

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ТРЕХУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ С ФИКСИРОВАННОЙ НЕЙТРАЛЬЮ НА БАЗЕ АКТИВНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ И АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

А.С. Маклаков

Южно-Уральский государственный университет, г. Челябинск

Предложено математическое описание трехуровневого преобразователя частоты с фиксированной нейтралью (ЗУ-ПЧ с ФН) на базе активного выпрямителя и автономного инвертора напряжения (АВН и АИН), которое позволяет исследовать электромагнитные процессы и анализировать электромагнитную совместимость в системе «питающая сеть – ЗУ ПЧ с ФН на базе АВН и АИН – нагрузка» с учетом дискретного характера формирования выходных напряжений АВН и АИН. В отличие от известных математических моделей ЗУ-ПЧ с ФН на базе АВН и АИН, основанных на принципе разделений электрической системы на подсистемы, разработанная в данной статье модель позволяет получить удобную структурную схему для синтеза системы управления. Разработанная структурная схема ЗУ ПЧ на базе АВН и АИН оказалась аналогична известным структурным схемам двухуровневого преобразователя частоты при пренебрежении эффекта разбаланса напряжений в звене постоянного тока, идеальной синхронизации и линеаризации коммутационных функций. Дополнительно при линеаризации была рассмотрена только область вокруг номинального значения напряжения звена постоянного тока.

Ключевые слова: силовая электроника, преобразователь частоты, многоуровневые преобразователи частоты, автономный инвертор напряжения, активный выпрямитель напряжения.

Введение

В течение последнего десятилетия отечественные и зарубежные промышленные предприятия оснащаются современными системами реверсивных электроприводов большой мощности (РЭП БМ), которые имеют в своем составе высоковольтные многоуровневые преобразователи частоты различных топологий [1–3]. Основными факторами, способствующими их распространению, являются, с одной стороны, возможность обеспечения высокого качества потребляемой электроэнергии и энергоэффективности, а с другой – ужесточение отечественных и международных стандартов к электромагнитной совместимости и энергосбережению [4–6]. Из всего разнообразия рассматриваемых топологий преобразователей трехуровневые преобразователи частоты с фиксированной нейтралью (ЗУ-ПЧ с ФН) на базе активных выпрямителей (АВН) и автономных инверторов напряжения (АИН) наиболее часто встречаются в системах РЭП БМ [7–9].

Несомненно, при математическом моделировании и анализе различных режимов работы РЭП БМ существует необходимость в разработке математического описания ЗУ-ПЧ с ФН на базе АВН и АИН, что является сложной задачей, требующей знаний о его принципе работы, алгоритмах модуляции и систем управления. Известные математические модели ЗУ-ПЧ с ФН [10–12], основанные на принципе разделения электрической системы

на подсистемы, не позволяют получить удобные математические модели для синтеза систем управления. Другой известный метод построения математических моделей силовых полупроводниковых преобразователей, основанный на матричном представлении объекта [13–15], показал свою применимость для двухуровневых топологий с точки зрения синтеза системы управления, однако по отношению к ЗУ-ПЧ с ФН данный метод не был рассмотрен. В настоящей статье поставлена задача создания математической модели ЗУ-ПЧ с ФН на базе АВН и АИН, позволяющей синтезировать систему управления и учитывать совместную работу АВН и АИН.

Описание объекта исследования

ЗУ ПЧ с ФН на базе АВН и АИН состоит из 24 полностью управляемых полупроводниковых ключей VT_1 – VT_{24} , 24 обратных диодов VD_1 – VD_{24} , 12 фиксированных диодов VD_{c1} – VD_{c12} , снабженных цепей C_{S1} – C_{S12} , R_{S1} – R_{S12} и двух эквивалентных емкостей C_{dc1} и C_{dc2} (рис. 1) [16–18]. На рис. 1 были использованы следующие обозначения: u – напряжение, V ; i – ток, A ; abc – трехфазная неподвижная система координат; $\alpha\beta$ – двухфазная неподвижная система координат; dq – двухфазная вращающаяся система координат; 1–24 – порядковые номера; r – АВН; v – АИН; l – нагрузка; f – фильтр; dc – звено постоянного тока; T – трансформатор.

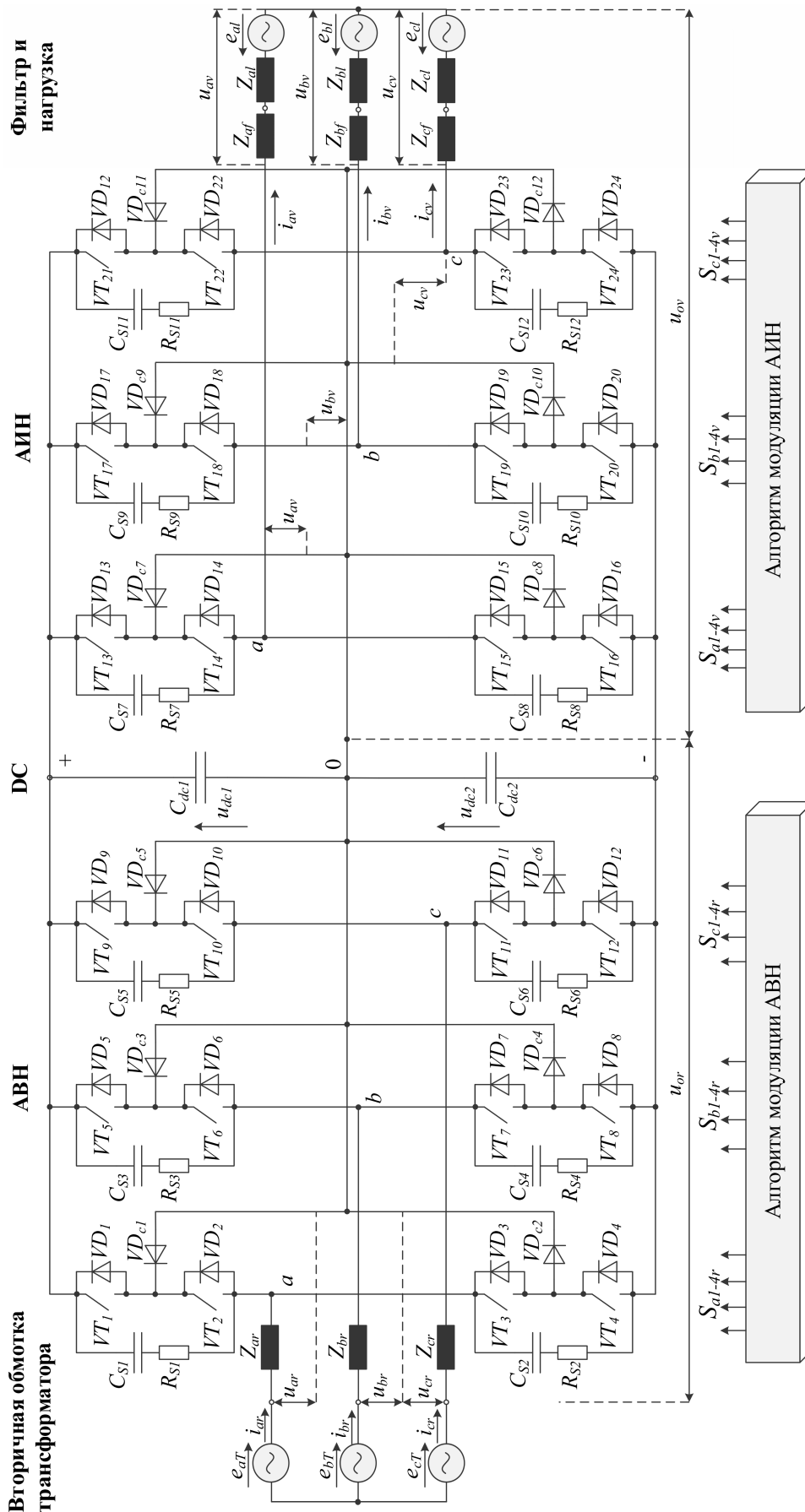


Рис. 1. Принципиальная схема ЗУ ПЧ с ФН на базе АВН и АИН

Из 4 ключей в каждом плече моста (рис. 2) одновременно могут быть включены только 2, подключающие потенциалы u_{dc} к фазе нагрузки в трех точках «+», «0» и «-» [19–21]. Различные комбинации подключения u_{dc} в каждом плече моста формируют три состояния фазных напряжений преобразователя: [P] – подключение к положительному полюсу «+», [O] – подключение к нейтральному полюсу «0» и [N] – подключение к отрицательному полюсу «-».

Выходное фазное напряжение формируется в виде прямоугольных импульсов с уровнями $+u_{dc}/2$, 0 и $-u_{dc}/2$ (рис. 3).

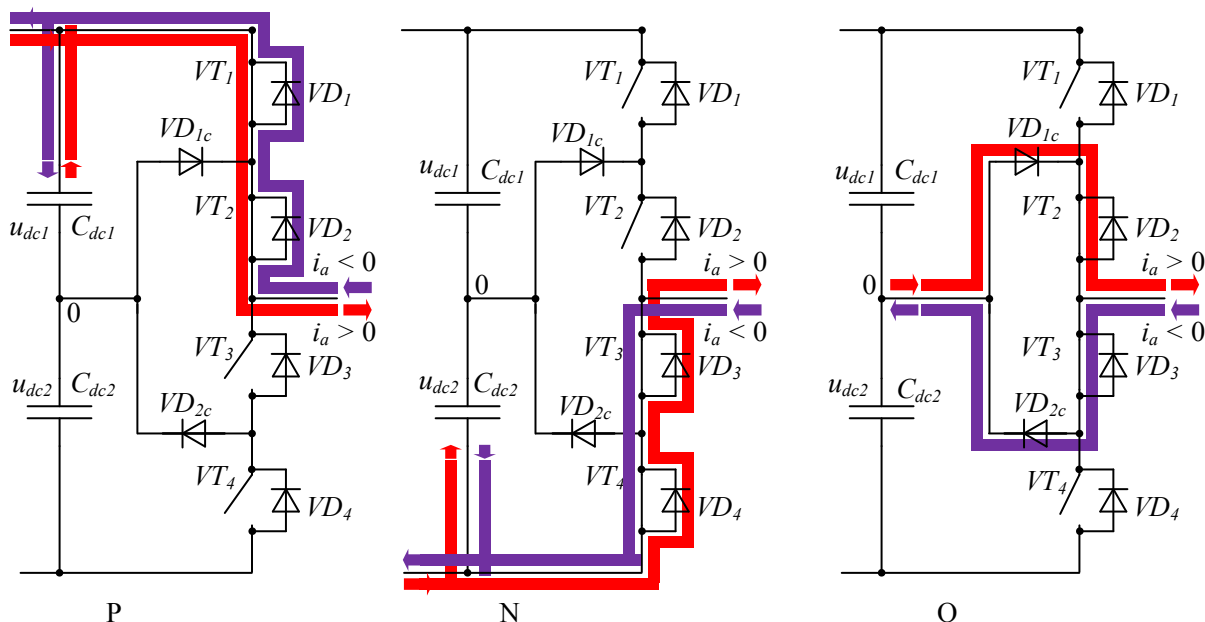


Рис. 2. Пример формирования фазного напряжения для плеча ЗУ ПЧ с ФН

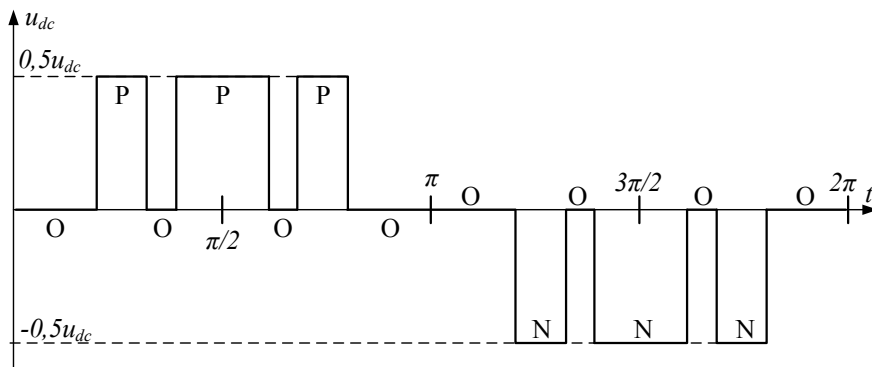


Рис. 3. Типовая форма выходного фазное напряжение для плеча ЗУ ПЧ с ФН

Разработка математической модели

За основу построения математической модели ЗУ ПЧ с ФН (см. рис. 1) были приняты дискретные логические функции, описывающие состояния полупроводниковых приборов.

Для АВН:

$$\gamma_{abcr} = \begin{cases} 1, & \rightarrow (S_{abc1r} \text{ и } S_{abc2r}) = 1 \text{ и } (S_{abc3r} \text{ и } S_{abc4r}) = 0 \\ 0, & \rightarrow (S_{abc2r} \text{ и } S_{abc3r}) = 1 \text{ и } (S_{abc1r} \text{ или } S_{abc4r}) = 0. \\ -1, & \rightarrow (S_{abc3r} \text{ и } S_{abc4r}) = 1 \text{ и } (S_{abc1r} \text{ и } S_{abc2r}) = 0 \end{cases} \quad (1)$$

Для АИН:

$$\gamma_{abcv} = \begin{cases} 1, & \rightarrow (S_{abc1v} \text{ и } S_{abc2v}) = 1 \text{ и } (S_{abc3v} \text{ и } S_{abc4v}) = 0 \\ 0, & \rightarrow (S_{abc2v} \text{ и } S_{abc3v}) = 1 \text{ и } (S_{abc1v} \text{ или } S_{abc4v}) = 0. \\ -1, & \rightarrow (S_{abc3v} \text{ и } S_{abc4v}) = 1 \text{ и } (S_{abc1v} \text{ и } S_{abc2v}) = 0 \end{cases} \quad (2)$$

Затем, были использованы дискретные логические функции, зависящие от состояний проводимости двух верхних и двух нижних полупроводниковых ключей в каждом плече моста АВН и АИН:

$$\begin{cases} F_{abc1r} = \frac{\gamma_{abcr}(\gamma_{abcr} + 1)}{2}; & F_{abc2r} = \frac{\gamma_{abcr}(\gamma_{abcr} - 1)}{2}; \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} F_{abc1v} = \frac{\gamma_{abcv}(\gamma_{abcv} + 1)}{2}; & F_{abc2v} = \frac{\gamma_{abcv}(\gamma_{abcv} - 1)}{2}. \end{cases} \quad (4)$$

Вторичная обмотка трансформатора представлена в виде трехфазного источника напряжения с внутренним активно-индуктивным сопротивлением. При разработке математической модели были приняты следующие допущения: активно-индуктивное сопротивление сети является симметричным $Z_{aT} = Z_{bT} = Z_{cT}$; трехфазная система ЭДС трансформатора симметрична и имеет синусоидальный характер изменения с постоянной амплитудой и постоянной частотой $e_{aT} + e_{bT} + e_{cT} = 0$.

Трехфазная электрическая нагрузка и фильтр представлены в виде трехфазного источника напряжения с внутренним активно-индуктивным сопротивлением. При разработке математической модели были приняты следующие допущения: трехфазная электрическая нагрузка является симметричной $Z_{af} = Z_{bf} = Z_{cf}$; $Z_{al} = Z_{bl} = Z_{cl}$; трехфазная система ЭДС симметрична и имеет синусоидальный характер изменения с переменными амплитудой и частотой $e_{al} + e_{bl} + e_{cl} = 0$; схема имитирует соединенную в звезду обмотку двигателя.

Используя данные допущения и уравнения равновесий напряжений и токов, полученные с помощью первого и второго законов Кирхгофа, составлена система уравнений, описывающая электромагнитные процессы ЗУ ПЧ с ФН на базе АВН и АИН, в следующем виде:

$$\begin{cases} u_{abcT} = u_{abcr} + i_{abcr} \cdot Z_{abcr}; \\ u_{abcl} = u_{abcl} + i_{abcv} \cdot (Z_{abcf} + Z_{abcl}); \\ u_{abcr} = u_{dc1} \cdot D_{abc1r} + u_{dc2} \cdot D_{abc2r}; \\ u_{abcv} = u_{dc1} \cdot D_{abc1v} + u_{dc2} \cdot D_{abc2v}; \\ u_{dc1} = \frac{(F_{a1r} \cdot i_{ar} + F_{b1r} \cdot i_{br} + F_{c1r} \cdot i_{cr}) - (F_{a1v} \cdot i_{av} + F_{b1v} \cdot i_{bv} + F_{c1v} \cdot i_{cv})}{C_{dc1} \cdot p}; \\ u_{dc2} = \frac{(F_{a2r} \cdot i_{ar} + F_{b2r} \cdot i_{br} + F_{c2r} \cdot i_{cr}) - (F_{a2v} \cdot i_{av} + F_{b2v} \cdot i_{bv} + F_{c2v} \cdot i_{cv})}{C_{dc2} \cdot p}, \end{cases} \quad (5)$$

в которую добавлены следующие обозначения:

$$\begin{aligned} D_{abc1r} &= \left(F_{abc1r} - \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^{b,c} F_{n1r} \right), & D_{abc2r} &= \left(F_{abc2r} - \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^{b,c} F_{n2r} \right); \\ D_{abc1v} &= \left(F_{abc1v} - \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^{b,c} F_{n1v} \right), & D_{abc2v} &= \left(F_{abc2v} - \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^{b,c} F_{n2v} \right). \end{aligned} \quad (6)$$

В связи с периодическим изменением во времени токов и напряжений, уравнение (5) целесообразно преобразовать из неподвижной системы координат $[abc]$ во вращающуюся систему координат $[dq0]$. Для этого мгновенные значения токов и напряжений в системе (5) сначала преобразуются в неподвижную систему координат $[\alpha\beta\gamma]$ путем применения преобразования Кларка, посредством которого обеспечивается инвариантность амплитуд, а составляющая $\gamma = 0$:

$$\begin{cases} x_{\alpha} = \frac{2}{3} \cdot \left(x_a - \frac{x_b}{2} - \frac{x_c}{2} \right); \\ x_{\beta} = \frac{2}{3} \cdot \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot x_b - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot x_c \right); \\ x_{\gamma} = 0. \end{cases} \quad (7)$$

После $[\alpha\beta\gamma]$ преобразования коммутационные функции F и D в системе (5) становятся равными, так как исчезают межфазные мультипликативные связи. В качестве примера представлен переход из системы $[abc]$ в $[\alpha\beta\gamma]$ для коммутационных функций F_{a1r} и D_{a1r} :

$$F_{\alpha 1r} = \frac{2}{3} \cdot \left(F_{a1r} - \frac{F_{b1r}}{2} - \frac{F_{c1r}}{2} \right);$$

$$D_{\alpha lr} = \frac{2}{3} \cdot \left(\left(F_{a1r} - \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^{b,c} F_{n1r} \right) - \frac{\left(F_{b1r} - \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^{b,c} F_{n1r} \right)}{2} - \frac{\left(F_{c1r} - \frac{1}{3} \cdot \sum_{n=a}^{b,c} F_{n1r} \right)}{2} \right) = \frac{2}{3} \cdot \left(F_{a1r} - \frac{F_{b1r}}{2} - \frac{F_{c1r}}{2} \right) = F_{\alpha lr}.$$

Затем мгновенные значения токов и напряжений были преобразованы во вращающуюся систему координат $[dq0]$ с ориентацией по вектору напряжения питающей сети для АВН и произвольного вектора для АИН таким образом, чтобы вектор напряжения сети и нагрузки по оси q был равен нулю. Координатное преобразование $[\alpha\beta\gamma]/[dq0]$ осуществлялось посредством следующего математического выражения:

$$\begin{cases} x_d = x_\alpha \cdot \cos(\omega t) + x_\beta \cdot \sin(\omega t); \\ x_q = -x_\alpha \cdot \sin(\omega t) + x_\beta \cdot \cos(\omega t); \\ x_0 = 0. \end{cases} \quad (8)$$

После применения преобразования (8) система (5) приняла следующий вид и была использована для построения структурной схемы (рис. 4):

$$\begin{cases} u_{dT} = u_{dr} + i_{dr} \cdot Z_{dr} - \omega_T \cdot Z_{qr} \cdot i_{qr}; \\ 0 = u_{qr} + i_{qr} \cdot Z_{qr} + \omega_T \cdot Z_{dr} \cdot i_{dr}; \\ u_{dl} = u_{dv} + i_{dv} \cdot (Z_{df} + Z_{dl}) - \omega_l \cdot (Z_{qf} + Z_{ql}) \cdot i_{qv}; \\ 0 = u_{qv} - i_{qv} \cdot (Z_{qf} + Z_{ql}) + \omega_l \cdot (Z_{df} + Z_{dl}) \cdot i_{dv}; \\ u_{dr} = u_{dc1} \cdot F_{d1r} + u_{dc2} \cdot F_{d2r}; \\ u_{qr} = u_{dc1} \cdot F_{q1r} + u_{dc2} \cdot F_{q2r}; \\ u_{dv} = u_{dc1} \cdot F_{d1v} + u_{dc2} \cdot F_{d2v}; \\ u_{qv} = u_{dc1} \cdot F_{q1v} + u_{dc2} \cdot F_{q2v}; \\ u_{dc1} = \frac{3}{2} \cdot \frac{(F_{d1r} \cdot i_{dr} + F_{q1r} \cdot i_{qr}) - (F_{d1v} \cdot i_{dv} + F_{q1v} \cdot i_{qv})}{C_{dc1} \cdot p}; \\ u_{dc2} = \frac{3}{2} \cdot \frac{(F_{d2r} \cdot i_{dr} + F_{q2r} \cdot i_{qr}) - (F_{d2v} \cdot i_{dv} + F_{q2v} \cdot i_{qv})}{C_{dc2} \cdot p}. \end{cases} \quad (9)$$

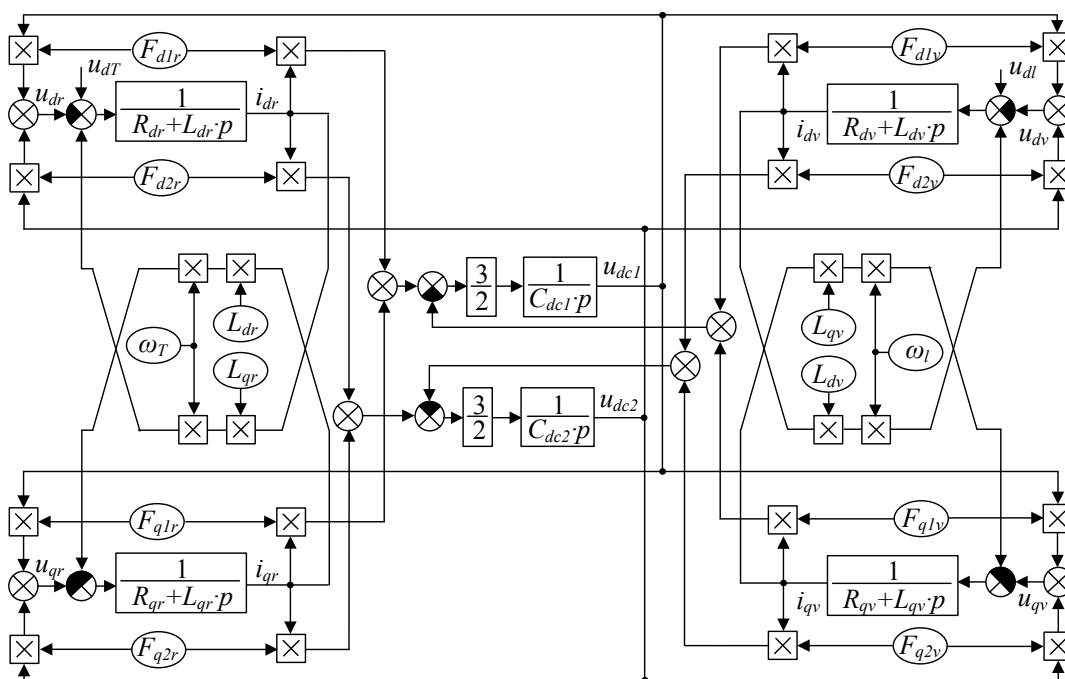


Рис. 4. Структурная схема ЗУ ПЧ с ФН на базе АВН и АИН

ЗУ ПЧ с ФН на базе АВН и АИН как объект управления

Полученные системы уравнений (5) и (9) позволяют исследовать электромагнитные процессы и анализировать электромагнитную совместимость в системе «питающая сеть – ЗУ ПЧ с ФН на базе АВН и АИН – нагрузка» с учетом дискретного характера формирования выходных напряжений АВН и АИН. Однако использование данных моделей для синтеза системы управления (СУ) ЗУ ПЧ с ФН на базе АВН и АИН связано с трудностью, обусловленной его существенной нелинейностью как объекта регулирования. В связи с этим предлагается перейти к упрощенной модели посредством линеаризации коммутационных функций F для АВН и АИН:

$$F_d = u_{3d}, \quad F_q = u_{3q},$$

где u_{3d} и u_{3q} – непрерывно-аппроксимированные коммутационные функции.

Возможность перехода к линеаризованной модели подтверждается достаточно высокой частотой коммутации полупроводниковых модулей в режиме модуляции по сравнению с частотой выходных напряжений АВН и АИН. Дополнительно при синтезе СУ имеет смысл пренебречь эффектом разбаланса напряжений на эквивалентных емкостях DC:

$$u_{dc1} = u_{dc2} = \frac{u_{dc}}{2},$$

что позволит эквивалентировать состояния непрерывно-аппроксимированных коммутационных функций:

$$F_1 = F_2 = u_{31} = u_{32}$$

и получить следующее выражение:

$$\begin{cases} u_{dT} = u_{dc} \cdot u_{d3r} + i_{dr} \cdot Z_{dr} - \omega_T \cdot Z_{qr} \cdot i_{qr}; \\ 0 = u_{dc} \cdot u_{q3r} + i_{qr} \cdot Z_{qr} + \omega_T \cdot Z_{dr} \cdot i_{dr}; \\ u_{dl} = u_{dc} \cdot u_{d3v} + i_{dv} \cdot (Z_{df} + Z_{dl}) - \omega_l \cdot (Z_{qf} + Z_{ql}) \cdot i_{qv}; \\ 0 = u_{dc} \cdot u_{q3v} - i_{qv} \cdot (Z_{qf} + Z_{ql}) + \omega_l \cdot (Z_{df} + Z_{dl}) \cdot i_{dv}; \\ u_{dc} = \frac{3}{2} \cdot \frac{(u_{d3r} \cdot i_{dr} + u_{q3r} \cdot i_{qr}) - (u_{d3v} \cdot i_{dv} + u_{q3v} \cdot i_{qv})}{C_{dc} \cdot P}; \\ u_{dc1} + u_{dc2} = u_{dc}. \end{cases} \quad (10)$$

Система уравнений (10), описывающая ЗУ ПЧ с ФН на базе АВН и АИН, является частным случаем системы (9), которая справедлива в условиях баланса напряжений в DC и точной синхронизации.

Следующим этапом преобразования системы уравнений (10) с целью синтеза СУ является введение компенсирующих связей, подавляющих мультипликативный характер действия непрерывно-аппроксимированных коммутационных функций на информационных входах АВН и АИН. Одним из возможных вариантов реализации этого средства является введение «коэффициентов передачи», которые определяют линейную зависимость между управляющими сигналами и выходными напряжениями АВН и АИН:

$$u_{dq3} \cdot k_{п} = u_{dq},$$

где $k_{п}$ – коэффициент передачи

$$k_{п} = u_{dc} \cdot k_{мод},$$

$k_{мод}$ – коэффициент максимального использования напряжения DC, зависящий от способа модуляции.

Далее, для синтеза СУ была выполнена компенсация оставшихся нелинейностей в прямых каналах регулирования токов и напряжения. Рассмотрим выражение, характеризующее процессы в DC с учетом полученной структурной схемы (рис. 5):

$$C_{dc} \cdot \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{(u_{dr} \cdot i_{dr} + u_{qr} \cdot i_{qr}) - (u_{dv} \cdot i_{dv} + u_{qv} \cdot i_{qv})}{u_{dc}}. \quad (11)$$

Учитывая тот факт, что в подавляющем большинстве случаев АВН в составе ЗУ ПЧ с ФН работает с коэффициентом мощности, равным единице, а, в свою очередь, АИН питает обмотку синхронного двигателя, работающего с единичным коэффициентом мощности, то влиянием реактивных составляющих тока и напряжения по оси q можно пренебречь [22–25]. Тогда выражение (11) примет следующий вид:

$$C_{dc} \cdot \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{u_{dr} \cdot i_{dr}}{u_{dc}} - \frac{u_{dv} \cdot i_{dv}}{u_{dc}} \right). \quad (12)$$

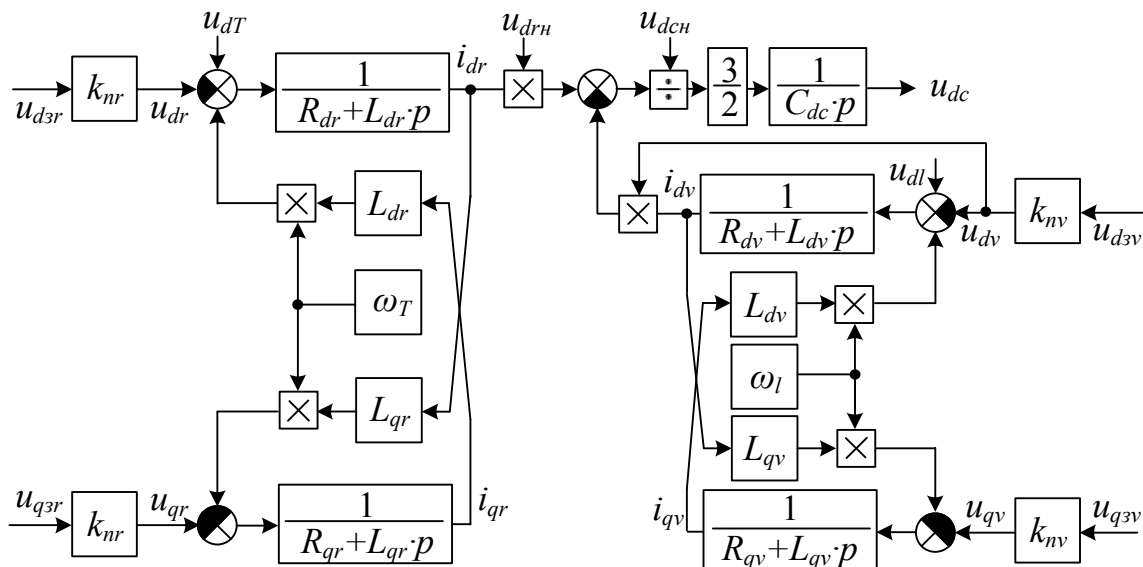


Рис. 5. Структурная схема ЗУ ПЧ с ФН на базе АВН и АИН для синтеза СУ

Анализ уравнения (12) показал, что выпрямленное напряжение u_{dc} зависит от пяти переменных составляющих u_{dr} , i_{dr} , u_{dv} , i_{dv} и du_{dc}/dt , что существенно затрудняет настройку регулятора напряжения. Поэтому в рамках данной статьи была рассмотрена только область вокруг номинального значения напряжения DC, при этом составляющая $\frac{u_{dv} \cdot i_{dv}}{u_{dc}}$ из уравнения (12) определена в качестве возмущающего воздействия.

Для линеаризации была использована формула разложения в ряд Тейлора нелинейной функции трёх переменных $F(x, y, z)$ для u_{dr} , i_{dr} , и u_{dc} вокруг заданных состояний $F(x_0, y_0, z_0)$ для u_{dr0} , i_{dr0} , и u_{dc0} . Формула линейной аппроксимации выглядит следующим образом:

$$\frac{dx}{dt} = F(x, y, z) \Rightarrow \frac{d\Delta x}{dt} = \frac{\partial f}{\partial x} \Big|_{y=y_0, z=z_0} \cdot \Delta x + \frac{\partial f}{\partial y} \Big|_{x=x_0, z=z_0} \cdot \Delta y + \frac{\partial f}{\partial z} \Big|_{x=x_0, y=y_0} \cdot \Delta z. \quad (13)$$

После линейной аппроксимация выражения (12) посредством формулы (13) получим:

$$C_{dc} \cdot \frac{d\Delta u_{dc}}{dt} = \frac{3 \cdot u_{dr0}}{2 \cdot u_{dc0}} \cdot \Delta i_{dr} + \frac{3 \cdot i_{dr0}}{2 \cdot u_{dc0}} \cdot \Delta u_{dr} + \frac{3 \cdot u_{dr0} \cdot i_{dr0}}{2 \cdot (u_{dc0})^2} \cdot \Delta u_{dc}. \quad (14)$$

Анализ уравнения (14) показал, что при линеаризации представляет интерес только зависимость выпрямленного напряжения от тока Δi_{dr} , так как $\Delta u_{dc} \approx 0$ и $\Delta u_{dr} \approx 0$. Следовательно, получено линеаризованное уравнение вида:

$$C_{dc} \cdot \frac{d\Delta u_{dc}}{dt} = \frac{3 \cdot u_{dr0}}{2 \cdot u_{dc0}} \cdot \Delta i_{dr}, \quad (15)$$

или после применения преобразования Лапласа:

$$\frac{\Delta u_{dc}(p)}{\Delta i_{dr}(p)} = \frac{3 \cdot u_{dr0}}{2 \cdot u_{dc0}} \cdot \frac{1}{p \cdot C_{dc}}, \quad (16)$$

где $u_{dc0} = u_{dcn}$ и $u_{dr0} = u_{drn}$.

Линеаризованная структурная схема ЗУ ПЧ с ФН на базе АВН и АИН (см. рис. 5) как объекта регулирования была построена на основе системы уравнений (10) и выражения (16).

Полученная структурная схема (см. рис. 5) аналогична известной структурной схеме двухуровневого ПЧ [13, 14, 26] и включает следующие основные звенья:

- 1) звено преобразования тока АВН, в которое входит линейное двухмерное инерционное звено первого порядка с антисимметричными перекрестными связями;
- 2) звено DC, выполненное в качестве интегрального звена;
- 3) звено преобразования тока АИН, в которое входит линейное двухмерное инерционное звено первого порядка с антисимметричными перекрестными связями.

Заключение

В статье предложено математическое описание ЗУ ПЧ с ФН на базе АВН и АИН, в основу которого были положены дискретные логические функции, описывающие состояния полупроводниковых приборов. В итоге была получена нелинейная система уравнений, которая позволяет исследовать электромагнитные процессы и анализировать электромагнитную совместимость в системе «питающая сеть – ЗУ ПЧ с ФН на базе АВН и АИН – нагрузка» с учетом дискретного характера формирования выходных напряжений АВН и АИН. Показано, что синтез СУ невозможен без использования дополнительных линеаризаций и допущений.

В рамках принятых в статье допущений была получена структурная схема ЗУ ПЧ с ФН на базе АВН и АИН, которая подобна известным структурным схемам двухуровневого ПЧ. Из этого следует, что при синтезе СУ ЗУ ПЧ с ФН на базе АВН и АИН могут быть использованы такие же методы, как и при синтезе двухуровневого ПЧ. Для синтеза замкнутой СУ с необходимыми показателями качества регулирования можно воспользоваться принципом подчиненного регулирования координат с последовательной коррекцией.

Литература

1. Abu-Rub, H. *Medium-voltage drives: Challenges and the existing technology* / H. Abu-Rub, S. Bayhan, M. Malinowski et al. // *IEEE Power Electronics Magazine*. – 2016. – Vol. 3(2). – P. 29–41. DOI: 10.1109/MPPEL.2016.2551802
2. Краснов, Д.В. *Анализ технических возможностей и выбор оптимальной топологии высоковольтных регулируемых электроприводов переменного тока: дис. ... кан. техн. наук / Д.В. Краснов. – М., 2012. – 174 с.*
3. Kouro, S. *Powering the future of industry: High-power adjustable speed drive topologies* / S. Kouro, J. Rodriguez, B. Wu et al. // *IEEE Power Electronics Magazine*. – 2012. – Vol. 18(4). – P. 26–39. DOI: 10.1109/MIAS.2012.2192231
4. Seyed Saeed Fazel. *Investigation and comparison of multi-level converters for medium voltage applications: Dr.-Ing / Seyed Saeed Fazel. – Berlin, 2007. – 184 p.*
5. Храмин, Т.Р. *Оценка методов широтно-импульсной модуляции напряжения активных выпрямителей прокатных станков / Т.Р. Храмин, Д.С. Крубцов, Г.П. Корнилов // Машиностроение: сетевой электронный научный журнал. – 2013. – № 2. – С. 48–52.*
6. Пьей Пью Тун. *Совершенствование импульсных преобразователей в составе автономных систем электропитания электротехнических комплексов: дис. ... кан. техн. наук / Пьей Пью Тун. – СПб., 2014. – 188 с.*
7. Радионов, А.А. *Трехуровневый активный двунаправленный преобразователь частоты в составе реверсивных электроприводов среднего напряжения: современное состояние и способы управления / А.А. Радионов, А.С. Маклаков // Известия высших учебных заведений. Электротехника. – 2015. – № 6(542). – С. 80–87. DOI: 10.17213/0136-3360-2015-6-80-87*
8. *The essential role and the continuous evolution of modulation techniques for voltage-source inverters in the past, present, and future power electronics / J.I. Leon, S. Kouro, L.G. Franquelo et al. // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2016. – Vol. 63, no. 5. – P. 2688–2701. DOI: 10.1109/TIE.2016.2519321*
9. Wu, B. *High-power converters and AC drives / Bin Wu. – Wiley-IEEE Press, 2006. – 333 p.*
10. Брованов, С.В. *Многоуровневые полупроводниковые преобразователи частоты с емкостным делителем напряжения для автономных систем генерирования электрической энергии: дис. ... д-ра техн. наук / С.В. Брованов. – Новосибирск, 2012. – 452 с.*
11. Храмин, Т.Р. *Математическая модель силовой схемы главных электроприводов прокатных станков / Т.Р. Храмин, Д.С. Крубцов, Г.П. Корнилов // Электротехника: сетевой электронный научный журнал. – 2014. – Вып. 1, № 1. – С. 3–7.*
12. Пронин, М.В. *Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи / М.В. Пронин, А.Г. Воронцов. – СПб.: Электросила, 2003. – 172 с.*
13. Шрейнер, Р.Т. *Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.*
14. Ефимов, А.А. *Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока: Теория, математическое моделирование, управление: дис. ... д-ра техн. наук / А.А. Ефимов. – Новоуральск, 2002. – 426 с.*
15. Melício, R. *Comparative study of power converter topologies and control strategies for the harmonic performance of variable-speed wind turbine generator systems / R. Melício, V.M.F. Mendes, J.P.S. Catalão // Energy. – 2011. – no. 36. – P. 520–529. DOI: 10.1016/j.energy.2010.10.012*
16. Храмин, Т.Р. *Методы широтно-импульсной модуляции мощных активных выпрямителей при несимметрии напряжения / Т.Р. Храмин, Д.С. Крубцов, Г.П. Корнилов // Машиностроение: сетевой электронный научный журнал. – 2014. – № 4. – С. 7–13.*
17. Храмин, Т.Р. *Математическая модель активного выпрямителя в несимметричных режимах работы / Т.Р. Храмин, Д.С. Крубцов, Г.П. Корнилов // Электротехника: сетевой электронный научный журнал. – 2014. – Т. 1, № 2. – С. 3–9.*
18. Храмин, Т.Р. *Математическая модель силовой схемы мощного СТАТКОМа / Т.Р. Храмин, И.Р. Абдулвелеев, Г.П. Корнилов // Электротехника: сетевой электронный научный журнал. – 2015. – Т. 2., № 1. – С. 38–46.*
19. Маклаков, А.С. *Энергоэффективное управление двунаправленным преобразователем частоты в составе электропривода ветрогенератора / А.С. Маклаков, А.А. Радионов // Электротехника: сетевой электронный научный журнал. – 2015. – Т. 2., № 4. – С. 21–26.*
20. Маклаков, А.С. *Исследование векторной ШИМ с различными таблицами переключения силовых ключей трехуровневого преобразователя / А.С. Маклаков, А.А. Радионов // Электротехника: сетевой электронный научный журнал. – 2015. – Т. 2, № 1. – С. 30–37.*

21. Маклаков, А.С. Энергосберегающий электропривод на базе двухзвенного преобразователя частоты с активным выпрямителем и автономным инвертором напряжения / А.С. Маклаков, В.Р. Гасияров, А.В. Белый // *Электротехника: сетевой электронный научный журнал*. – 2014. – Т. 1, № 1. – С. 23–30.

22. Радионов, А.А. О возможности компенсации реактивной мощности в сети посредством электропривода на базе AC-DC-AC преобразователя / А.А. Радионов, А.С. Маклаков // *Известия высших учебных заведений. Электромеханика*. – 2014. – № 2. – С. 78–83.

23. Маклаков, А.С. Имитационное моделирование главного электропривода прокатной клетки толстолистового стана 5000 // *Машиностроение: сетевой электронный научный журнал*. – 2014. – № 3. – С. 16–25.

24. Маклаков, А.С. Влияние на сеть трёхфазного мостового двухуровневого активного выпрямителя напряжения при различных видах ШИМ / А.С. Маклаков, А.А. Радионов // *Машиностроение: сетевой электронный научный журнал*. – 2013. – № 2. – С. 40–47.

25. Маклаков, А.С. Анализ электромагнитной совместимости 18-пульсной схемы соединения трехуровневых АВН при использовании метода ШИМ с удалением выделенных гармоник / А.С. Маклаков, Е.А. Маклакова // *Машиностроение: сетевой электронный научный журнал*. – 2016. – Т. 4, № 1. – С. 66–73.

26. Мурзинов, А.А. Повышение устойчивости синхронных генераторов в системе внутриводского электроснабжения с помощью быстродействующего статического компенсатора реактивной мощности: дис. ... канд. техн. наук / А.А. Мурзинов. – Магнитогорск, 2011. – 173 с.

Маклаков Александр Сергеевич, аспирант, базовая кафедра «Мехатроника и автоматизация», Южно-Уральский государственный университет, г. Челябинск, alexandr.maklakov.ru@ieee.org.

Поступила в редакцию 11 декабря 2016 г.

DOI: 10.14529/power160407

MATHEMATICAL DESCRIPTION OF 3L NPC BACK-TO-BACK CONVERTER

A.S. Maklakov, alexandr.maklakov.ru@ieee.org

South Ural State University, Chelyabinsk, Russian Federation

This paper presents a mathematical description of a three-level neutral point clamped (3L NPC) back-to-back converter based on active front-end rectifier (AFE) and voltage source inverter (VSI). This description allows investigation of electromagnetic processes and analysis of the electromagnetic compatibility (EMC) of the grid – 3L NPC back-to-back converter – load system taking into account the switching functions of AFE and VSI and voltage unbalance in the DC link. The known mathematical models of the 3L NPC back-to-back converter do not provide a block diagram for development of a control system because they use the principle of electrical system separation into subsystems. The developed mathematical model provides a convenient block diagram for the synthesis of a control system neglecting the voltage unbalance in the DC link, a perfect synchronization and switching function linearization. The model is identical to the well-known two-level block diagram of the frequency converter. Linearization at the rated value of the DC voltage was considered.

Keywords: power electronic equipment, back-to-back converter, multilevel converters, voltage source inverter, active front-end rectifier.

References

1. Abu-Rub H., Bayhan S., Malinowski M., Moinoddin S., Guzinski J. Medium-Voltage Drives: Challenges and the Existing Technology. *IEEE Power Electronics Magazine*, 2016, vol. 3(2), pp. 29–41. DOI: 10.1109/PEL.2016.2551802

2. Krasnov D.V. *Analiz tekhnicheskikh vozmozhnostey i vybor optimal'noy topologii vysokovol'tnykh reguliruemyykh elektroprivodov peremennogo toka: dis. ... kand. tekhn. nauk* [Analysis of the Technical Possibilities and Selection of the Optimal Topology of High-Voltage Variable Speed AC Drives]. Moscow, 2012. 174 p. (in Russ.)

3. Kouro S., Rodriguez J., Wu. B., Bernet S., Perez M. Powering the Future of Industry: High-Power Adjustable Speed Drive Topologies. *IEEE Power Electronics Magazine*, 2012, vol. 18(4), pp. 26–39. DOI: 10.1109/MIAS.2012.2192231
4. Seyed Saeed Fazel. Investigation and Comparison of Multi-Level Converters for Medium Voltage Applications: Dr.-Ing. Berlin, 2007. 184 p.
5. Hramshin T.R., Krubtsov D.S., Kornilov G.P. Evaluation of Methods PWM Voltage Active Rectifiers Rolling Mills. *Russian Internet Journal of Industrial Engineering*, 2013, no. 2, pp. 48–52. (in Russ.)
6. P'ey P'o Tun. *Sovershenstvovanie impul'snykh preobrazovateley v sostave avtonomnykh sistem elektropitaniya elektrotekhnicheskikh kompleksov: dis. ... kand. tekhn. nauk* [Improving of Switching Converters in Autonomous Power Electrical Systems], St. Petersburg, 2014. 188 p. (in Russ.)
7. Radionov A.A., Maklakov A.S. Three Level Back to Back Converters as Part of Medium Voltage AC Drives: Contemporary Condition and Control Methods. *Russian Electromechanics*, 2015, no. 6, pp. 80–87. (in Russ.) DOI: 10.17213/0136-3360-2015-6-80-87
8. Leon J.I., Kouro S., Franquelo L.G., Rodriguez J., Wu B. The Essential Role and the Continuous Evolution of Modulation Techniques for Voltage-Source Inverters in the Past, Present, and Future Power Electronics. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2016, vol. 63, no. 5, pp. 2688–2701. DOI: 10.1109/TIE.2016.2519321
9. Wu B. High-Power Converters and AC Drives, Wiley-IEEE Press, 2006. 333 p.
10. Brovanov S.V. *Mnogourovnevye poluprovodnikovye preobrazovateli chastoty s emkostnym delitelem napryazheniya dlya avtonomnykh sistem generirovaniya elektricheskoy energii: dis. ... doktora tekhn. nauk* [Multilevel converters with a direct voltage for autonomous electric power generation systems], Novosibirsk, 2012, 452 p. (in Russ.)
11. Khrumshin T.R., Krubtsov D.S., Kornilov G.P. A Mathematical Model of the Power Circuit of Main Electric Drives of Rolling Mills. *Russian Internet Journal of Electrical Engineering*, 2014, vol. 1, no. 1, pp. 3–7. (in Russ.)
12. Pronin M.V., Vorontsov A.G. *Silovye polnost'yu upravlyaemye poluprovodnikovye preobrazovateli* [Power converters], St. Petersburg, Elektrosila, 2003. 172 p. (in Russ.)
13. Shreyner R.T. *Matematicheskoe modelirovanie elektroprivodov peremennogo toka s poluprovodnikovymi preobrazovatelyami chastoty* [Mathematical Modeling of AC Drives Based on Semiconductor Frequency Converters]. Ekaterinburg, URO RAN, 2000. 654 p. (in Russ.)
14. Efimov A.A. *Aktivnye preobrazovateli v reguliruemyykh elektroprivodakh peremennogo toka: Teoriya, matematicheskoe modelirovanie, upravlenie: dis. ... doktora tekhn. nauk* [PWM Converters for AC Motor Drives: The Theory, Mathematical Modeling, Control]. Novouralsk, 2002. 426 p. (in Russ.)
15. Melício R., Mendes V.M.F., Catalão J.P.S. Comparative Study of Power Converter Topologies and Control Strategies for the Harmonic Performance of Variable-Speed Wind Turbine Generator Systems. *Energy*, 2011, no. 36, pp. 520–529. DOI: 10.1016/j.energy.2010.10.012
16. Khrumshin T.R., Krubtsov D.S., Kornilov G.P. Methods PWM of Large Power Active Rectifier under Unbalanced Voltage Operating Conditions. *Russian Internet Journal of Industrial Engineering*, 2014, vol. 2, no. 4, pp. 7–13. (in Russ.)
17. Hramshin T.R., Krubtsov D.S., Kornilov G.P. Mathematical Model of the Active Rectifier under Unbalanced Voltage Operating Conditions. *Russian Internet Journal of Electrical Engineering*, 2014, vol. 1, no. 2, pp. 3–9. (in Russ.)
18. Khrumshin T.R., Abdulvelev I.R., Kornilov G.P. Mathematical Model of the Power Circuit of STATCOM of Large Capacity. *Russian Internet Journal of Electrical Engineering*, 2015, vol. 2, no. 1, pp. 18–46. (in Russ.)
19. Maklakov A.S., Radionov A.A. Energy-Efficient Control of Active Converters in Wind Generator Electric Drive Systems. *Russian Internet Journal of Electrical Engineering*, 2015, vol. 2, no. 4, pp. 21–26. (in Russ.)
20. Maklakov A.S., Radionov A.A. Study of SVPWM with Various Vector Selection Tables of Three Level Converter. *Russian Internet Journal of Electrical Engineering*, 2015, vol. 2, no. 1, pp. 30–37. (in Russ.)
21. Maklakov A.S., Gasiyarov V.R., Belyi A.V. Energy-Saving Electric Drive on the basis of Back to Back Converter. *Russian Internet Journal of Electrical Engineering*, 2014, no.1, pp. 23–30 (in Russ.).
22. Radionov A.A., Maklakov A.S. *O vozmozhnosti kompensatsii reaktivnoy moshchnosti v seti posredstvom elektroprivoda na baze AC-DC-AC preobrazovatelya* [Possibility of Reactive Power Compensation in the Grid by the Electric Drive Based on AC-DC-AC Converter]. *Russian Electromechanics*, 2014, no. 2, pp. 78–83. (in Russ.)
23. Maklakov A.S. Simulation of the Main Electric Drive of the Plate Mill Rolling Stand. *Russian Internet Journal of Industrial Engineering*, 2014, no. 3, pp. 16–25. (in Russ.)
24. Maklakov A.S., Radionov A.A. Influence of AFE Rectifier with Different Types of PWM on Supply Power. *Russian Internet Journal of Industrial Engineering*, 2013, no. 2, pp. 40–47. (in Russ.)

25. Maklakov A.S., Maklakova E.A. EMC Analysis of 18-Pulse Connection Circuit Based on 3L-AFE with SHEPWM. *Russian Internet Journal of Industrial Engineering*, 2016, vol. 4, no. 1, pp. 66–73. (in Russ.)

26. Murzikov A.A. *Povyshenie ustoychivosti sinkhronnykh generatorov v sisteme vnutrizavodskogo elektro-snabzheniya s pomoshch'yu bystrodeystvuyushchego staticheskogo kompensatora reaktivnoy moshchnosti: dis. ... kand. tekhn. nauk* [Stability Increasing of Synchronous Generators in the Industrial Grid by STATCOM], Magnitogorsk, 2011. 173 p. (in Russ.)

Received 11 December 2016

ОБРАЗЕЦ ЦИТИРОВАНИЯ

Маклаков, А.С. Математическое описание трехуровневого преобразователя частоты с фиксированной нейтралью на базе активного выпрямителя и автономного инвертора напряжения / А.С. Маклаков // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2016. – Т. 16, № 4. – С. 49–59. DOI: 10.14529/power160407

FOR CITATION

Maklakov A.S. Mathematical Description of 3L NPC Back-to-Back Converter. *Bulletin of the South Ural State University. Ser. Power Engineering*, 2016, vol. 16, no. 4, pp. 49–59. (in Russ.) DOI: 10.14529/power160407