

Математическая модель трехфазного корректора мощности с улучшенным коэффициентом полезного действия

СОРОКИН Д.А., ВОЛЬСКИЙ С.И.

Рассмотрена силовая схема нового трехфазного корректора мощности, имеющего пониженные значения потерь мощности. Описаны математическая модель силовой схемы, функциональная схема и принцип действия системы управления. Показана особенность одноконтурного управления активной мощностью рассматриваемого устройства при синхронизации входного фазного тока с входным фазным напряжением и стабилизации выходного напряжения постоянного тока. Приведены результаты компьютерного моделирования прототипа устройства, имеющего входное трехфазное напряжение 400 В, 50 Гц, выходное напряжение 800 В постоянного тока и выходную мощность 70 кВт. Статья представляет интерес для разработчиков трехфазных корректоров мощности с высоким коэффициентом полезного действия и надежной системой управления.

К л ю ч е в ы е с л о в а: *трехфазный корректор мощности, коэффициент полезного действия, математическая модель, система управления*

При проектировании силовых преобразователей переменного тока в постоянный ток (АС/DC) особое внимание уделяется снижению эмиссии высших гармонических составляющих тока в питающую сеть, создаваемых разрабатываемым устройством. При этом повышенные требования к преобразовательной технике ограничивают применение входных низкочастотных пассивных LC фильтров, которые имеют относительно большие массу и габариты. В связи с этим трехфазные корректоры мощности повышающего типа (ТКМ) вызывают большой интерес у разработчиков силовых преобразователей АС/DC. Посредством алгоритма переключения силовых полупроводниковых приборов они создают пропорциональность и синфазность фазных токов с фазными напряжениями, обеспечивая тем самым хорошую электромагнитную совместимость с питающей сетью при относительно высоких массогабаритных показателях.

Силовая схема трехфазного корректора мощности. Существует много разнообразных силовых схем ТКМ [1–10], применяемых в зависимости от конкретных требований к разрабатываемому преобразователю АС/DC. При требовании независимого регулирования входного фазного тока и синтеза выходного напряжения со средней точкой широкое применение находит ТКМ, приведенный на рис. 1, на котором обозначено:

$L1-L6$ – входные силовые реакторы постоянного тока; $VD1-VD12$ – силовые диоды; $VT1-VT6$ – силовые транзисторы; $C1, C2$ – выходные конденсаторы, образующие среднюю точку; E_a, E_b, E_c – источники входного фазного напряжения U_a, U_b и U_c ; R – нагрузка ТКМ.

Представленная силовая схема ТКМ функционирует следующим образом. При положительном напряжении U_a фазы A в заданные моменты времени система управления включает транзистор $VT1$ и ток начинает протекать по цепи

$$\langle + \rangle E_a - VD1 - L1 - VT1 - \langle - \rangle E_a.$$

В результате ток реактора $L1$ начинает нарастать. При этом выходное напряжение ТКМ поддерживается на заданном уровне за счет либо электростатической энергии, накопленной в выходных конденсаторах $C1$ и $C2$, либо передачи электрической энергии от других фаз. Когда система управления выключает транзистор $VT1$, ток начинает протекать по цепи

$$\langle + \rangle E_{L1} - VD7 - C1 - E_a - VD1 - \langle - \rangle E_{L1}.$$

При этом ток реактора $L1$ начинает уменьшаться, а конденсатор $C1$ заряжаться. При отрицательном напряжении U_a фазы A в заданные моменты времени система управления включает транзистор $VT2$ и ток начинает протекать по цепи

$$\langle + \rangle E_a - VT2 - L6 - VD2 - \langle - \rangle E_a.$$

В результате ток реактора $L6$ начинает нарастать. При этом выходное напряжение ТКМ поддерживается на заданном уровне за счет либо электростатической энергии, накопленной в выходных конденсаторах $C1$ и $C2$, либо передачи электрической энергии от других фаз.

Когда система управления выключает транзистор $VT2$, ток начинает протекать по цепи

$$\langle + \rangle E_{L6} - VD2 - E_a - C2 - VD12 - \langle - \rangle E_{L6}.$$

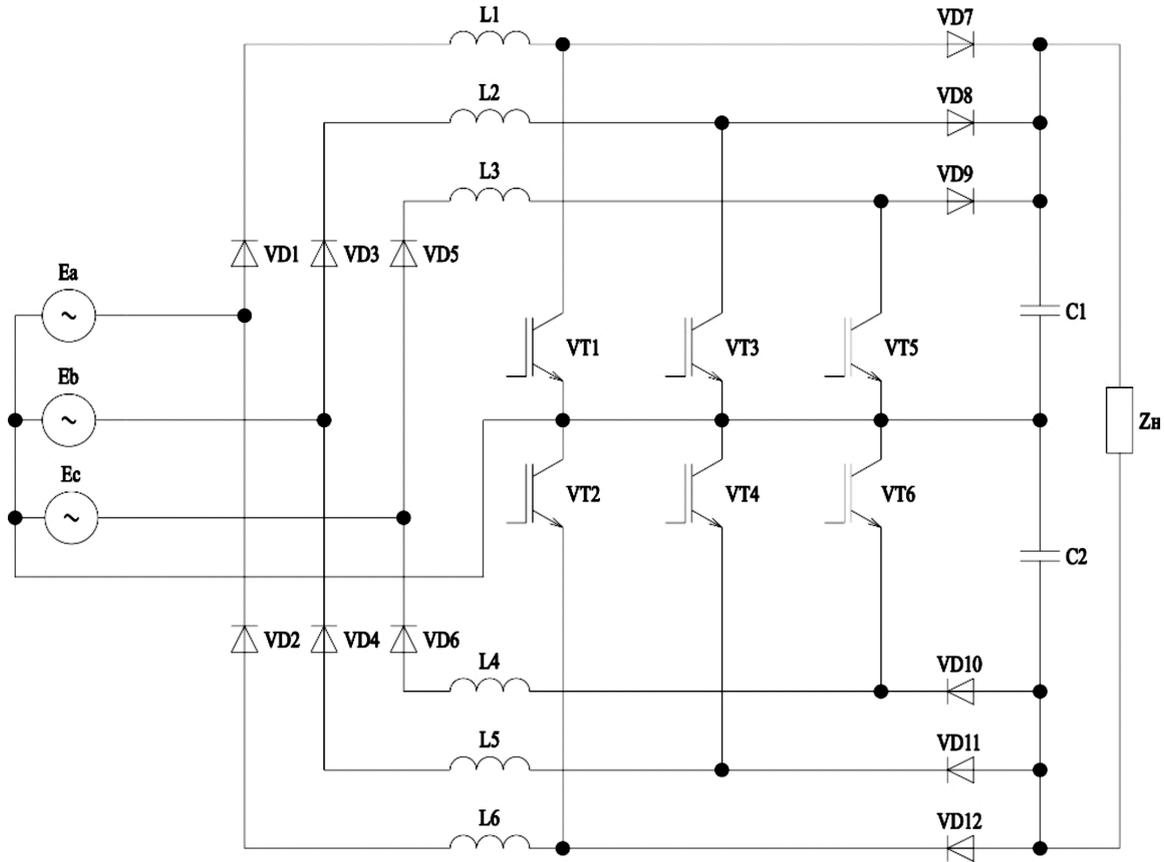


Рис. 1

При этом ток реактора L_6 начинает уменьшаться, а конденсатор C_2 заряжаться. Аналогичные процессы происходят и в других фазах ТКМ. Таким образом, ток в реакторе любой фазы, нарастая, протекает по одному диоду и транзистору, а спадая, — по двум диодам.

Следует отметить, что в случае внезапного обрыва любой фазы источника входного напряжения в представленном ТКМ силовые диоды $VD_7–VD_{12}$ образуют цепь протекания тока соответствующего

силового реактора $L_1–L_6$, что является существенным достоинством данной силовой схемы.

С целью снижения суммарных потерь в полупроводниковых приборах предложена силовая схема ТКМ на рис. 2, которая работает следующим образом.

При положительном напряжении U_a фазы A в заданные моменты времени система управления включает транзистор VT_1 и ток начинает протекать по цепи

$$\langle + \rangle E_a - L_1 - VD_1 - VT_2 - \langle - \rangle E_a.$$

В результате ток реактора L_1 начинает нарастать. При этом выходное напряжение ТКМ поддерживается на заданном уровне за счет либо электростатической энергии, накопленной в выходных конденсаторах C_1 и C_2 , либо передачи электрической энергии от других фаз.

Когда система управления выключает транзистор VT_1 , ток протекает по цепи

$$\langle + \rangle E_{L_1} - VD_7 - C_1 - E_a - \langle - \rangle E_{L_1}.$$

При этом ток реактора L_1 начинает уменьшаться, а конденсатор C_1 заряжаться.

При отрицательном напряжении U_a фазы A в заданные моменты времени система управления включает транзистор VT_2 и ток начинает протекать по цепи

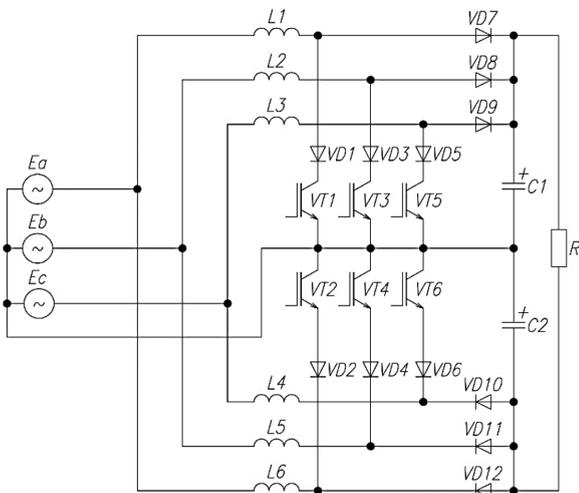


Рис. 2

$$\langle\rightarrow\rangle E_a - VT2 - VD2 - L6 - \langle\leftarrow\rangle E_a.$$

В результате ток реактора $L6$ начинает нарастать. При этом выходное напряжение ТКМ поддерживается на заданном уровне за счет либо электростатической энергии, накопленной в выходных конденсаторах $C1$ и $C2$, либо передачи электрической энергии от других фаз.

Когда система управления выключает транзистор $VT2$, ток начинает протекать по цепи

$$\langle\rightarrow\rangle E_{L6} - E_a - C2 - VD12 - \langle\leftarrow\rangle E_{L6}.$$

При этом ток реактора $L6$ начинает уменьшаться, а конденсатор $C2$ заряжаться.

Аналогичные процессы происходят и в других фазах ТКМ.

Таким образом, ток в реакторе любой фазы, нарастая, протекает по одному диоду и транзистору, а спадая, — только по одному диоду, что определяет относительно малые суммарные потери мощности в силовых полупроводниковых приборах устройства.

Следует отметить, что аналогично силовой схеме, приведенной на рис. 1, в случае внезапного обрыва любой фазы источника входного напряжения диоды $VD7$ – $VD12$ образуют цепь протекания тока соответствующего силового реактора $L1$ – $L6$, что является существенным достоинством предложенного ТКМ.

Математическая модель электрических процессов силовой схемы. При разработке математической модели электрических процессов предложенного ТКМ были приняты допущения:

силовые транзисторы $VT1$ – $VT6$ являются идеальными управляемыми ключами, которые имеют нулевое сопротивление при включенном состоянии и бесконечное сопротивление при закрытом состоянии;

силовые диоды $VD1$ – $VD12$ являются идеальными неуправляемыми ключами, которые имеют нулевое сопротивление при протекании тока от анода к катоду и бесконечное сопротивление в закрытом состоянии;

выходные конденсаторы имеют одинаковые емкости, т.е. $C1=C2=C$;

входные реакторы имеют одинаковые индуктивности, т.е. $L1=...=L6=L$;

входные реакторы имеют одинаковые сопротивления обмоток, т.е. $R_{L1}=R_{L6}=R_L$.

С учетом принятых допущений электрические процессы в предложенной силовой схеме могут быть описаны следующей системой уравнений:

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} + R_L i_a + F_a \left(u_{C1} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_a) \right] + \right. \\ \left. + u_{C2} \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_a) \right] \right) = u_a; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L \frac{di_b}{dt} + R_L i_b + F_b \left(u_{C1} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_b) \right] + \right. \\ \left. + u_{C2} \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_b) \right] \right) = u_b; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} L \frac{di_c}{dt} + R_L i_c + F_c \left(u_{C1} \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_c) \right] + \right. \\ \left. + u_{C2} \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_c) \right] \right) = u_c; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_a F_a + i_b F_b + i_c F_c - C \frac{du_{C1}}{dt} - C \frac{du_{C2}}{dt} - \\ - 2 \frac{u_{C1} + u_{C2}}{R} = 0; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_a D_a + i_b D_b + i_c D_c - C \frac{du_{C1}}{dt} + \\ + C \frac{du_{C2}}{dt} = 0, \end{aligned} \quad (1)$$

где i_a, i_b, i_c — мгновенные значения входных токов, которые протекают через входные источники E_a, E_b, E_c ;

$$F_a = 1 - d_{VT1} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_a) \right) - d_{VT2} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_a) \right) -$$

переключающая функция фазы A ;

$$F_b = 1 - d_{VT3} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_b) \right) - d_{VT4} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_b) \right) -$$

переключающая функция фазы B ;

$$F_c = 1 - d_{VT5} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_c) \right) - d_{VT6} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_c) \right) -$$

переключающая функция фазы C ;

$D_a = 1 - F_a \operatorname{sgn}(i_a)$ — дополнительная переключающая функция фазы A ;

$D_b = 1 - F_b \operatorname{sgn}(i_b)$ — дополнительная переключающая функция фазы B ;

$D_c = 1 - F_c \operatorname{sgn}(i_c)$ — дополнительная переключающая функция фазы C .

При этом:

$$d_{VT1} = \begin{cases} 0, & VT1\text{—закрыт,} \\ 1, & VT1\text{—открыт} \end{cases} - \text{переключающая}$$

функция транзистора $VT1$;

$$d_{VT2} = \begin{cases} 0, & VT2\text{—закрыт,} \\ 1, & VT2\text{—открыт} \end{cases} - \text{переключающая}$$

функция транзистора $VT2$;

$$d_{VT3} = \begin{cases} 0, & VT3\text{—закрыт,} \\ 1, & VT3\text{—открыт} \end{cases} - \text{переключающая}$$

функция транзистора $VT3$;

$$d_{VT4} = \begin{cases} 0, & VT4\text{—закрыт,} \\ 1, & VT4\text{—открыт} \end{cases} - \text{переключающая}$$

функция транзистора $VT4$;

$$d_{VT5} = \begin{cases} 0, & VT5\text{—закрыт,} \\ 1, & VT5\text{—открыт} \end{cases} - \text{переключающая}$$

функция транзистора $VT5$;

$$d_{VT6} = \begin{cases} 0, & \text{VT6—закрыт,} \\ 1, & \text{VT6—открыт} \end{cases} \quad \text{— переключающая}$$

функция транзистора VT6.

Дополнительно использованы переменные:

$$u_{DC} = u_{C1} + u_{C2}; \quad (2)$$

$$\Delta u_{DC} = u_{C1} - u_{C2}, \quad (3)$$

где u_{DC} — текущее выходное напряжение силовой схемы предложенного ТКМ; Δu_{DC} — текущая разница между напряжениями выходных конденсаторов C1 и C2.

Из (2) и (3) найдены переменные:

$$u_{C1} = \frac{u_{DC} + \Delta u_{DC}}{2}; \quad (4)$$

$$u_{C2} = \frac{u_{DC} - \Delta u_{DC}}{2}. \quad (5)$$

После подстановки (4) и (5) в систему (1):

$$L \frac{di_a}{dt} + R_L i_a + \frac{1}{2} u_{DC} F_a \left(1 + \frac{\Delta u_{DC}}{u_{DC}} \operatorname{sgn}(i_a) \right) = u_a;$$

$$L \frac{di_b}{dt} + R_L i_b + \frac{1}{2} u_{DC} F_b \left(1 + \frac{\Delta u_{DC}}{u_{DC}} \operatorname{sgn}(i_b) \right) = u_b;$$

$$L \frac{di_c}{dt} + R_L i_c + \frac{1}{2} u_{DC} F_c \left(1 + \frac{\Delta u_{DC}}{u_{DC}} \operatorname{sgn}(i_c) \right) = u_c$$

$$i_a F_a + i_b F_b + i_c F_c - C \frac{du_{DC}}{dt} - 2 \frac{u_{DC}}{R} = 0;$$

$$i_a D_a + i_b D_b + i_c D_c - C \frac{d\Delta u_{DC}}{dt} = 0. \quad (6)$$

Учитывая, что $\left| \frac{\Delta u_{DC}}{u_{DC}} \right| \ll 1$, система (6) преобразована в матричный вид:

$$\mathbf{M} \frac{dx}{dt} + \mathbf{F}x + \mathbf{R}x = \mathbf{U}, \quad (7)$$

где $x = \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ u_{DC} \\ \Delta u_{DC} \end{pmatrix}$ — вектор переменных;

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} L & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -C & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -C \end{pmatrix} \quad \text{— матрица коэффициентов}$$

при dx/dt ;

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} F_a & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} F_b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} F_c & 0 \\ F_a & F_b & F_c & 0 & 0 \\ D_a & D_b & D_c & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{— матрица переключающих функций;}$$

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} R_L & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{2}{R} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{— матрица коэффициентов при } x;$$

$$\mathbf{U} = \begin{pmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{— вектор свободных членов.}$$

После преобразования (7) получено математическое описание электрических процессов в предложенном ТКМ в нормальной форме Коши, которое решается посредством классических программных пакетов (MathCAD, MATLAB, Mathematica, Maple, Derive и т.п.):

$$\frac{dx}{dt} = -\frac{F}{M}x - \frac{R}{M}x + \frac{E}{M}. \quad (8)$$

Основные уравнения системы управления. В основу стратегии управления предложенного ТКМ положены определение и контроль установленной активной мощности p^* , при которой текущее значение реактивной мощности q питающей сети стремится к нулю, как и разница между значениями напряжений Δu_{DC} на выходных конденсаторах C1 и C2.

С этой целью с помощью векторного преобразования Горева–Парка система (6) преобразована к виду:

$$L \frac{di_d}{dt} + R_L i_d + L \omega i_q + \frac{1}{2} u_{DC} d_d = u_d;$$

$$L \frac{di_q}{dt} + R_L i_q + L \omega i_d + \frac{1}{2} u_{DC} d_q = u_q;$$

$$\frac{3}{2} (i_d d_d + i_q d_q) = C \frac{du_{DC}}{dt} + 2 \frac{u_{DC}}{R};$$

$$\frac{2}{\pi} i_d d_0 = C \frac{d\Delta u_{DC}}{dt}, \quad (9)$$

где i_d, i_q – проекции изображающего вектора фазного тока источника питания на осях d и q вращающейся системы координат; u_d, u_q – проекции изображающего вектора напряжения источника питания на осях d и q вращающейся системы координат; d_d, d_q, d_0 – переключающие функции в $dq0$ координатах.

При этом

$$i_d = \frac{2}{3} \left[i_a \cos(\omega t) + i_b \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \quad (10)$$

$$i_q = \frac{2}{3} \left[i_a \sin(\omega t) + i_b \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \quad (11)$$

$$u_d = \frac{2}{3} \left[u_a \cos(\omega t) + u_b \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + u_c \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \quad (12)$$

$$u_q = \frac{2}{3} \left[u_a \sin(\omega t) + u_b \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + u_c \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right]; \quad (13)$$

где $\omega = 2\pi f$ – угловая частота входного напряжения.

После умножения системы (9) на переменную u_d получено:

$$\begin{aligned} \frac{2}{3} L \frac{dp}{dt} + \frac{2}{3} R_L p + \frac{2}{3} L \omega q + \frac{1}{2} d_d u_d u_{DC} &= u_d^2; \\ \frac{2}{3} L \frac{dq}{dt} + \frac{2}{3} R_L q - \frac{2}{3} L \omega p + \frac{1}{2} d_q u_d u_{DC} &= u_d u_q; \\ p d_d + q d_q &= C u_d \frac{du_{DC}}{dt} + 2 u_d \frac{u_{DC}}{R}; \\ p \frac{4}{3\pi} d_0 &= C u_d \frac{d\Delta u_{DC}}{dt}, \end{aligned} \quad (14)$$

где $p = 1,5 u_d i_d$ – текущая активная мощность; $q = 1,5 u_d i_q$ – текущая реактивная мощность.

В матричной форме система (14) принимает вид:

$$\mathbf{M}_{dq} \frac{dx_{dq}}{dt} + \mathbf{J}_{dq} \mathbf{x}_{dq} + \mathbf{R}_{dq} \mathbf{x}_{dq} = \mathbf{U}_{dq}, \quad (15)$$

где $\mathbf{x}_{dq} = \begin{pmatrix} p \\ q \\ u_{DC} \\ \Delta u_{DC} \end{pmatrix}$ – вектор переменных в dq координатах;

$$\mathbf{M}_{dq} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{3} L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C u_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C u_d \end{pmatrix} \text{ – матрица коэффициентов при } \frac{dx_{dq}}{dt} \text{ в } dq \text{ координатах;}$$

циентов при $\frac{dx_{dq}}{dt}$ в dq координатах;

$$\mathbf{J}_{dq} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{2}{3} L \omega & \frac{1}{2} d_d u_d & 0 \\ -\frac{2}{3} L \omega & 0 & \frac{1}{2} d_q u_d & 0 \\ -d_d & -d_q & 0 & 0 \\ -\frac{4}{3\pi} d_0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \text{ – матрица реактивных компонентов;}$$

тивных компонентов;

$$\mathbf{R}_{dq} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} R_L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{3} R_L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -2 \frac{u_d}{R} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \text{ – матрица активных компонентов;}$$

ных компонентов;

$$\mathbf{U}_{dq} = \begin{pmatrix} u_d^2 \\ u_d u_q \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \text{ матрица свободных членов в } dq \text{ координатах.}$$

координатах.

К целевым задачам построения системы управления предложенного ТКМ отнесено достижение минимальных (нулевых) значений реактивной мощности q и разницы напряжений на выходных конденсаторах $C1$ и $C2$, поэтому точку устойчивого равновесия определяет вектор

$$\mathbf{x}_{dq}^* = \begin{pmatrix} p \\ 0 \\ u_{DC}^* \\ 0 \end{pmatrix}, \quad (16)$$

где p^* – искомое значение установленной активной мощности; u_{DC}^* – заданное значение выходной мощности ТКМ.

В результате подстановки (16) в (14) и математических преобразований получена система уравнений:

$$\begin{aligned} \frac{2}{3} R_L p^* + \frac{1}{2} d_d u_d u_{DC}^* &= u_d^2; \\ p^* d_d &= 2 u_d \frac{u_{DC}^*}{R}, \end{aligned} \quad (17)$$

которая имеет два решения относительно искомой установленной активной мощности:

$$p_{1,2}^* = \frac{3 u_d^2}{4 R_L} \pm \sqrt{\left(\frac{3 u_d^2}{4 R_L}\right)^2 - \frac{3 u_d^2 u_{DC}^*}{2 R_L R}}. \quad (18)$$

Следует заметить, что дискриминант, определяемый из (18), принимает положительные значения только в том случае, когда значение заданной выходной мощности $p_{\text{вых}}^*$ удовлетворяет условию:

$$p_{\text{вых}}^* = \frac{u_{DC}^{*2}}{R} < \frac{3 u_d^2}{8 R_L}. \quad (19)$$

Учитывая, что решение со знаком «+» в (18) противоречит условию неравенства (19), единственным решением является выражение:

$$p^* = \frac{3 u_d^2}{4 R_L} - \sqrt{\left(\frac{3 u_d^2}{4 R_L}\right)^2 - \frac{3 u_d^2 u_{DC}^* i_H}{2 R_L}}, \quad (20)$$

где i_H – текущее значение тока нагрузки устройства.

Полученное выражение (20) при заданном значении выходного напряжения и текущих значениях u_d и R определяет такое значение входной активной мощности рассматриваемого КТМ, при котором входная реактивная мощность q и разница Δu_{DC} между напряжениями выходных конденсаторов $C1$ и $C2$ принимают минимальные значения.

После ввода вектора рассогласования из (15) и ряда математических преобразований получена система выражений для расчета переключающих функций в $dq0$ координатах:

$$\begin{aligned} d_d &= \frac{2}{u_d u_{DC}} \left(u_d^2 + r_{a1} (p - p^*) - \frac{2}{3} R_L p^* - \frac{2}{3} L \omega q \right); \\ d_q &= \frac{2}{u_d u_{DC}} \left(q r_{a2} - \frac{2}{3} L \omega p \right); \\ d_0 &= -\frac{3 r_{a4} \Delta u_{DC}}{\pi p}, \end{aligned} \quad (21)$$

где r_{a1} , r_{a2} , r_{a4} – коэффициенты ошибки.

Функциональная схема системы управления. С учетом принятой стратегии и полученных расчетных выражений была разработана функциональная схема системы управления ТКМ, представленная на рис. 3, на которой обозначено: $AU1-AU3$ – датчики входных фазных напряжений u_a , u_b и u_c ; $A1-A3$ – датчики входных фазных токов i_a , i_b и i_c ; $AU4$ и $AU5$ – датчики выходных напряжений u_{C1} и u_{C2} на конденсаторах $C1$ и $C2$; $A14$ – датчик

тока i_H нагрузки; $A1$ и $A2$ – блоки прямого векторного преобразования Горева–Парка; $A3$ – блок вычисления мгновенного значения активной p и реактивной q мощности питающей сети; $A4$ – блок вычисления переключающих функций d_d , d_q , d_0 ; $A5$ – часть схемы, содержащая транзисторы $VT1-VT6$ и диоды $VD1-VD6$; $A6$ – блок формирования ШИМ; $A7$ – блок обратного векторного преобразования Горева–Парка; $A8$ – блок вычисления напряжений u_{DC} и Δu_{DC} ; $A9$ – блок вычисления установленной активной мощности p^* .

Разработанная система управления работает следующим образом.

Измеренные сигналы с датчиков напряжения $AU1-AU3$ поступают на блок $A1$, который с помощью прямого векторного преобразования Горева–Парка формирует выходные сигналы напряжения в координатах d и q с использованием (12) и (13). Одновременно измеренные сигналы с датчиков тока $A1-A3$ поступают на блок $A2$, который с помощью прямого векторного преобразования Горева–Парка формирует выходные сигналы тока в координатах d и q с применением (10) и (11).

Выходные переменные с блоков $A2$ и $A3$ поступают в блок $A3$, который определяет мгновенные текущие значения активной p и реактивной q мощности питающей сети:

$$p = 1,5 i_d u_d; \quad (22)$$

$$q = 1,5 i_q u_d. \quad (23)$$

В то же время измеренные сигналы с датчиков выходного напряжения $AU4$ и $AU5$ поступают в блок $A8$, который вычисляет напряжения u_{DC} и Δu_{DC} по (2) и (3).

Выходные переменные u_d из блока $A1$, u_{DC} из блока $A8$, i_H с датчика тока $A14$ и заданное значение u_{DC}^* выходного напряжения поступают в блок $A9$, который определяет текущее значение установленной активной мощности p^* с помощью (20). Затем определяется сигнал ошибки активной мощности:

$$p_e = p - p^*. \quad (24)$$

Вычисленные переменные поступают в блок $A7$, в котором происходит обратное векторное преобразование Горева–Парка и формирование переменных d_a , d_b и d_c в abc координатах. При этом полученные переменные связаны с переключающими функциями транзисторов $VT1-VT6$ выражениями:

$$d_{VT1} = d_a \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{sgn}(i_a) \right); \quad (25)$$

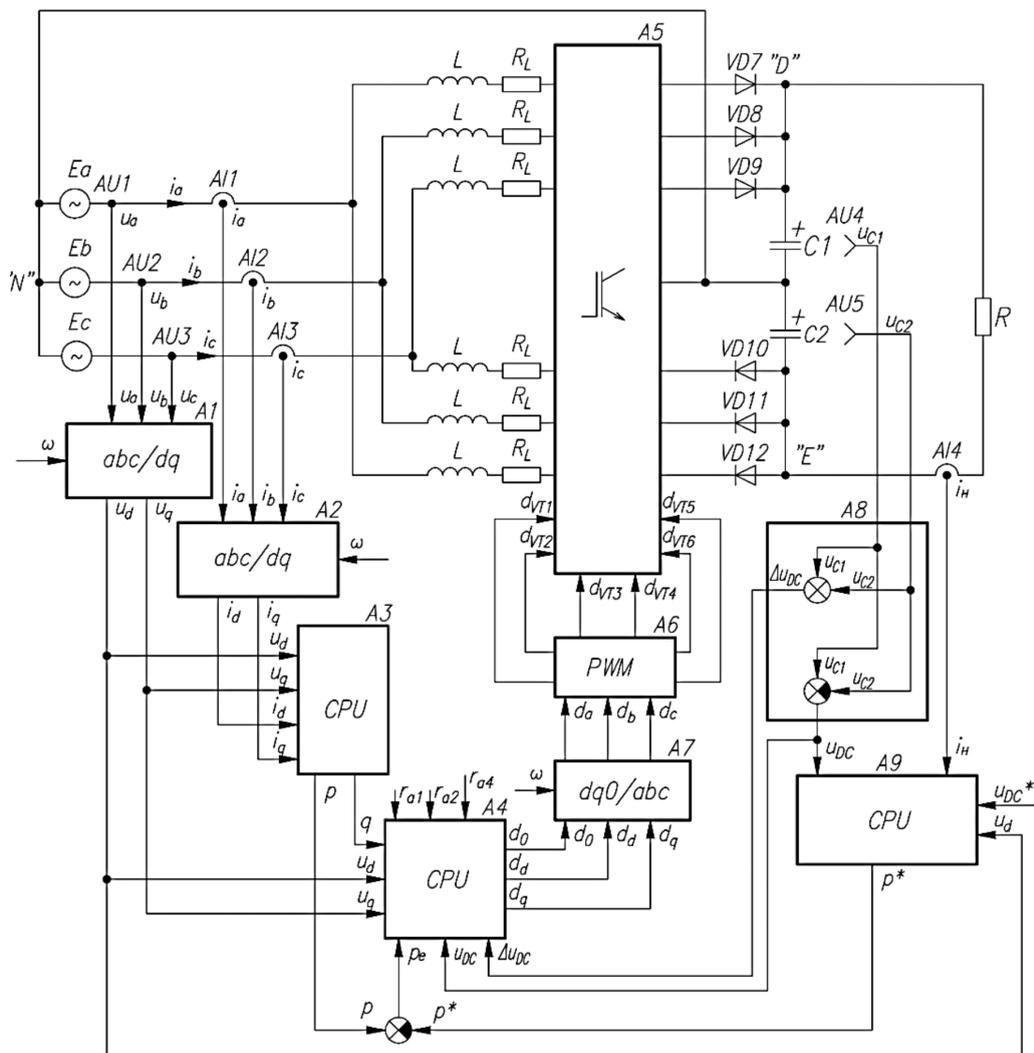


Рис. 3

$$d_{VT2} = d_a \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_a) \right); \quad (26)$$

$$d_{VT3} = d_b \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_b) \right); \quad (27)$$

$$d_{VT4} = d_b \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_b) \right); \quad (28)$$

$$d_{VT5} = d_c \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_c) \right); \quad (29)$$

$$d_{VT6} = d_c \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{sgn}(i_c) \right). \quad (30)$$

С учетом (25)–(30) блок A6 формирует ШИМ управляющие сигналы транзисторов VT1–VT6 блока A5. При этом, если текущее вычисленное значение активной мощности p начинает отклоняться от расчетного значения установленной активной мощности p^* , то происходит увеличение сигнала ошибки ($|p_e| > 0$), вследствие чего блок A4

воздействует на блок A5 так, чтобы составляющая p_e принимала значения, близкие к нулю. В результате система управления формирует ШИМ-сигналы управления силовых транзисторов VT1–VT6 таким образом, чтобы мгновенное значение q реактивной мощности питающей сети и разница между значениями напряжения Δu_{DC} выходных конденсаторов C1 и C2 стремилась к нулю, а предложенный ТКМ имел на выходе установленную активную мощность питающей сети, определяемую значением выходного напряжения u_{DC}^* .

Таким образом, предложенная силовая схема ТКМ обеспечивает: стабилизацию заданного значения u_{DC}^* выходного напряжения; синусоидальность и синфазность входных фазных токов с фазными напряжениями питающей сети; равенство напряжений на выходных конденсаторах C1 и C2. При этом разработанное устройство имеет одноконтурное управление посредством контроля текущего значения активной мощности p относительно уста-

новленной активной мощности p^* , определяемой выражением (20).

Результаты компьютерного моделирования. Разработанное математическое описание, полученные расчетные выражения, предложенный принцип одноконтурного управления и функциональная схема системы управления были проверены посредством компьютерного моделирования ТКМ, который имеет входное трехфазное напряжение 400 В, 50 Гц, выходное напряжение 800 В постоянного тока со средней точкой и выходную мощность 70 кВт. Были исследованы электрические процессы, включая гармонический состав входного тока, внешнюю характеристику ТКМ, при выходной мощности от 0 до 70 кВт, резком повышении и снижении нагрузки, изменении входного трехфазного напряжения и т.п.

Для примера результаты компьютерных исследований приведены на рис. 4 и 5, отображающих случаи резкого снижения и повышения тока нагрузки (кривые 1 и 2 – мгновенные значения напряжения и тока фазы B питающей сети). Как видим разработанная система управления успешно обеспечивает синусоидальность и синфазность фазных входных токов с фазным входным напряжением питающей сети. Через один период входного напряжения после повышения или понижения нагрузки суммарный коэффициент гармонических составляющих входного тока достигает значения 3,5%. При этом разница между напряжениями выходных конденсаторов $C1$ и $C2$ не превышает 1,5%, а выходное напряжение превышает заданное

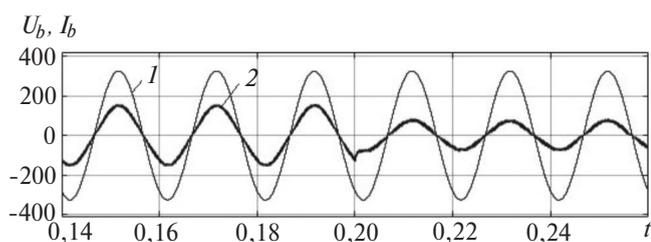


Рис. 4

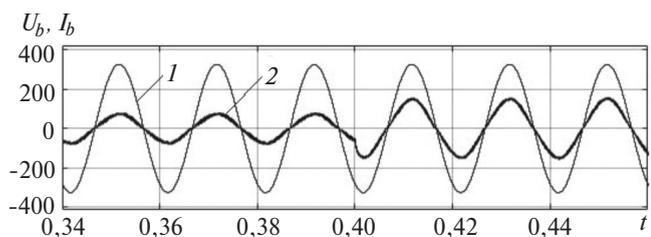


Рис. 5

значение всего на 1%. Таким образом, компьютерное моделирование предложенного ТКМ подтвердило работоспособность разработанной функциональной схемы системы управления.

Полученные в статье результаты представляют интерес для разработчиков трехфазных корректоров мощности, которые желают иметь устройство с высоким коэффициентом полезного действия и надежной системой управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мелешин В.И., Овчинников Д.А. Управление транзисторными преобразователями энергии. М.: Техносфера, 2011, 411 с.
2. Зиновьев Г.С. Силовая электроника. М.: Юрайт, 2015, 668 с.
3. Сорокин Д.А., Вольский С.И. Сопоставительный анализ схемотехнических решений трехфазных преобразователей AC/DC. — Электроника и электрооборудование транспорта (ЭЭТ), 2018, № 9, с. 10–15.
4. Souza A.F., Pereira D.C., Tofoli F.L. Comparison of Control Techniques Used in Power Factor Correction Rectifiers. — IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conf. and 1st Southern Power Electronic Conf. (COBEP/SPEC 2015), Fortaleza, 2015, pp. 1–6.
5. Huber L. Performance Comparison of Three-Step and Six-Step PWM in Average-Current-Controlled Three-Phase Six-Switch Boost PFC Rectifier. — IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, vol. 31, pp. 7264–7272.
6. Nitkin D., Dyakin S., Skorokhod. Y., Volskiy S. Double-Loop Controlled Grid-Connected Inverter. PCIM Europe Conf. Proceedings, Nuremberg, 2017, pp. 1654–1659.
7. Дмитриев Б.Ф., Галушин С.Я. Топологии корректоров коэффициента мощности в автономных системах электропитания. — Морской вестник, 2013, № 1(10), с. 37–40.
8. Краснов И.Ю., Черемисин В.Н. Проектирование активного корректора коэффициента мощности и имитационное моделирование его работы. — Изв. Томского политехнического университета, 2009, № 4, с. 92–97.
9. Kolar J.W., Friedli T. The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems. — IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, vol. 28, No. 1, pp.176–198.
10. Чаплыгин Е. Е., Во Минь Тьинь, Нгуен Хоанг Ан. Виена-выпрямитель – трехфазный корректор коэффициента мощности. — Силовая электроника, 2006, № 1, с. 20–24.

[12.11.2018]

Авторы: Сорокин Дмитрий Александрович окончил в 2016 г. Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) НИУ «МАИ». Инженер-конструктор на предприятии ООО «Трансконвертер».

Вольский Сергей Иосифович окончил в 1984 г. Московский авиационный институт. В 2002 г. защитил докторскую диссертацию по преобразовательной технике и электротехническим комплексам. Генеральный директор ООО «Трансконвертер», профессор НИУ «МАИ».

The Mathematical Model of a Three-Phase Power Corrector with Improved Efficiency

SOROKIN Dmitriy A. (LLC «Transkonverter», Moscow, Russia) – *Ingeener-designer*

VOL'SKIY Sergey I. (LLC «Transkonverter»; National Research University «Moscow Aviation Institute», Moscow, Russia) – *Director General; Profesor, Dr. Sci. (Eng.)*

The power circuit of a new three-phase power corrector having reduced power losses is considered. The power circuit mathematical model and the control system operation principle are described. A specific feature of the single-loop control of the device active power with the input phase current synchronized with the input phase and with stabilizing the output DC voltage is shown. The results from computer simulation of the device prototype designed for the 400 V 50 Hz input three-phase voltage, for the 800 V DC output voltage and 70 kW output power are presented. The article is of interest for designers of three-phase power correctors with high efficiency and a reliable control system.

K e y w o r d s: *three-phase power corrector, efficiency, mathematical model, control system*

REFERENCES

1. **Meleshin V.I., Ovchinnikov D.A.** *Upravleniye tranzistornymi preobrazovatelyami energii* (Control of transistor power converters). Moscow, Tekhnosfera, 2011, 411 p.
2. **Zinov'yev G.S.** *Silovaya elektronika* (Power Electrical Engineering). Moscow, Yurait, 2015, 668 p.
3. **Sorokin D.A., Vol'skiy S.I.** *Elektronika i elektrooborudovaniye transporta – in Russ. (Electronics and Electrical Equipment of Transport)*, 2018, No. 9, pp. 10–15.
4. **Souza A.F., Pereira D.C., Tofoli F.L.** Comparison of Control Techniques Used in Power Factor Correction Rectifiers. – IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conf. and 1st Southern Power Electronic Conf. (COBEP/SPEC 2015), Fortaleza, 2015, pp. 1–6.
5. **Huber L.** Performance Comparison of Three-Step and Six-Step PWM in Average-Current-Controlled Three-Phase Six-Switch Boost PFC Rectifier. – IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, vol. 31, pp. 7264–7272.

6. **Nitkin D., Dyakin S., Skorokhod. Y., Volskiy S.** Double-Loop Controlled Grid-Connected Inverter. PCIM Europe Conf. Proceedings, Nuremberg, 2017, pp. 1654–1659.

7. **Dmitriyev B.F., Calushin S.Ya.** *Morskoy vestnik – in Russ. (Sea Bulletin)*, 2013, No. 1(10), pp. 37–40.

8. **Krasnov I.Yu., Cheremisin V.N.** *Izv. Tomskogo politechnicheskogo universiteta – in Russ. (News of Tomsk Polytechnic University)*, 2009, No. 4, pp. 92–97.

9. **Kolar J.W., Friedli T.** The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems. – IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, vol. 28, No. 1, pp.176–198.

10. **Chaplygin Ye.Ye., Vo Min Tin', Nguen Khoang An.** *Silovaya elektronika – in Russ. (Power Electrical Engineering)*, 2006, No. 1, pp. 20–24.

[12.11.2018]