/4, \pi/2$.

При программном (жестком) алгоритме управления необходимо знать значение угла $q_{2(1)}$, который должен задаваться по системе управления. Найдем его, используя векторную диаграмму рис. 2 и введенные относительные единицы:

$$\operatorname{tg} q_{2(1)} = \frac{U_{L(1)m}}{U_{1m}} = \frac{2U_{d0}^2 w_1 L}{R_d U_{1m}^2} = 2U_{d0}^{*2} X_{L(1)}^*, \quad (30)$$

откуда

$$q_{2(1)} = \arctg 2U_{d0}^{*2} X_{L(1)}^*; \quad (31)$$

$$U_{d0}^* = \sqrt{\frac{\operatorname{tg} q_{2(1)}}{2X_{L(1)}^*}}. \quad (32)$$

Из (29)–(32) следует, что выходное напряжение ОМИВ определяется тремя параметрами — значением m_h , относительным значением индуктивного сопротивления $X_{L(1)}^*$ и фазовым углом $q_{2(1)}$. Следовательно, как и в [5], для удобства пользования может быть представлено графически объемной поверхностью в виде функции $U_{d0}^* = f(X_{L(1)}^*, q_{2(1)}, m_h)$ — см. рис. 3.

Заметим, что согласно (29) допустимые из физических соображений сочетания параметров m_h и $X_{L(1)}^*$ определяются неравенствами:

$$\frac{16X_{L(1)}^{*2}}{m_h^4} \leq 1; \quad X_{L(1)}^* \leq \sqrt{\frac{m_h^4}{16}} = \frac{m_h^2}{4}. \quad (33)$$

При простейшем p -алгоритме управления $m_h = 4/p$, и неравенство (33) приобретает предельное значение $X_{L(1)}^* \leq 0,3183$.

Для проверки полученного модельного описания рассмотрим пример. В качестве исходных данных в зависимости от поставленной задачи может задаваться одна из трех величин U_{d0}^* , $X_{L(1)}^*$, m_h .

1. В данном случае для упрощения решения поставленной задачи удобно задаться углом $q_{2(1)} = \pi/6$.

2. При заданном сетевом напряжении $U_{1m} = 311 \text{ В}$ из (30) найдем

$$U_{L(1)m} = U_{1m} \operatorname{tg} q_{2(1)} = 311,127 \operatorname{tg} \frac{\pi}{6} = 179,629 \text{ В.}$$

3. Соблюдая условие (33), зададимся значениями параметров: $f = 50 \text{ Гц}$, $L = 5 \text{ мН}$, $R_d = 20 \text{ Ом}$.

6. Из (26) определяем

$$X_{L(1)}^* = \frac{w_1 L}{R_d} = \frac{314,159 \times 0,005}{20} = 0,07854.$$

7. Используя (32) и (27), найдем:

$$U_{d0}^* = \sqrt{\frac{\operatorname{tg} q_{2(1)}}{2X_{L(1)}^*}} = \sqrt{\frac{\operatorname{tg} \pi/6}{2 \times 0,07854}} = 1,91716; \quad (34)$$

$$U_{d0} = U_{d0}^* U_{1m} = 1,91716 \times 311,127 = 596,4814 \text{ В.}$$

8. Из (23)

$$m_h = \frac{U_{1m}}{U_{d0} \cos q_{2(1)}} = \frac{311,127}{596,4814 \cos \pi/6} = 0,6023.$$

9. Проведем инструментальную проверку, подставив полученные значения параметров в (29):

$$U_{d0}^* = \frac{0,6023}{2 \times 0,07854} \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{16 \times 0,07854^2}{0,6023^4}} \right)} = 1,91740. \quad (35)$$

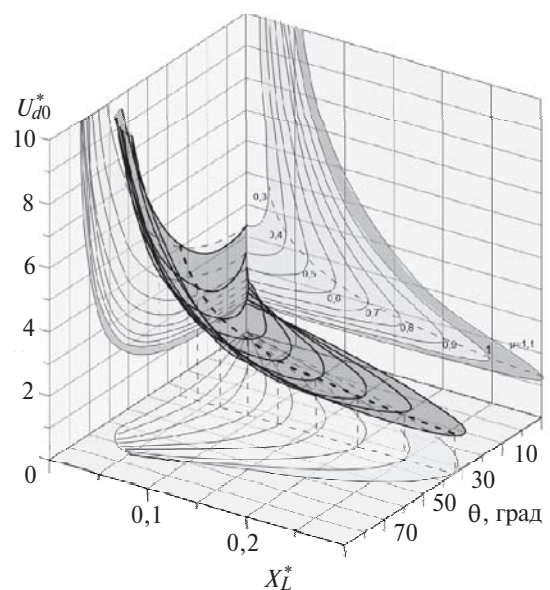


Рис. 3. Зависимость постоянной составляющей выходного напряжения в функции трех параметров: глубины модуляции m_h , угла нагрузки $q_{2(1)}$ и относительного значения сопрягающей индуктивности $X_{L(1)}^*$

Сходимость полученного результата (35) относительно результата (34) в пределах учитываемого числа знаков после запятой – высокая (0,0125%). Следовательно, все параметры взаимосвязаны верно.

10. Амплитудное и действующее значения основной гармоники потребляемого из сети тока:

$$I_{1(1)m} = \frac{U_{L(1)m}}{w_1 L} = \frac{179,629}{314,16 \times 0,005} = 114,355 \text{ А};$$

$$I_{1(1)} = \frac{114,355}{\sqrt{2}} = 80,861 \text{ А}.$$

11. Потребляемая из сети активная мощность

$$P_{1(1)} = U_{1(1)} I_{1(1)} = 220 \times 80,861 = 17789,5 \text{ Вт.} \quad (36)$$

12. Мощность на выходе выпрямителя по постоянной составляющей, которая является основной гармоникой (нулевой частоты):

$$P_{d0} = \frac{U_{d0}^2}{R_d} = \frac{596,4814^2}{20} = 17789,5 \text{ Вт.} \quad (37)$$

Поскольку все элементы ОМИВ приняты идеальными (без потерь), то согласно (36) и (37) имеет место абсолютное равенство значений выходной и входной мощности по основным гармоникам, что свидетельствует о выполнении критерия энергетического баланса и о корректно выполненных расчетах. Следовательно, модельное описание адекватно (в соответствии с проектным замыслом) отражает принцип работы ОИН в режиме ОМИВ.

Заметим, что в полученном модельном описании в явном виде не учтена емкость буферного конденсатора C_d (рис. 1). Установлено, однако, что при недостаточном её значении она оказывает заметное влияние на ряд величин, в частности, на пульсации:

$$DU_{d0}^* = \frac{U_{d\max} - U_{d\min}}{U_{d0}} 100\%;$$

на постоянную составляющую U_{d0} выпрямленного напряжения; на входной ток $I_{1(1)}$. Например, при параметрах $U_1 = 220 \text{ В}$, $f_1 = 50 \text{ Гц}$, $L = 22,4 \text{ мН}$, $f_T = 600 \text{ Гц}$, $P_{d0} = 9 \text{ кВт}$ изменение емкости в диа-

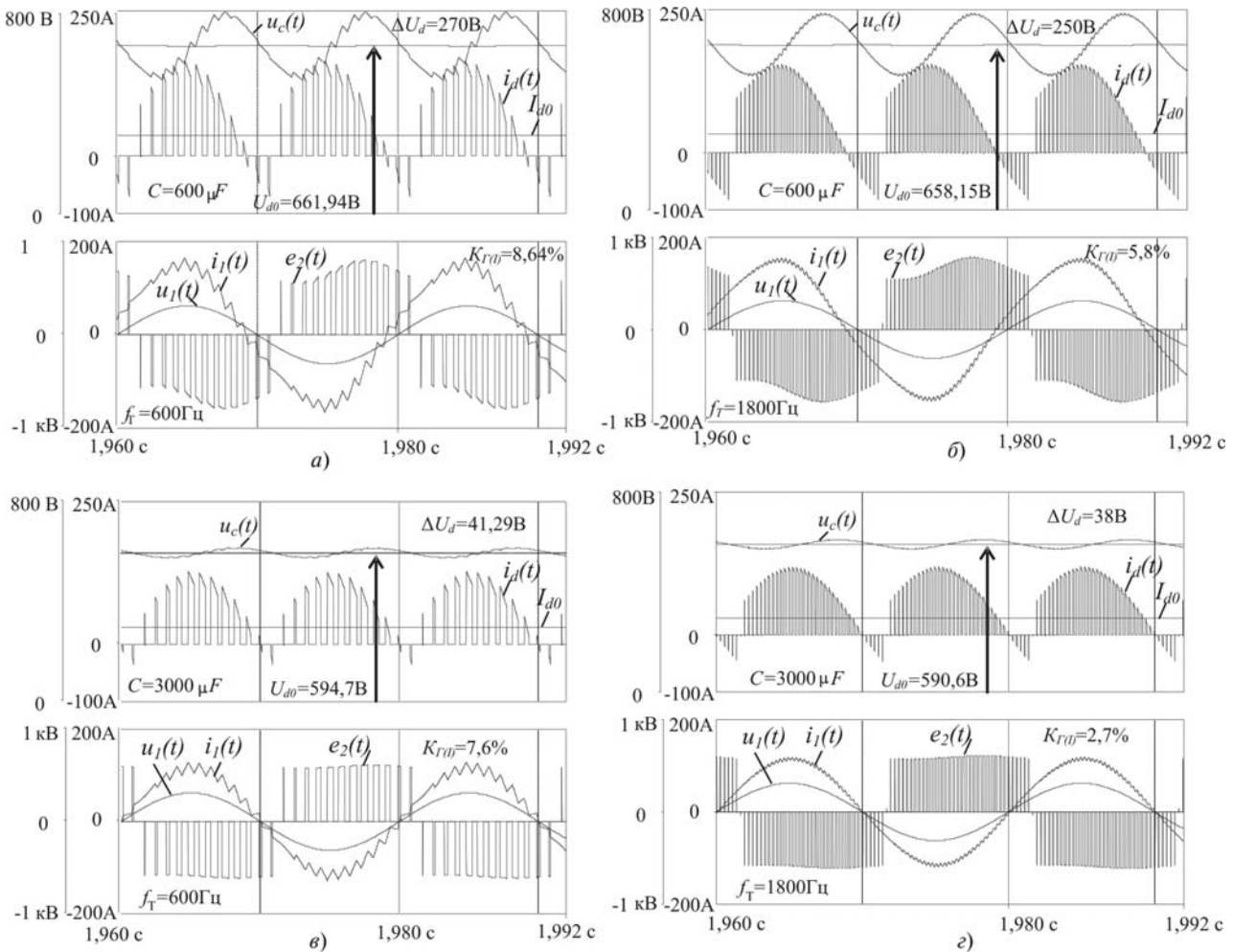


Рис. 4. Результаты ИКМ ОМИВ с управлением по алгоритму ОШИМ при следующих параметрах: $U_1 = 220\text{В}$; $f_1 = 50\text{Гц}$; $m = 0,6023$; $q_2 = p/6$; $R_d = 20 \text{ Ом}$; $L = 5\text{мН}$, $e_2(t)$ – противоЭДС ОМИВ; $u_1(t)$; $i_1(t)$ – напряжение и ток сети; $u_C(t)$ – напряжение на буферном конденсаторе; $i_d(t)$ – ток непосредственно на выходе ОМИВ

пазоне $C_d = 1000, 5000$ мкФ оказывает самое большое влияние на параметр DU_d^* — от 18 до 3,8% (соответственно диапазону) и на ток $I_{1(1)}$ — при $C_d = 1000$ мкФ он на 12% больше, чем при $C_d = 5000$ мкФ.

Таким образом, чем больше значение емкости C_d (и чем больше тактовая частота ШИМ), тем выше степень адекватности полученного модельного описания. Формирование его (в рамках этого же упрощенного подхода) с учетом емкости конденсатора C_d может быть следующей задачей, требующей решения. Однако даже в представленном упрощенном виде модельное описание позволяет с приемлемой для инженерной практики точностью определить начальные значения параметров L , m_h , $Q_{2(1)}$, затем на основе имитационного компьютерного моделирования (ИКМ), например в достаточно удобной для решения такого рода задач среде Orcad 9.2. Schetmatics, при выбранном значении x найти рациональное значение параметра C_d и при необходимости провести небольшую коррекцию значений L , m_h , $Q_{2(1)}$.

Для дополнительной проверки полученного (при принятых допущениях) модельного описания проведено также имитационно-компьютерное моделирование с другими исходными данными (рис. 4). Результаты, приведенные на рис. 4,з, подтвердили высокую его адекватность: при рационально выбранных значениях параметров x и C_d значения параметров U_{d0} и $Q_{2(1)}$ с высокой точностью совпадают с теоретически полученными значениями.

Вместе с тем представляет интерес выяснить, как количественно влияет на адекватность модельного описания отклонение параметров x и C_d в сторону их уменьшения. Уменьшим, например, параметр x в 3 раза (f_T — с 1800 до 600 Гц), а емкость C_d — с 3000 до 600 мкФ. Результаты, представленные

на рис. 4,а–з, показывают, что точность модельного описания при этом заметно снижается.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Зиновьев Г.С.** Работа инвертора напряжения в «обращенном» режиме. Повышение эффективности устройств преобразовательной техники. — Материалы научно-технической конференции, Киев, 1972, ч. 4. — Киев: Наукова думка, 1973, с. 206—212.
2. **Литовченко В.В.** Определение энергетических показателей электроподвижного состава переменного тока с 4q-S преобразователем. — Электротехника, 1993, № 5, с. 23—31.
3. **Ефимов А.А., Шрейнер Р.Т.** Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока/Под общей ред. Р.Т. Шрейнера. — Новоуральск: Изд-во Новоуральского государственного технического института, 2001, 250 с.
4. **Мыцык Г.С.** Методология структурно-алгоритмического синтеза и анализа малоискажающих устройств силовой электроники для электротехнических комплексов автономных объектов: Автореф. дис.... докт. техн. наук. — М.: Московский энергетический институт, 2001, 524 с.
5. **Горякин Д.В., Мыцык Г.С.** Исследование режимов работы трехфазной мостовой инверторной схемы. — Электричество, 2012, № 5, с. 23—31.
6. **Vaier J.** Single-phase pulse width modulated rectifier. — Acta Polytechnica, vol. 48, No. 3/2008, p. 84—87.

[02.09.14]

Авторы: Мыцык Геннадий Сергеевич окончил Московский энергетический институт (МЭИ) в 1964 г. Защитил в МЭИ в 2001 г. докторскую диссертацию «Методология структурно-алгоритмического синтеза и анализа малоискажающих устройств силовой электроники для электротехнических комплексов автономных объектов». Профессор кафедры «Электротехнические комплексы автономных объектов» НИУ «МЭИ».

Хлаинг Мин У (Союз Мьянма) защитил в МЭИ в 2009 г. кандидатскую диссертацию «Исследование эффективности использования промежуточного высокочастотного преобразования при построении статических преобразователей и систем на их основе». Докторант кафедры «Электротехнические комплексы автономных объектов» НИУ «МЭИ».

Elektrichestvo (Electricity), 2015, No. 9, pp. 48–55.

The Parametric Correlations in a Single-Phase Low-Distortion Rectifier Made Using a Single-Phase Bridge Voltage Inverter

MYTSYK Gennadii Sergeyevich (National Research University «Moscow Power Engineering Institute» (NRU «MPEI»), Moscow, Russia) — Professor, Dr. Sci. (Eng.)

KHLAING Min U (Union M'yanma) — NRU «MPEI», Cand. Sci. (Eng.)

A simplified model description of parametric interrelations in a single-phase low-distortion (active) rectifier (SLDR) is proposed. The rectifier is made on the basis of a single-phase bridge inverter with its counter EMF generated using a software-based algorithm of unipolar pulse-width modulation (PWM) according to a sine-wave law. It is shown that by increasing the PWM clock frequency and capacitance of the buffer capacitor (to a certain reasonable level) it is possible to improve the power flow quality indicators at the SLDR input and output. In addition, better accuracy of the proposed model description is obtained,

which is consistent with the specific features of the fundamental harmonic component method used in the investigation.

Key words: active rectifier, inverter arrangement, PWM algorithm, parametric interrelations, model description, fundamental harmonic component method, adequacy check, computer modeling

REFERENCES

1. **Zinov'yev G.S.** *Materialy nauchno-tekhnicheskoi konferentsii, ch. 4 (Kiev, 1972) – in Russ.* (Proc. of the scientific and technical conf., part 4. Kiev, Publ. Naukova dumka, 1973, pp. 206–212.
2. **Litovchenko V.V.** *Elektrotehnika – in Russ. (Electrical Engineering)*, 1993, No. 5, pp. 23–31.
3. **Efimov A.A., Shreiner R.T.** *Aktivnye preobrazovateli v reguliruyemykh elektroprivodakh peremennogo toka/Pod red. R.T. Shreiner* (An active converters in controlled AC drives/Edit. by R.T. Shreiner). Novoural'sk, Publ. of the Novoural'sk State Technical Institute, 2001, 250 p.
4. **Mytsyk G.S.** *Vetodologiya strukturno-algoritmicheskogo sinteza i analiza maloiskazhayushchikh ustroystv silovoi elektroniki dlya elektrotekhnicheskikh kompleksov avtonomnykh ob'yektov: Avtoref. dis... dokt. tekhn. nauk* (A methodology for structural-algorithmic synthesis and analysis of low-distortion power electronic devices for the electric systems of autonomous facilities. An abstract of a thesis of Dr. Sci. (eng.)). Moscow, Moscow Power Engineering Institute, 2001, 20 p.
5. **Goryakin D.V., Mytsyk G.S.** *Elektrichestvo – in Russ. (Electricity)*, 2012, No. 5, pp. 23–31.
6. **Bauer J.** Single-phase pulse width modulated rectifier. — *Acta Polytechnica*, vol. 48, No. 3/2008, p. 84–87.