

СТРУКТУРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ДВУХКОНТУРНЫХ КОРРЕКТОРОВ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ КВАЗИРЕЗОНАНСНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ, ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫХ ПРИ НУЛЕВОМ ТОКЕ

Ю.А.Денисов, докт.техн.наук, С.А.Степенко
Черниговский национальный технологический университет,
ул. Шевченко, 95, Чернигов, 14027, Украина.
e-mail: den_ltd@mail.ru, stepenko.sergey@gmail.com

Статья посвящена разработке корректора коэффициента мощности (ККМ) на основе квазирезонансного импульсного преобразователя, переключаемого при нулевом токе (КРИП-ПНТ). Рассмотрены особенности структурной реализации системы управления преобразователем путём анализа установившихся статических ошибок по току для различных возможных структур. Показано, что высокочастотные двухконтурные ККМ на основе параллельного КРИП-ПНТ целесообразно выполнять с главным контуром тока, в котором регулятор должен обеспечивать реализацию процессов конечной длительности. Библ. 15, табл. 1, рис. 4.

Ключевые слова: энергоэффективность, коррекция коэффициента мощности, квазирезонансный импульсный преобразователь, переключение при нулевом токе.

Современные электронные устройства малой и средней мощности содержат импульсные преобразователи (ИП) на входе, наличие которых приводит к искажению потребляемого от сети тока, т.е. к снижению коэффициента мощности, что влечёт за собой повышение общей потребляемой мощности и эмиссию высших гармоник в сеть. Для формирования синусоидального потребляемого тока, синфазного с напряжением сети применяют корректоры коэффициента мощности (ККМ). Наиболее эффективны ККМ с двумя контурами регулирования. Учитывая высокие требования к качеству электроэнергии [6], основной целью разработчиков ККМ является повышение их энергоэффективности (учитывая комплексный характер понятия «энергоэффективность», здесь авторы подразумевают, в первую очередь, КПД и коэффициент мощности). Эта цель достигается, если ККМ выполнять на основе КРИП-ПНТ, имеющих высокую энергоэффективность, что показано в [4, 5, 10]. Значительное повышение коэффициента мощности можно достичь за счёт придания системе регулирования ККМ оптимальных динамических показателей по быстродействию и перерегулированию, что минимизирует ошибку регулирования, т.е. обеспечит наилучшее приближение формы потребляемого тока к его эталону.

Анализ основных достижений и публикаций. В настоящее время ведущие производители электронных компонентов (Texas Instruments, International Rectifier, Infineon) [13] обеспечивают потребности мирового рынка в ККМ для различных систем электропитания – осветительных приборов, компьютеров и др. При этом технико-экономические характеристики ККМ непрерывно совершенствуются. В частности, улучшение энергетических показателей связано с повышением частоты переключения и снижением потерь мощности на транзисторе ИП. В этой связи появились высокочастотные ККМ на основе многофазных ИП и одноконтурные ККМ с включением транзистора при нулевом токе – на границе режимов непрерывного и прерывистого тока. В документации на эти разработки [8, 14, 15] приведены рекомендации по расчёту параметров их замкнутых контуров с учётом условий применения. Авторы работ [1, 2], критически оценивая эти рекомендации, предложили более строгие и обоснованные подходы к расчёту параметров многофазных ККМ и ККМ с включением транзистора на границе непрерывного и прерывистого режимов. Многофазное исполнение ИП для ККМ связано с дополнительными материальными затратами и со снижением запаса устойчивости на субгармонических частотах, а включение транзистора на границе токовых режимов сопровождается изменением частоты его переключения. При этом сохраняется возможность появления режима прерывистого тока. Эти недостатки устраняются в высокочастотных ККМ на основе КРИП-ПНТ, где потери мощности мало зависят от частоты. Негативное влияние переменной частоты коммутации на качество фильтрации входного тока сводится к минимуму за счёт её повышения до нескольких МГц. Однако к настоящему времени вопросы построения ККМ на основе КРИП-ПНТ глубоко не изучены.

Выделение нерешённых ранее частей общей проблемы. Известные двухконтурные ККМ выполняют на основе обычных ИП, где потери мощности растут с повышением частоты. В системах

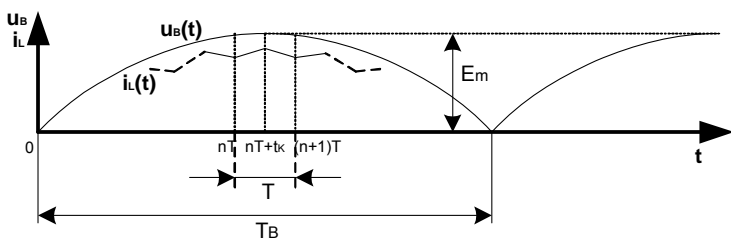


Рис. 2

На произвольном периоде выпрямленного напряжения T_B , рис. 2, выделим период работы ПТ длительностью T . Он состоит из двух интервалов. Первый интервал $nT \leq t \leq nT+t_K$ связан с перезарядом конденсатора C_K через транзистор ПТ. Время перезаряда $t_K = \pi / \omega_K$, где $\omega_K = (L_K C_K)^{-1/2}$ – частота резонансного контура. После перезаряда конденсатора C_K возникают условия для второго интервала коммутации $nT+t_K \leq t \leq (n+1)T$, где n – количество периодов коммутации на периоде T_B . На первом интервале коммутации ко входу преобразователя подключена «вырезка» из выпрямленного напряжения $U_B(t)$. Её изображение можно найти согласно теореме свёртки по известному произведению изображений синусоидального напряжения $u_B(p) = E_M \omega (p^2 + \omega^2)^{-1}$ и коммутационной функции $f_K(p) = (e^{-pTn} - e^{-p(nT+t_K)}) p^{-1}$. В результате получим изображение входного напряжения преобразователя на первом коммутационном интервале

$$u_1(p) = \frac{E_M [(e^{-pt_1} \sin \omega t_1 - e^{-pt_2} \sin \omega t_2) p + \omega (e^{-pt_1} \cos \omega t_1 - e^{-pt_2} \cos \omega t_2)]}{p^2 + \omega^2},$$

где $t_1 = nT$, $t_2 = nT+t_K$. Для второго интервала коммутации $t_1 = nT+t_K$, $t_2 = (n+1)T$.

В результате анализа получим оригинал входного тока КРИП-ПНТ на первом коммутационном интервале

$$i_{L1}(\bar{t}) = A(n) + i_L(n) \cdot d, \quad n \leq \bar{t} \leq n + \gamma, \quad (1)$$

где $A(n) = \frac{E_M}{\omega L} [\cos \bar{\omega} n - \cos \bar{\omega} (n + \gamma)]$, $\bar{t} = \frac{t}{T}$, $\gamma = \frac{t_K}{T}$, $\bar{\omega} = \omega T$, $\omega_K = \frac{1}{\sqrt{L_K C_K}}$, $\bar{\omega}_K = \omega_K T$, $d = 1 - \frac{R_n}{\omega_K L} \sin \bar{\omega}_K (\bar{t} - n)$.

В работе [3] рассчитан входной ток на первом коммутационном интервале для обычного параллельного ИП. Различие с полученным нами результатом состоит в наличии множителя d , который учитывает влияние резонансного контура на входной ток преобразователя. Очевидно, что это влияние будет заметным в диапазоне малых нагрузок. Для обычного параллельного ИП $d=1$ и тогда $i_{L1}(\bar{t}) = A(n) + i_L(n)$, что повторяет результат работы [3].

Для колебательного процесса оригинал тока на втором коммутационном интервале

$$i_{L2}(\bar{t}) = L\omega_H^2 (R_n \omega_0)^{-1} e^{-\bar{a}(\bar{t}-n-\gamma)} [\sin \bar{\omega}_0 (\bar{t}-n-\gamma) + \omega_0 C_\phi R_n] \cdot [i_L(n) \cdot d + A(n)] - e^{-\bar{a}(\bar{t}-n-\gamma)} (4\omega_0)^{-1} C_\phi R_n [A(n) + i_L(n)] \omega_H^2 \sin \bar{\omega}_0 (\bar{t}-n-\gamma), \quad n + \gamma \leq \bar{t} \leq n + 1, \quad (2)$$

где $\bar{\omega}_0 = \omega_0 T$, $\omega_0 = \omega_H \sqrt{1 - \xi^2}$, $\omega_H = 1 / \sqrt{LC_\phi}$, $\bar{a} = aT$, $a = \xi \omega_H$, $\xi = \rho (2R_H)^{-1}$, $\rho = \sqrt{L/C_\phi}$.

Из (2) для $\bar{t} = n + \gamma$ и для $\bar{t} = n + 1$ получаем соответственно

$$i_{L2}(n + \gamma) = A(n) + i_L(n) \left(1 - \frac{R_H}{\omega_K L} \sin \bar{\omega}_K \gamma\right), \quad i_L(n + 1) - i_L(n) F(\gamma) = M(n), \quad (3)$$

где $F(\gamma) = e^{-\bar{a}(1-\gamma)} \left[d \left(1 + L\omega_H^2 (R_n \omega_0)^{-1} \sin \bar{\omega}_0 (1-\gamma)\right) - 0,25 \omega_0^{-1} C_\phi R_n \omega_H^2 \sin \bar{\omega}_0 (1-\gamma) \right]$,
 $M(n) = A(n) e^{-\bar{a}(1-\gamma)} \left[1 + L\omega_H^2 (R_n \omega_0)^{-1} \sin \bar{\omega}_0 (1-\gamma) - 0,25 \omega_0^{-1} C_\phi R_n \omega_H^2 \sin \bar{\omega}_0 (1-\gamma) \right]$.

n	$i_L(n)$, А модель	$i_L(n)$, А расчёт	$i_L(n+\gamma)$, А расчёт
125	50	48	48,6
250	85	86	87,3
375	105	108,6	110
500	115	121	122,6

Разностное уравнение (3) имеет устойчивое решение при условии $F(\gamma) < 1$. Подвергая обе его части z-преобразованию, получаем z-изображение входного тока $i_L(z) = M(n)z [(z-1)(z-F_1(\gamma))]^{-1}$.

С учётом условия $F(\gamma) < 1$ оригинал установившегося входного тока ККМ

$$i_L(n) = M(n) [1 - F(\gamma)]^{-1}. \quad (4)$$

В выражениях (5) – (7) $K_0 = U(n)K_{CV}$, $K_{0T} = U(n)K_{дТ}K_{CV}R_H^{-1}$, $U(n)$ – значение напряжения на входе преобразователя в момент $t = n$, $K_{дТ}$ – коэффициент передачи датчика тока, K_{CV} – коэффициент усиления системы управления, $\gamma = t_K/T$, $\bar{\omega}_0 = \bar{\omega}_H \sqrt{1 - \xi^2}$, $B_1^T = 1 + 2A_T e^{-a(1-\gamma)} \cos[\bar{\omega}_0(1-\gamma) - \psi_T]$, $B_2^T = 2e^{-a} \cos \bar{\omega}_0 + 2A_T [e^{-a} \cos(\bar{\omega}_0 - \psi_T)] \cos \omega_0 (\psi_T - \gamma)$, $B_3^T = e^{-2a} + 2A_T e^{-2a} \cos \psi_T$, $\bar{T}_1 = C_\phi R_H T^{-1}$, $\psi_T = \arctg \frac{\bar{T}_1 \bar{\omega}_0^2 - a + a^2 \bar{T}_1}{\bar{\omega}_0}$, $A_T = \frac{\bar{\omega}_0^2}{\bar{\omega}_H} \sqrt{\bar{\omega}_0^2 + (\bar{\omega}_0 \bar{T}_1 - a + a^2 \bar{T}_1)^2} \left[2\bar{\omega}_0 (a^2 + \bar{\omega}_0^2) \right]^{-1}$.

Значения B_1^H, B_2^H, B_3^H можно получить из соответствующих B_1^T, B_2^T, B_3^T при подстановке в них вместо A_T, ψ_T значений $A_H = \bar{\omega}_H [2(1 - \xi^2)(a^2 + \bar{\omega}_0^2)]^{-1/2}$, $\psi_H = \arctg(a/\bar{\omega}_0)$. Из структурной схемы САР (рис. 4) передаточная функция контура тока по ошибке

$$W_{\Delta T}(z, 1) = \frac{\Delta_T(z, 1)}{z \{ \Delta_H(n, 1) \cdot F[I_{ЭТ}(n)] \}},$$

где $F[I_{ЭТ}(n)] = K_M I_{ЭТ}(n) K_{ТН} U^{-2}(n)$, $K_M, K_{ТН}$ – коэффициенты передачи умножителя и преобразователя ток-напряжение соответственно,

$$\Delta_T(z, 1) = \Delta_H(z, 1) F[I_{ЭТ}(n)] [1 + W_{pT}^*(z, 1)]^{-1}, \quad \Delta_H(z, 1) = U_{ЭТ}(z) \{ 1 + F[I_{ЭТ}(n)] W_{зТ}^*(z, 1) W_{pH}^*(z, 1) \}^{-1}.$$

После соответствующих преобразований получим z-изображение ошибки по току для ККМ с главным контуром напряжения $\Delta_T(z, 1) = Z \{ U_{ЭТ} \cdot F[I_{ЭТ}(n)] \} W_{\Delta T}(z, 1)$, где передаточная функция ККМ по токовой ошибке

$$W_{\Delta T}^*(z, 1) = \{ [1 + W_{pT}^*(z, 1)] [1 + F[I_{ЭТ}(n)] W_{зТ}^*(z, 1) W_{pH}^*(z, 1)] \}^{-1}. \quad (8)$$

Если учесть, что КРИП-ПНТ переключается с высокой частотой, характер изменения произведения $U_{ЭТ} \cdot F[I_{ЭТ}(n)]$ можно считать скачкообразным и $Z \{ U_{ЭТ} \cdot F[I_{ЭТ}(n)] \} = U_{ЭТ} F[I_{ЭТ}(n)] z(z-1)^{-1}$. Тогда установившаяся токовая ошибка $\Delta_{TV}(n) = \lim_{z \rightarrow 1} \{ U_{ЭТ} F[I_{ЭТ}(n)] [z/(z-1)] \cdot W_{\Delta T}^*(z, 1) (z-1)/z \}$. После преобразований, учитывая (5) – (7), получим

$$\Delta_{TV}(n) = \frac{U_{ЭТ} F[I_{ЭТ}(n)] M(a)}{M(a) + K_{0T} \sum B^T + K_0 F[I_{ЭТ}(n)] \sum B^H},$$

где $M(a) = 1 - 2e^{-a} \cos \bar{\omega}_0 + e^{-2a}$, $I_{ЭТ}(n) = U(n)/R_3$, R_3 – резистор, задающий значение эталонного тока, $\sum B^T = B_1^T - B_2^T + B_3^T$, $\sum B^H = B_1^H - B_2^H + B_3^H$. Если учесть значения $K_0, K_{0T}, F[I_{ЭТ}(n)]$, то

$$\Delta_{TV}(n) = \frac{K_M U_{ЭТ} K_{ТН} (U(n) R_3)^{-1} M(a)}{M(a) + U(n) K_{дТ} K_{CV} R_H^{-1} \sum B^T + K_M K_{CV} K_{ТН} R_3^{-1} \sum B^H}. \quad (9)$$

Из (9) видно, что $\Delta_{TV}(n) \neq 0$ при изменении $U(n)$ от нуля до максимального значения. Система статическая с максимальной ошибкой при низком выходном напряжении. Если в двухконтурной системе ККМ не использовать делитель, квадратор, умножитель, то в числителе (9) будет присутствовать сумма $U_{ЭТ} + I_{ЭТ}(n) K_{ТН}$ и тогда при $U(n) \rightarrow 0$ ошибка по току Δ_{TV} будет не выше $U_{ЭТ}/K_{ТН}$, но коэффициенты усиления обоих контуров будут зависеть от входного напряжения. При малых входных напряжениях возможен режим прерывистого тока, что негативно отразится на его спектральном составе. Эффективным способом устранения этого режима является повышение частоты коммутации. Возможны и другие варианты реализации ККМ – с ГКН без делителя и квадратора, где на вход подчинённого контура тока поступает произведение ошибки контура напряжения и эталонного тока. В отличие от ККМ с квадратором, делителем и умножителем в такой структуре напряжение $U(n)$ влияет на коэффициент усиления обоих контуров. Однако несмотря на это, такие ККМ широко применяются в системах электропитания. Установившаяся ошибка по току

$$\Delta_{TV} = \frac{U_{ЭТ} U(n) K_{ТН} (R_3 K_M)^{-1}}{M(a) + U(n) K_{дТ} K_{CV} R_H^{-1} \sum B^T + U^2(n) K_{ТН} K_{CV} (R_3 K_M)^{-1} \sum B^H}. \quad (10)$$

Выполним аналогичный анализ установившейся ошибки по току двухконтурного ККМ с ГКТ, для чего в структурной схеме (рис.4) поменяем местами её контуры. В результате получим, что передаточная функция по токовой ошибке для такой структуры

$$W_{\Delta T}^* = \{1 + F[U_{\Delta T}(n)] \cdot W_{\Delta H}^*(z,1) \cdot W_{\Delta T}^*(z,1)\}^{-1}, \quad (11)$$

где $W_{\Delta H}^*(z,1) \cdot W_{\Delta T}^*(z,1) = \frac{K_{0T}(z^2 B_1^T - z B_2^T + B_3^T)}{z^3 - z^2(2e^{-a} \cos \bar{\omega}_0 - K_0 B_1^H) + z(e^{-2a} - B_2^H K_0) + K_0 B_3^H}$, $F[U_{\Delta T}(n)] = \frac{K_M \cdot U_{\Delta T}}{U^2(n)}$.

Установившееся значение ошибки по току в ККМ с главным контуром тока

$$\Delta_{TV}(n) = \frac{U(n)R_3^{-1}K_{TH}[M(a) + U(n)K_{CV} \sum B^H]}{M(a) + U(n)K_{CV} \sum B^H + K_M U_{\Delta T} K_{DT} K_{CV} (U(n)R_H)^{-1} \sum B^T}. \quad (12)$$

В работе [9] было показано, что использование структуры ККМ с ГКТ, без квадратора, делителя, множителя позволяет обеспечить процесс конечной длительности – установление тока за 3 такта. Наличие квадратора, множителя и делителя в ККМ с ГКТ, как видно из (12), не устраняет влияние $U(n)$ на коэффициент усиления контуров. С ростом $U(n)$ коэффициент усиления контура напряжения увеличивается, а контура тока – уменьшается. Если из такой структуры исключить делитель и квадратор, то установившаяся ошибка по току

$$\Delta_{TV} = \frac{U(n)R_3^{-1}K_{TH}[M(a) + U(n)K_{CV} \sum B^H]}{M(a) + U(n)K_{CV} \sum B^H + U(n)U_{\Delta T} K_{DT} K_{CV} (K_M R_H)^{-1} \sum B^T}. \quad (13)$$

Из (13) видно – в этой структуре влияние $U(n)$ на усиление контуров системы равнозначно. В ККМ с главным контуром тока без делителя, квадратора, множителя, установившаяся ошибка

$$\Delta_{TV} = \frac{U(n)R_3^{-1}K_{TH}[M(a) + U(n)K_{CV} \sum B^H]}{M(a) + U(n)K_{CV} \sum B^H + U(n)K_{DT} K_{CV} (R_H)^{-1} \sum B^T}. \quad (14)$$

Выражения (13), (14) отличаются наличием сомножителя $U_{\Delta T} / K_M$ при коэффициенте усиления контура тока в (13). Для таких ККМ передаточная функция по токовой ошибке определяется выражением (11) с учётом $F[U_{\Delta T}(n)] = 1$. Графическая оценка токовых ошибок показана на рис. 5.

Результаты расчета статической ошибки регулирования тока для различных структур ККМ показаны на рис. 5. Они соответствуют следующим значениям элементов и параметров регулирования: $R_H=10$ Ом, $L=825$ мкГн, $C_\Phi=1$ мФ, $f_{КОМ}=100$ кГц, $E_M=310$ В, $\gamma=0,5$, коэффициент усиления блока умножения $K_M=1$, коэффициент передачи датчика тока $K_{DT}=1$ Ом, коэффициент преобразователя ток-напряжение $K_{TH}=1$ В/А, коэффициент усиления системы управления $K_{CV}=2,5$ 1/В, эталонное напряжение $U_{\Delta T}=100$ В, номинал задающего резистора $R_3=1$ кОм. Для указанных параметров значения многочленов $M(a)$, $\sum B^T$, $\sum B^H$ с высокой точностью близки к единичным.

Кривые на рис. 5 соответствуют следующим структурам ККМ: 1 – с главным контуром напряжения при наличии делителя, квадратора, множителя; 2 – с главным контуром тока при наличии множителя токовой ошибки и эталонного напряжения; 3 – с главным контуром тока с делителем, квадратором, множителем; 4 – с главным контуром тока без делителя, квадратора, множителя.

Что касается ККМ с главным контуром напряжения без квадратора и делителя, то проведённый расчёт показал, что установившаяся токовая ошибка для такой структуры во всём диапазоне изменения $U(n)$ на 2-3 порядка превышает аналогичную ошибку по току остальных структур.

Как видно из рис. 5, наименьшую усреднённую статическую ошибку регулирования по току имеет структура с главным контуром напряжения при наличии квадратора, делителя, множителя (серийно

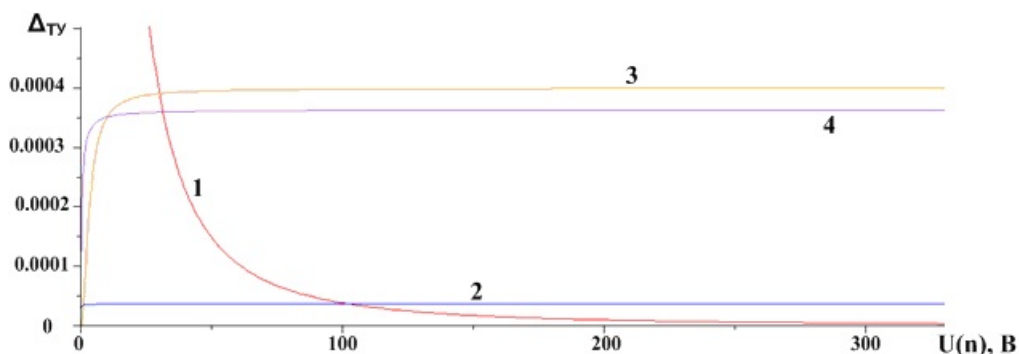


Рис. 5

выпускаемая ИМС UC3854) и предлагаемый вариант ККМ с главным контуром тока без квадратора и делителя (кривые 1 и 2 соответственно).

Из сравнения этих кривых видно, что при низком входном напряжении то-

ковая ошибка в ККМ с главным контуром тока (кривая 2) несоизмеримо меньше, чем в ККМ с главным контуром напряжения (кривая 1).

С ростом $U(n)$ токовая ошибка ККМ с главным контуром напряжения снижается и при $U(n) \approx 100$ В достигает уровня ошибки ККМ с главным контуром тока. В обеих структурах при низком входном напряжении сохраняется вероятность повышения ошибки регулирования по току за счёт возможного режима прерывистых токов, который можно устранить в результате применения КРИП-ПНТ, работающего в мегагерцовом частотном диапазоне.

При максимальном входном напряжении статическая ошибка по току в ККМ с главным контуром напряжения более чем в 2 раза ниже, чем в ККМ с главным контуром тока. Однако следует заметить, что реальная ошибка в системе с главным контуром напряжения во всём диапазоне изменения $U(n)$ будет гораздо выше рассчитанных значений (кривая 1). Причиной этого является то, что на вход контура тока поступает произведение эталонного тока и ошибки регулирования по напряжению, содержащей основную гармонику выпрямленного напряжения. Влияние этой особенности на искажение входного тока исследовано в [3].

В системе с главным контуром тока эталонный ток не подвержен никаким искажениям. Поэтому такая структура является предпочтительной для построения ККМ. Что касается несколько большей статической токовой ошибки при $U(n) > 100$ В, чем в системе с главным контуром напряжения, то её, теоретически, можно свести к нулю, если в контур тока включить оптимальный регулятор с астатизмом первого порядка, который настроен на конечную длительность процесса. Такой процесс можно закончить за три периода коммутации [9].

Выводы. Результаты сравнительной оценки ошибки регулирования в рассмотренных структурах свидетельствуют о степени приближения формы потребляемого тока к его эталону, позволяя качественно оценивать энергоэффективность ККМ. Структуры с главным контуром напряжения без делителя и квадратора могут использоваться в ККМ на основе классических повышающих ИП, рабочие частоты ШИМ которых не превышают десятков кГц. Но понятие энергоэффективности ККМ подразумевает, как минимум, не только обеспечение высокого качества входного тока (коэффициент мощности $\sim 0,99$), но и высокий КПД ($\sim 0,95$). Использование КРИП-ПНТ для построения таких ККМ позволяет не только существенно повысить точность задания эталонного тока (на несколько порядков), но также обеспечивает более высокий КПД по сравнению с классическим ИП (за счёт снижения динамических потерь). Рабочие частоты таких преобразователей находятся в диапазоне сотен кГц и единиц МГц. Таким образом, при построении ККМ на основе КРИП-ПНТ предпочтение следует отдавать структуре с главным контуром тока без квадратора и делителя, где отсутствует искажение эталонного тока. Регулятор контура тока должен настраиваться на конечную длительность процесса и иметь астатизм первого порядка. Выполнение этих условий позволяет минимизировать ошибку регулирования, что максимально приближает потребляемый ток по своей форме к эталонному току. В результате заметно повышается коэффициент мощности, а значит и энергоэффективность системы ККМ в целом.

1. Белов Г.А. Динамические модели многофазного повышающего импульсного преобразователя // Электричество. – 2010. – №6. – С. 21–28.

2. Белов Г.А., Серебрянников А.В. Расчёт корректора коэффициента мощности с отпирианием силового транзистора при нулевом токе // Электричество. – 2012. – №3. – С. 45–56.

3. Белов Г.А., Серебрянников А.В. Искажения входного тока корректора коэффициента мощности с двухконтурной системой управления // Электричество. – 2010. – №8. – С. 42–51.

4. Денисов Ю.А. Стабилизаторы постоянного напряжения с широтно-импульсными и частотно-импульсными квазирезонансными преобразователями. – Киев: ИЭД НАН Украины. – 2001. – 147 с.

5. Степенко С.А. Аналіз показників енергоефективності коректора коефіцієнта потужності при різних способах широтно-імпульсної модуляції // Технічна електродинаміка. – 2014. – №4. – С. 78–80.

6. Стогий Б.С., Кириленко О.В., Денисюк С.П. Інтелектуальні електричні мережі електроенергетичних систем та їхнє технологічне забезпечення // Технічна електродинаміка. – 2010. – №6. – С. 44–50.

7. Шидловський А.К., Жаркін А.Ф., Пазєєв А.Г. Безперервні наближені моделі перетворювачів змінної напруги в постійну з активною корекцією коефіцієнта потужності // Технічна електродинаміка. – 2011. – №6. – С. 11–17.

8. Andreyzak B. Power factor correction using the UC3852 controlled on-time zero current switching technique. Application note U-132. – 1999. – Pp. 3-235-3-251.

9. Denisov Y., Stepenko S. Power factor corrector based on parallel quasi-resonant pulse converter with fast current loop // Electrical, Control and Communication Engineering. – 2013. – Volume 3. – Issue 1. – Pp. 5–11.

10. Denisov Y.O., Stepenko S.A., Gorodny A.N., Kravchenko A.O. Input current parameters analysis for PFC based on quasi-resonant and conventional boost converters // Proceedings of the IEEE 34th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2014), April 15-18, 2014, Kyiv, Ukraine. – 2014. – Pp. 393-397.

11. Firmansyah E., Abe S., Shoyama M., Tomioka S., Ninomiya T. An active-clamped full-wave zero-current-switched quasi-resonant boost converter in power factor correction application // 25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference

and Exposition (APEC), 21-25 Feb. 2010, Palm Springs, CA, USA. – 2010. – Pp. 30-35.

12. Firmansyah E., Tomioka S., Abe S., Shoyama M., Ninomiya T. Zero-current-switch quasi-resonant boost converter in power factor correction applications // 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 15-19 Feb. 2009, Washington, DC, USA. – 2009. – Pp.1165-1169.

13. Texas Instruments. Power Management Guide. 3Q. – 2008. – 77 p.

14. Texas Instruments. UC1852/UC2852/UC382 high power-factor preregulator. 10/94. – 2008. – 10 p.

15. Todd P.C. UC3854 Controlled power factor correction circuit design. U-134. – 1999. – Pp. 3-269-3-289.

УДК 621.316.721

СТРУКТУРНА РЕАЛІЗАЦІЯ ДВОХКОНТУРНИХ КОРЕКТОРІВ КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ НА ОСНОВІ КВАЗІРЕЗОНАНСНИХ ІМПУЛЬСНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ, ЩО ПЕРЕМІКАЮТЬСЯ ПРИ НУЛЬОВОМУ СТРУМІ
Ю.О.Денисов, докт.техн.наук, С.А.Степенко

Чернігівський національний технологічний університет,

вул. Шевченка, 95, Чернігів, 14027, Україна. e-mail: den_ltd@mail.ru, stepenko.sergev@gmail.com

Стаття присвячена розробці коректора коефіцієнта потужності (ККП) на основі квазірезонансного імпульсного перетворювача, що перемикається при нульовому струмі (КРП-ПНТ). Розглянуто особливості структурної реалізації системи керування перетворювачем шляхом аналізу ustalених статичних помилок за струмом для різних можливих структур. Показано, що високочастотні двохконтурні ККП на основі паралельного КРП-ПНТ доцільно виконувати з головним контуром струму, в якому регулятор повинен забезпечувати реалізацію процесів кінцевої тривалості. Бібл. 15, табл. 1, рис. 4.

Ключові слова: енергоефективність, корекція коефіцієнта потужності, квазірезонансний імпульсний перетворювач, перемикання при нульовому струмі.

STRUCTURAL REALIZATION OF TWO-LOOPS PFC BASED ON ZERO CURRENT SWITCHING QUASI-RESONANT PULSE CONVERTERS

Yu.O.Denisov, S.A.Stepenko

Chernihiv National University of Technology,

Shevchenko street, 95, Chernihiv, 14027, Ukraine. e-mail: den_ltd@mail.ru, stepenko.sergev@gmail.com

This article is devoted to the development of active power factor corrector based on the parallel quasi-resonant pulse converter with zero current switching of the power transistor. The features of the structural realization of the converter control system have been considered by analyzing of steady-state current static errors for different possible structures. In contrast to the power factor correctors with voltage loop as the main, where the process of finite duration is set for five cycles, in the power factor corrector with current loop as the main it is set for three cycles. It was shown, that high-frequency active power factor correctors based on the parallel quasi-resonant pulse converter with zero current switching is advisable to carry out with current loop as the main, in which the regulator must ensure the implementation of processes of finite duration. References 15, table 1, figures 4.

Key words: energy efficiency, power factor correction, quasi-resonant pulse converter, zero current switching.

1. Belov G.A. Dynamic models of multiphase boost pulse converter // *Elektrichestvo*. – 2010. – № 6. – Pp. 21–28. (Rus)

2. Belov G.A., Serebriannikov A.V. Power factor corrector calculation with switching on power transistor at zero current // *Elektrichestvo*. – 2012. – № 3. – Pp. 45–56. (Rus)

3. Belov G.A., Serebriannikov A.V. Input current distortion in power factor corrector with two-loops control system // *Elektrichestvo*. – 2010. – № 8. – Pp. 42–51. (Rus)

4. Denisov Yu.A. DC voltage stabilizers with pulse-width modulated and frequency modulated quasi-resonant converters. – Kyiv: Institute of Elektrodynamiks National Akademe of Sceince of Ukraine. – 2001. – 147 p. (Rus)

5. Stepenko S.A. Energy efficiency analysis in power factor corrector under different pulse-width modulation modes // *Tekhnichna Elektrodynamika*. – 2014. – №4. – Pp. 78–80. (Ukr)

6. Stohnii B.S., Kyrylenko O.V., Denysiuk S.P. Smart electrical grids of power systems and their technological support // *Tekhnichna Elektrodynamika*. – 2010. – №6. – Pp. 44–50. (Ukr)

7. Shydlovskiy A.K., Zharkin A.F., Pazeev A.G. Continuous approximate model of AC/DC converters with active power factor correction // *Tekhnichna Elektrodynamika*. – 2011. – №6. – Pp. 11–17. (Ukr)

8. Andreychak B. Power factor correction using the UC3852 controlled on-time zero current switching technique. Application note U-132. – 1999. – Pp. 3-235-3-251.

9. Denisov Y., Stepenko S. Power factor corrector based on parallel quasi-resonant pulse converter with fast current loop // *Electrical, Control and Communication Engineering*. – 2013. – Volume 3. – Issue 1. – Pp. 5–11.

10. Denisov Y.O., Stepenko S.A., Gorodny A.N., Kravchenko A.O. Input current parameters analysis for PFC based on quasi-resonant and conventional boost converters // *Proceedings of the IEEE 34th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2014)*, April 15-18, 2014, Kyiv, Ukraine. – 2014. – Pp. 393–397.

11. Firmansyah E., Abe S., Shoyama M., Tomioka S., Ninomiya T. An active-clamped full-wave zero-current-switched quasi-resonant boost converter in power factor correction application // 25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 21-25 Feb. 2010, Palm Springs, CA, USA. – 2010. – Pp. 30-35.

12. Firmansyah E., Tomioka S., Abe S., Shoyama M., Ninomiya T. Zero-current-switch quasi-resonant boost converter in power factor correction applications // 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 15-19 Feb. 2009, Washington, DC, USA. – 2009. – Pp.1165-1169.

13. Texas Instruments. Power Management Guide. 3Q. – 2008. – 77 p.

14. Texas Instruments. UC1852/UC2852/UC382 high power-factor preregulator. 10/94. – 2008. – 10 p.

15. Todd P.C. UC3854 Controlled power factor correction circuit design. U-134. – 1999. – Pp. 3-269-3-289.

Надійшла 23.05.2014

Остаточний варіант 13.11.2014