

<http://dx.doi.org/10.15589/jnn20140308>

УДК 621.314

П 12

RESEARCH OF STATIC CHARACTERISTICS OF RESONANT CONVERTER BY COMBINING THE CURRENT CIRCUIT COMPONENTS

ИССЛЕДОВАНИЕ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РЕЗОНАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ МЕТОДОМ КОМБИНИРОВАНИЯ СОСТАВЛЯЮЩИХ ТОКА КОНТУРА

Hennadii V. Pavlov

gennadiy.pavlov@nuos.edu.ua

ORCID: 0000-0002-4937-1828

Andrii V. Obrubov

andrii.obrubov@nuos.edu.ua

ORCID: 0000-0001-9667-1703

Olena V. Nikitina

convertor@mksat.net

ORCID: 0000-0003-3031-0969

Г. В. Павлов,

д-р техн. наук, проф.;

А. В. Обрубов,

канд. техн. наук, доц.;

Е. В. Никитина,

канд. техн. наук, доц.

National University of Shipbuilding, Mykolayiv

Національний університет кораблебудування, г. Николаев

Abstract. The provision with the acceptable accuracy of the experimental data demands considerable time expenses for the development of the static characteristics. The accurate analytical methods of the static characteristics calculation are usually connected to the concrete schemes with certain regulation methods. In case of the alteration of the regulation method or considered converter scheme the new calculation mathematical model is required, which leads to the increase of time expenses for the investigation as well. That is why, it is reasonable to apply the generalized analytical calculation with the ability to receive quickly the proper characteristics for most of the converter schemes without the significant reconstruction of formula and equation systems.

Keywords: switching algorithm, resonant converter, resonant circuit, static characteristics, stationary mode.

Аннотация. Представлен метод расчета стационарного тока контура и статических характеристик резонансного преобразователя, позволяющий получить ряд характеристик для различных алгоритмов коммутации вентилей и способов регулирования мощности без существенной перестройки расчетных формул.

Ключевые слова: алгоритм коммутации, резонансный преобразователь, резонансный контур, статические характеристики, стационарный режим.

Анотація. Наведено метод розрахунку стаціонарного струму та статичних характеристик резонансного перетворювача, який дозволяє отримати ряд характеристик для різних алгоритмів комутації вентилів та способів регулювання потужності без суттєвої перебудови розрахункових формул.

Ключові слова: алгоритм комутації, резонансний перетворювач, резонансний контур, статичні характеристики, стаціонарний режим.

REFERENCES

- [1] Dmitriev B.F. Analiz staticheskikh kharakteristik stupenchatogo preobrazovatelya napryazheniya [Analysis of static characteristics of the multi-stage voltage converter]. *Elektrotehnika- Electrical Technology*, 2000, no. 12, pp. 26–30.
- [2] Dmitriev B.F., Khramshin P. P. *Primenenie poluprovodnikovyykh priborov v preobrazovatelnoy tekhnike* [Appliance of the solid-state devices in the converter equipment]. Cheboksary, 1985, pp. 8–12.
- [3] Dmitrikov V.F., Sergeev V.V., Samylin I.N. *Povyshenie effektivnosti preobrazovatelnykh i radiotekhnicheskikh ustroystv* [Efficiency increase of converter and wireless devices]. Available at: <http://dvo.sut.ru>.
- [4] Rozanov Yu.K., Ryabchitskiy M.V., Kvasnyuk A.A. *Silovaya elektronika* [Power Electronics: textbook for Higher Education Establishments]. Moscow, Izdatelskiy dom MEI Publ., 2007, 632 p.
- [5] Pavlov G.V., Obrubov A.V., Nikitina Ye.V., Shcherbinin T.V. *Sravnenie kharakteristik rezonansnykh preobrazovateley pri razlichnykh sposobakh regulirovaniya s ispolzovaniem imitatsionnykh modeley*

- [Comparison of characteristics of resonant converters under various regulation methods using the simulating models]. *Tekhnichna elektrodynamika. Tem. vyp. «Sylova elektronika i enerhoefektyvnist» – Technical Electrodynamics. Topic of the issue: «Power Electronics and Energy Efficiency»*, Kyiv, IED NANU Publ., 2010, part 1, pp. 97–102.
- [6] Eranosyan S., Lantsov V. Kvazirezonsansnye istochniki vtorichnogo elektropitaniya: problemy, novyy vzglyad [Quasiresonant sources of the secondary electric supply: problems, a fresh approach]. *Silovaya elektronika. Tematicheskoe prilozhenie k zhurnalu «Komponenty i tekhnologii» – Power electronics. Issue-related supplement to the «Components and Technologies» journal*, St. Petersburg, Faynstrit Publ., 2007, no. 3. pp. 78–84.
- [7] Power Electronics Handbook. Devices, Circuits, and Applications. Elsevier Inc. 2007.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

Обеспечение приемлемой точности экспериментальных данных для построения статических характеристик требует значительных временных затрат. Точные аналитические способы расчета статических характеристик обычно привязаны к конкретным схемам с определенными способами регулирования. При изменении способа регулирования или рассматриваемой схемы преобразователя требуется новая расчетная математическая модель, что тоже ведет к увеличению временных затрат на исследование. Поэтому целесообразно применение обобщенного аналитического расчета с возможностью быстрого получения требуемых характеристик для множества схем преобразователей без существенной перестройки формул и систем уравнений.

АНАЛИЗ ПОСЛЕДНИХ ИССЛЕДОВАНИЙ И ПУБЛИКАЦИЙ

К рассматриваемым в данной работе статическим характеристикам резонансного преобразователя относятся внешние входные и выходные характеристики, регулировочные характеристики и характеристики КПД. С их помощью можно определить рабочие области преобразователя в координатах ток–напряжение со стороны входа и выхода, номинальные режимы работы, пределы регулирования, оптимальные способы регулирования [1–7]. Большинство публикаций, посвященных разработке либо исследованиям преобразователей, содержит сведения об их статических характеристиках и способах расчета. Однако в публикациях отсутствуют широко известные методы сравнительного анализа статических характеристик ряда схем какого-либо класса преобразователей.

ЦЕЛЬ СТАТЬИ – разработать метод комбинирования составляющих тока контура для расчета стационарных процессов и статических характеристик последовательного резонансного преобразователя и продемонстрировать его эффективность на примере; исследовать статические характеристики резонансного преобразователя с двумя эквивалентными источниками напряжений, дозированной передачей энергии между ними и частотным способом регулирования мощности

для определения рабочих областей и режимов работы.

ИЗЛОЖЕНИЕ ОСНОВНОГО МАТЕРИАЛА

Рассмотрим метод комбинирования составляющих тока контура на примере анализа статических характеристик резонансного преобразователя на рис. 1 с двумя эквивалентными источниками напряжений, замещающими источник электроэнергии с напряжением U_s и нагрузку-потребитель с напряжением U_q . Для демонстрации метода используем простой алгоритм коммутации ключей, при котором эквивалентные источники подключаются к контуру поочередно с различными полярностями. Этот алгоритм исключает одновременные отбор энергии от источника и ее передачу потребителю и за счет наличия резонансной цепи делает передачу энергии дозированной. Поэтому можно ожидать, что внешние выходные характеристики данного преобразователя, как и других преобразователей с дозированной передачей энергии [1, 4, 7], будут мягкими.

При расчете статических характеристик предполагается, что напряжения эквивалентных источников постоянны в течение периода преобразования и преобразователь работает в статическом режиме с неизменной регулирующей величиной и возмущающими воздействиями. Преобразователь также может работать и в динамических режимах, с формированием медленно меняющихся и переменных напряжения и тока потребителя энергии с помощью модуляции высокочастотных колебаний.

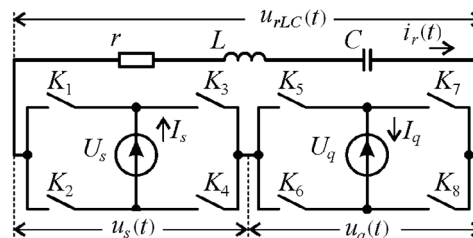


Рис. 1. Схема последовательного резонансного преобразователя

Для реализации возможных режимов работы силовые ключи K_1 – K_8 должны быть двунаправленными и полностью управляемыми. Тогда преобразователь на рис. 1 сможет преобразовывать постоянное напряжение в постоянное с возможностью реверса

выходной полярности, низкочастотные переменное в постоянное, постоянное в переменное и переменное в переменное. При работе с переменными напряжениями частота преобразования должна быть настолько высокой, чтобы изменения напряжений эквивалентных источников в течение периода преобразования были малыми и эти напряжения можно было считать постоянными.

При простом чередовании подключения к контуру двух эквивалентных источников напряжения существуют две различные последовательности комбинаций источников (ПКИ), записываемые так:

Таблица 1. Синфазная последовательность комбинаций источников

Номер комбинации	Подключенные источники напряжений		Напряжение на резонансной цепи u_{rLC}	Включенные ключи
	U_s	U_q		
0	0	0	0	K_1, K_3, K_5, K_7
1	1	0	U_s	K_1, K_4, K_5, K_7
2	0	1	U_q	K_1, K_3, K_5, K_8
3	-1	0	$-U_s$	K_2, K_3, K_6, K_8
4	0	-1	$-U_q$	K_2, K_4, K_6, K_7

Таблица 2. Противофазная последовательность комбинаций источников

Номер комбинации	Подключенные источники напряжений		Напряжение на резонансной цепи u_{rLC}	Включенные ключи
	U_s	U_q		
0	0	0	0	K_1, K_3, K_5, K_7
1	1	0	U_s	K_1, K_4, K_5, K_7
2	0	-1	$-U_q$	K_2, K_4, K_6, K_7
3	-1	0	$-U_s$	K_2, K_3, K_6, K_8
4	0	1	U_q	K_1, K_3, K_5, K_8

На рис. 2 показаны коммутационные функции $\psi_s(t)$, $\psi_q(t)$ эквивалентных источников напряжений и представление этих функций в виде ступенчатых составляющих $\text{stp}(\varepsilon) = \text{sign}(\varepsilon + 1)/2$, где $\varepsilon = t_c/T = 0 \dots 1$ – относительная часть периода преобразования; t_c –

синфазная ПКИ-1 ($U, q; -U, -q$) и противофазная ПКИ-2 ($U, -q; -U, q$). Здесь обозначены относительные напряжения: $U = U_{sa}/U_s$ – отношение текущего среднего за период преобразования напряжения источника энергии к его низкочастотному действующему либо среднему значению; $q = U_{qa}/U_{sa}$ – отношение текущих средних значений за период преобразования напряжения нагрузки и напряжения источника энергии.

В табл. 1 и 2 записаны комбинации эквивалентных источников напряжений, значения напряжения на резонансной цепи $u_{rLC}(t) = u_s(t) + u_q(t)$ и алгоритмы включения ключей для обеих ПКИ.

внутреннее время периода преобразования $T = 2\pi/\omega_g$; ω_g – частота преобразования.

Идея предложенного метода комбинирования составляющих тока контура состоит в определении зависимостей токов эквивалентных источников

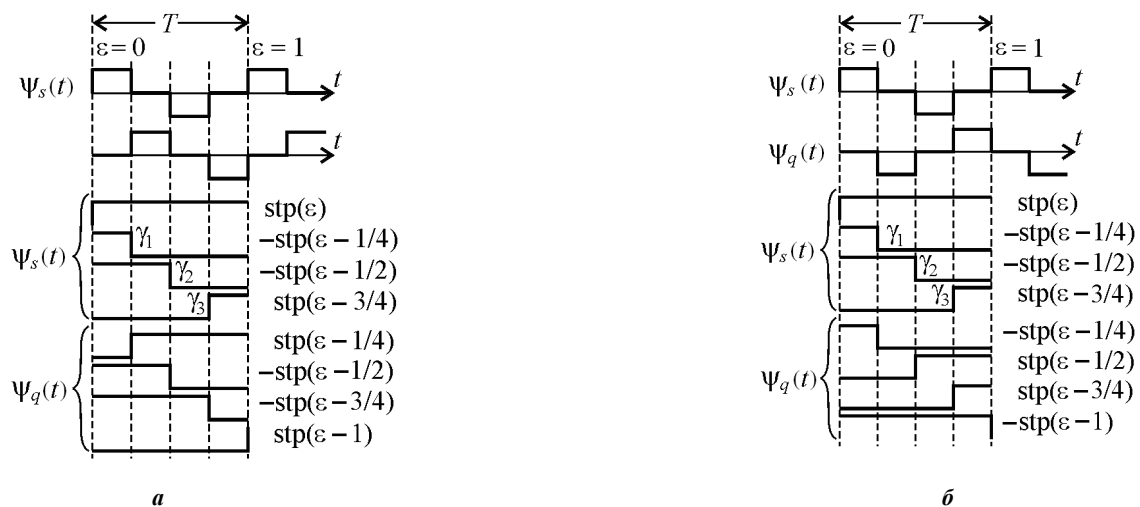


Рис. 2. Коммутационные функции и их ступенчатые составляющие: *а* – для ПКИ-1; *б* – для ПКИ-2

от регулирующих и возмущающих величин с помощью определения элементарных составляющих тока силовой цепи. Каждая n -я элементарная составляющая тока вызвана ступенчатой составляющей напряжения вида $u_n(t) = U_n \sum_k \text{stp}(t - kT)$ при $k \rightarrow \infty$, приложенной к резонансной цепи преобразователя. Сумма ступенчатых составляющих напряжения равна напряжению на резонансной цепи преобразователя $u_{rLC}(t) = \sum u_n(t)$. Поскольку ступенчатые функции напряжений подобны друг другу и отличаются только величинами ступеней и фазами, то и вызванные ими функции элементарных токов также будут подобны и будут иметь одинаковые выражения с различными коэффициентами. Достаточно найти одно общее выражение всех эле-

ментарных составляющих стационарного тока. Для этого определим переходную функцию тока резонансной цепи по схеме на рис. 1 в виде изображения $h_i(s) = (\rho/s)Y_{rLC}(s)$, где $\rho = \sqrt{L/C}$ – волновое сопротивление контура; s – оператор Лапласа; $Y_{rLC}(s) = sC/(s^2LC + srC + 1)$ – операторная проводимость резонансной цепи; r – сопротивление потерь, и в виде оригинала $h_i(t) = e^{-\lambda t}(\omega_0/\omega_1)\sin(\omega_1 t)$, представляющего собой затухающие колебания тока контура, вызванные одной ступенью напряжения. Здесь $\lambda = r/2L$ – фактор затухания; $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$ – частота резонанса; $\omega_1 = \omega_0\sqrt{1-4Q^2}$ – частота свободных колебаний; $Q = (1/r)\sqrt{L/C}$ – добротность контура.

Из оригинала получим дискретное изображение переходной функции тока $h_i(t) \Rightarrow h_i(kT + \varepsilon T) \Rightarrow h_i(z, \varepsilon)$ со смещением $\varepsilon = 0 \dots 1$:

$$h_i(z, \varepsilon) = \frac{e^{-\lambda \varepsilon T}}{\omega_1 L} \cdot \frac{ze^{-\lambda T} [\cos(\omega_1 \varepsilon T) \cdot \sin(\omega_1 T) - \sin(\omega_1 \varepsilon T) \cdot \cos(\omega_1 T)] + z^2 \sin(\omega_1 \varepsilon T)}{z^2 - 2ze^{-\lambda T} \cos(\omega_1 T) + e^{-2\lambda T}}. \quad (1)$$

Исходя из формулы (1), изображение элементарной составляющей тока имеет вид

$$i(z, \varepsilon) = u_{sp}(z)h_i(z, \varepsilon), \quad (2)$$

где $u_{sp}(z) = z/(z-1)$ – изображение последовательности импульсов, соответствующих здесь последовательности ступеней напряжения вида

$$\text{lad}(t) = \sum_k \text{stp}(t - kT), \quad (3)$$

вызывающей ряд переходных функций тока $i(t) = \sum_k h_i(t - kT)$.

В формуле (2) изображения $h_i(z, \varepsilon)$ исполняют роль весовых функций. Стационарная составляющая $i_\omega(\varepsilon)$ представляет собой ток, также вызванный

ступенчато нарастающим напряжением (3) с дискретным изображением $\text{lad}(z) = z^2/(z-1)^2$. Изображение тока будет равно произведению изображений напряжения $\text{lad}(z)$ и весовой функции контура $v_i(z)$: $i_{sp}(z) = [z^2/(z-1)^2] v_i(z)$. Поскольку по определению

$$h_i(kT) = \sum_{n=0}^k v_i(nT) \text{ или } h_i(z) = [z/(z-1)] v_i(z),$$

приходим к выражению (2) $i(z, \varepsilon) = [z/(z-1)] h_i(z, \varepsilon)$, позволяющему найти общее выражение элементарной составляющей стационарного тока $i_\omega(\varepsilon)$ данного преобразователя с помощью теоремы о конечном значении $i_\omega(\varepsilon) = \lim_{k \rightarrow \infty} i(kT + \varepsilon T) \Rightarrow \lim_{z \rightarrow 1} ((z-1)/z) i(z, \varepsilon) = \lim_{z \rightarrow 1} h_i(z, \varepsilon)$:

$$i_\omega(\varepsilon) = \frac{e^{-\lambda \varepsilon T}}{\omega_1 L} \cdot \frac{e^{-\lambda T} [\cos(\omega_1 \varepsilon T) \cdot \sin(\omega_1 T) - \sin(\omega_1 \varepsilon T) \cdot \cos(\omega_1 T)] + \sin(\omega_1 \varepsilon T)}{1 - 2e^{-\lambda T} \cos(\omega_1 T) + e^{-2\lambda T}}. \quad (4)$$

Затем с использованием (4) записываются циклические составляющие для каждой n -ой ступени на рис. 2 с учетом ее сдвига γ_m относительно границ периода преобразования:

$$i_{\omega n}(\varepsilon) = (\text{stp}(\varepsilon) - \text{stp}(\varepsilon - \gamma_m)) i_\omega(\varepsilon + 1 - \gamma_m) + (\text{stp}(\varepsilon - \gamma_m) - \text{stp}(\varepsilon - 1)) i_\omega(\varepsilon - \gamma_m).$$

Общий стационарный ток силовой цепи преобразователя будет равен сумме циклических составляющих, помноженных на величины соответствующих напряжений эквивалентных источников, и рассчитывается численными методами на компьютере:

$$i_r(\varepsilon) = U_1 i_{\omega 1}(\varepsilon) + U_2 i_{\omega 2}(\varepsilon) + \dots + U_N i_{\omega N}(\varepsilon). \quad (5)$$

Низкочастотные действующие либо средние значения токов эквивалентных источников напряжений схемы на рис. 1 могут быть найдены интегри-

рованием общего стационарного тока на промежутках проводимости этих источников. Зависимости полученных токов эквивалентных источников от интересующих параметров позволяют построить требуемые статические характеристики. Следует отметить, что данный метод пригоден только для линейных на межкоммутационных промежутках схем. Следовательно, полученные характеристики будут несколько идеализированы, но их ценность заключается в выяснении предельных возможностей преобразователя, когда исключены нежелательные нелинейности элементов силовой схемы.

Ниже записан порядок определения зависимостей токов эквивалентных источников для построения статических характеристик.

1. На основе заданных ПКИ-1 ($U, q; -U, -q$) и ПКИ-2 ($U, -q; -U, q$) строятся коммутационные функции $\psi_s(t)$, $\psi_q(t)$ на рис. 2 и ступенчатые составляющие. Записываются их выражения:

для ПКИ-1

$$\begin{cases} \psi_s(\varepsilon) = \text{stp}(\varepsilon) - \text{stp}(\varepsilon - \gamma_1) - \text{stp}(\varepsilon - \gamma_2) + \text{stp}(\varepsilon - \gamma_3), \\ \psi_q(\varepsilon) = \text{stp}(\varepsilon - \gamma_1) - \text{stp}(\varepsilon - \gamma_2) - \text{stp}(\varepsilon - \gamma_3) + \text{stp}(\varepsilon - 1); \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} i_{\omega 1}(\varepsilon, \omega_g) = (\text{stp}(\varepsilon) - \text{stp}(\varepsilon - 1))i_{\omega}(\varepsilon, \omega_g), \\ i_{\omega 2}(\varepsilon, \omega_g) = -(\text{stp}(\varepsilon) - \text{stp}(\varepsilon - \gamma_1))i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_1, \omega_g) - (\text{stp}(\varepsilon - \gamma_1) - \text{stp}(\varepsilon - 1))i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_1, \omega_g), \\ i_{\omega 3}(\varepsilon, \omega_g) = -(\text{stp}(\varepsilon) - \text{stp}(\varepsilon - \gamma_2))i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_2, \omega_g) - (\text{stp}(\varepsilon - \gamma_2) - \text{stp}(\varepsilon - 1))i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_2, \omega_g), \\ i_{\omega 4}(\varepsilon, \omega_g) = (\text{stp}(\varepsilon) - \text{stp}(\varepsilon - \gamma_3))i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_3, \omega_g) + (\text{stp}(\varepsilon - \gamma_3) - \text{stp}(\varepsilon - 1))i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_3, \omega_g), \\ i_{\omega 5}(\varepsilon, \omega_g) = (\text{stp}(\varepsilon) - \text{stp}(\varepsilon - \gamma_1))i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_1, \omega_g) + (\text{stp}(\varepsilon - \gamma_1) - \text{stp}(\varepsilon - 1))i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_1, \omega_g), \\ i_{\omega 6}(\varepsilon, \omega_g) = -(\text{stp}(\varepsilon) - \text{stp}(\varepsilon - \gamma_2))i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_2, \omega_g) - (\text{stp}(\varepsilon - \gamma_2) - \text{stp}(\varepsilon - 1))i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_2, \omega_g), \\ i_{\omega 7}(\varepsilon, \omega_g) = -(\text{stp}(\varepsilon) - \text{stp}(\varepsilon - \gamma_3))i_{\omega}(\varepsilon + 1 - \gamma_3, \omega_g) - (\text{stp}(\varepsilon - \gamma_3) - \text{stp}(\varepsilon - 1))i_{\omega}(\varepsilon - \gamma_3, \omega_g), \\ i_{\omega 8}(\varepsilon, \omega_g) = (\text{stp}(\varepsilon) - \text{stp}(\varepsilon - 1))i_{\omega}(\varepsilon, \omega_g), \end{cases} \quad (8)$$

где функция (4) представлена в зависимости и от частоты преобразования ω_g , поскольку имеется зависимость $T(\omega_g) = 2\pi/(\omega_1 \omega_g)$.

3. Выражение стационарного тока согласно (5) примет вид

$$\begin{aligned} i_r(\varepsilon, \omega_g, q) = \\ = U(i_{\omega 1}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 2}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 3}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 4}(\varepsilon, \omega_g)) \pm \\ \pm q(i_{\omega 5}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 6}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 7}(\varepsilon, \omega_g) + i_{\omega 8}(\varepsilon, \omega_g)), \end{aligned} \quad (9)$$

для ПКИ-2

$$\begin{cases} \psi_s(\varepsilon) = \text{stp}(\varepsilon) - \text{stp}(\varepsilon - \gamma_1) - \text{stp}(\varepsilon - \gamma_2) + \text{stp}(\varepsilon - \gamma_3), \\ \psi_q(\varepsilon) = -\text{stp}(\varepsilon - \gamma_1) + \text{stp}(\varepsilon - \gamma_2) + \text{stp}(\varepsilon - \gamma_3) - \text{stp}(\varepsilon - 1), \end{cases} \quad (7)$$

где примем $\gamma_1 = 1/4$, $\gamma_2 = 1/2$, $\gamma_3 = 3/4$.

2. С использованием общего выражения (4) элементарной составляющей стационарного тока данного преобразователя записываются выражения циклических составляющих тока:

где знак «плюс» перед второй суммой ставится для ПКИ-1, а знак «минус» – для ПКИ-2.

Эпюры стационарного тока на рис. 3 рассчитаны по (3)–(9) численными методами для различных значений частоты преобразования $\omega_g^* = \omega_g/\omega_1$ и добротности контура $Q = 75$. Они достаточно точно совпадают с данными моделирования силовой части преобразователя и подтверждают правильность расчетов.

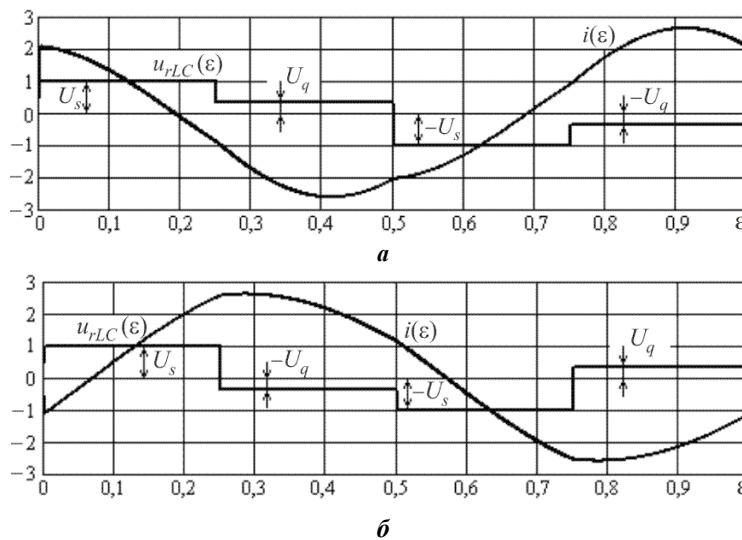


Рис. 3. Расчетные кривые стационарного тока контура преобразователя: **а** – для ПКИ-1 при $\omega_g^* = 0,83$; **б** – для ПКИ-2 при $\omega_g^* = 1,2$

4. Зависимости средних токов эквивалентных источников напряжения преобразователя определяются интегрированием (9) на промежутках прохождения тока контура через данные источники: $[0...1/4]$ и $[1/2...3/4]$ для источника электроэнергии; $[1/4...1/2]$ и $[3/4...1]$ для нагрузки в соответствии с коммутационными функциями (6) и (7).

Средний ток источника энергии

$$I_s(\omega_g, q) = \int_0^1 \psi_s(\varepsilon) i_r(\varepsilon, \omega_g, q) d\varepsilon. \quad (10)$$

Аналогично средний ток нагрузки

$$I_q(\omega_g, q) = \int_0^1 \psi_q(\varepsilon) i_r(\varepsilon, \omega_g, q) d\varepsilon. \quad (11)$$

По выражениям (10) и (11) для $L = 1$, $C = 1$, $Q = 75$ были рассчитаны внешние и регулировочные

характеристики преобразователя. Характеристики КПД рассчитывались из соотношения мощностей:

$$\eta(\omega_g, q) = qI_q(\omega_g, q) / (UI_s(\omega_g, q)). \quad (12)$$

На рис. 4 приведены зависимости относительного напряжения нагрузки q от средних токов источника питания I_s и нагрузки I_q для различных частот преобразования. Знаки этих токов соответствуют направлениям, обозначенным на рис. 1. Входные внешние характеристики рис. 4,а и рис. 5,а показывают зависимость между потребляемым от источника питания током и напряжением нагрузки. Здесь отрицательный ток I_s соответствует направлению в плюс источника питания, то есть рекуперации энергии; положительный – потреблению энергии от источника питания.

Выходные внешние характеристики рис. 4,б и рис. 5,б показывают зависимость между напряжением и средним током нагрузки. Здесь отрицательный ток соответствует реверсному направлению с отбором энергии из нагрузки в преобразователь, положительный – прямому направлению с передачей энергии в нагрузку.

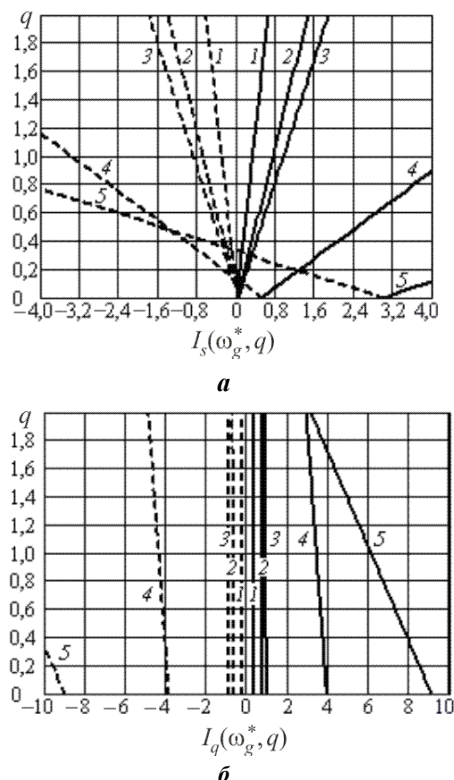


Рис. 4. Внешние характеристики преобразователя для низкочастотного диапазона частоты преобразования $\omega_g < \omega_1$: а – входные; б – выходные; пунктирные линии – для ПКИ-2, сплошные – для ПКИ-1. Кривые 1–5 соответствуют следующим значениям относительной частоты преобразования: $\omega_g^* = 0,50; 0,75; 0,80; 0,95; 2,00$

Внешние характеристики также показывают, что в низкочастотном диапазоне частоты преобразования при $\omega_g < \omega_1$ либо $\omega_g^* < 1$ при ПКИ-1 будет иметь

место прямая передача энергии от источника питания в нагрузку, а при ПКИ-2 – главным образом рекуперация. В высокочастотном диапазоне при $\omega_g > \omega_1$ либо $\omega_g^* > 1$ наоборот: при ПКИ-1 имеет место рекуперация, при ПКИ-2 – прямая передача энергии. Переход от ПКИ-1 к ПКИ-2 можно реализовать сменой фазы переключения моста K_5-K_8 на противоположную по отношению к переключениям моста K_1-K_4 , то есть подключать нагрузку в прежних отрезках периода преобразования с противоположной полярностью. Такая смена полярности позволяет реализовать реверс выходного напряжения преобразователя и формировать на выходе переменное напряжение.

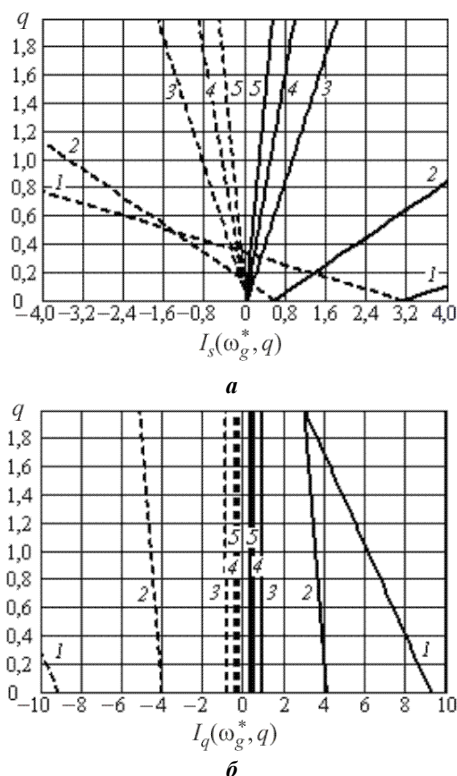


Рис. 5. Внешние характеристики преобразователя для высокочастотного диапазона частоты преобразования $\omega_g \geq \omega_1$: а – входные; б – выходные; пунктирные линии – для ПКИ-1, сплошные – для ПКИ-2. Кривые 1–5 соответствуют следующим значениям относительной частоты преобразования: $\omega_g^* = 1,02; 1,05; 1,25; 1,50; 2,00$

При частотном регулировании наблюдается увеличение угла наклона и расхождение характеристик от оси y с приближением частоты преобразования к резонансной частоте. При этом также наблюдается рост потребляемого тока в режиме короткого замыкания выхода (начальные точки линий 4, 5 на рис. 4,а и линий 1, 2 на рис. 5,а), обусловленный возрастанием потерь в активном сопротивлении контура.

В целом выходные внешние характеристики мягкие крутопадающие и показывают возможности понижения и повышения выходного напряжения по сравнению с напряжением питания.

Семейства регулировочных характеристик на рис. 6 иллюстрируют зависимости тока нагрузки от относительной частоты преобразования $\omega_g^* = \omega_g / \omega_1$ при различных относительных напряжениях нагрузки. В диапазонах частоты преобразования, где кривые заходят вниз в отрицательную область, имеет место рекуперация энергии. Положение кривых сверху от нулевой оси означает прямую передачу энергии. Из регулировочных характеристик видно, что рабочие диапазоны частот преобразования с прямой передачей энергии лежат в пределах $\omega_g^* = [0,35...1,0[$ для ПКИ-1 и $\omega_g^* =]1,0... \infty[$ для ПКИ-2.

При переходе частотой преобразования частоты резонанса и частот субгармонических

резонансов наблюдается опрокидывание регулировочных характеристик и, соответственно, реверс выходного тока. Поэтому нежелательно, чтобы при частотном авторегулировании частота преобразования пересекала участки опрокидывания, ширина которых зависит от добротности: чем выше добротность контура, тем уже участки опрокидывания, где линия регулировочной характеристики меняет наклон и стремится в область противоположной полярности тока. Поэтому диапазоны регулирования должны располагаться на монотонных участках регулировочных характеристик, слева либо справа прилегающих к резонансной частоте.

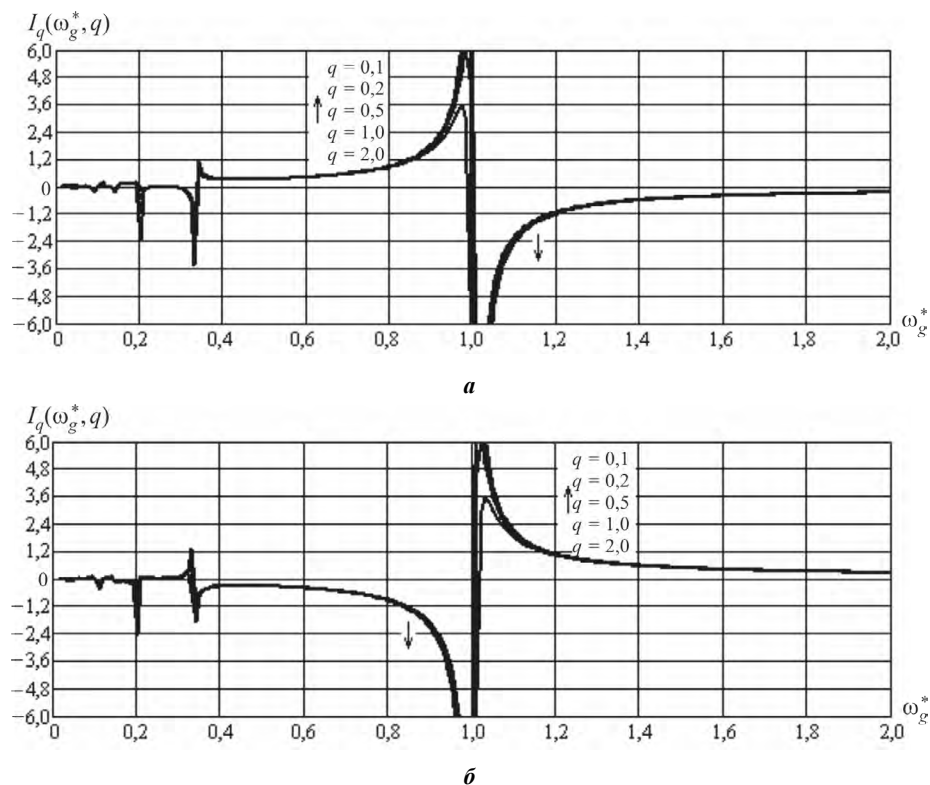


Рис. 6. Регулировочные характеристики для ПКИ-1 (а) и ПКИ-2 (б)

Семейства характеристик КПД на рис. 7 рассчитаны по (12) и иллюстрируют зависимости **контурного КПД** от частоты преобразования при различных относительных напряжениях нагрузки. Контурный КПД учитывает потери только в активных сопротивлениях силового контура преобразователя.

Отрицательное либо большее единицы рассчитанное значение КПД означает реверсный режим работы либо рекуперацию энергии. Расположение характеристик в пределах $\eta = 0...1$ соответствует режиму прямой передачи энергии. Это имеет место в диапазонах частот $\omega_g^* = [0,35...1,0[$ для ПКИ-1 и $\omega_g^* =]1,0... \infty[$ для ПКИ-2. Наблюдается снижение КПД с приближением частоты преобразования

к резонансной частоте. Однако, как видно из регулировочных характеристик, приближение к резонансной частоте позволяет резко увеличить ток нагрузки. Поэтому следует рекомендовать работу преобразователя с частотами преобразования, близкими к резонансной частоте, только кратковременно в динамических режимах, а длительную работу в статических режимах с частотой преобразования, несколько отдаленной от резонансной частоты, настолько, чтобы КПД сохранял приемлемые значения.

Далее на рис. 8–10 представлены семейства характеристик для высокочастотного диапазона регулирования и для ПКИ-2 при различных значениях добротности контура.

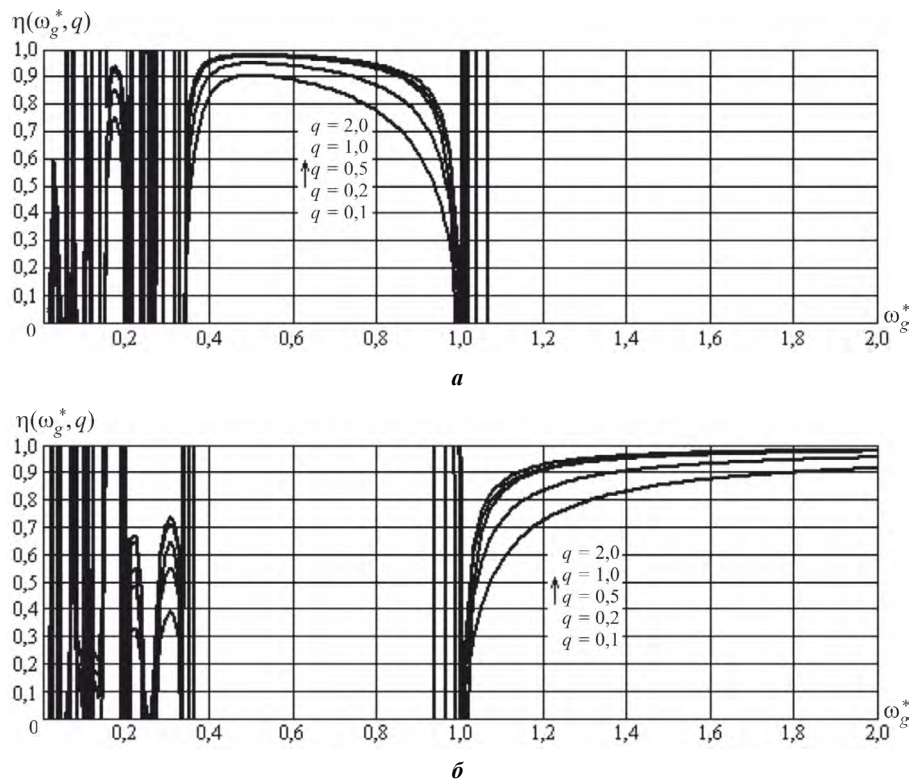


Рис. 7. Характеристики КПД для ПКИ-1 (а) и ПКИ-2 (б)

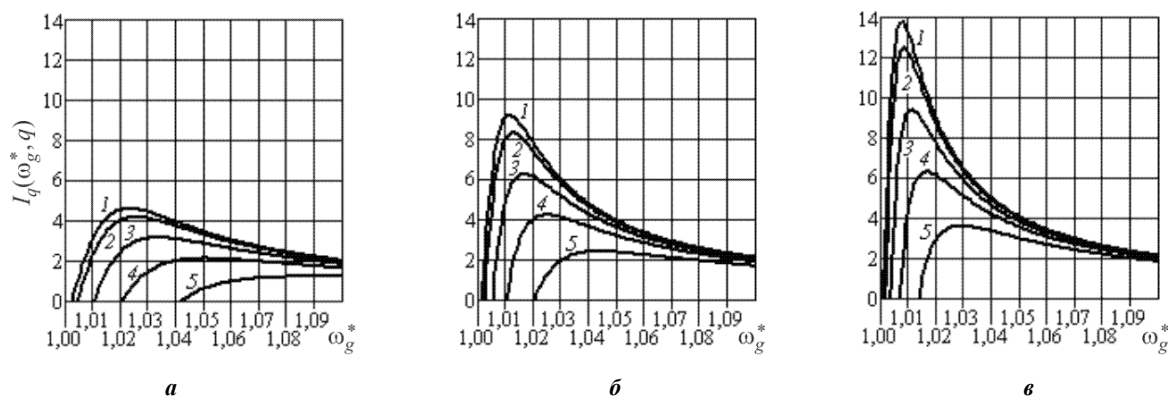


Рис. 8. Регулировочные характеристики: а – $Q = 25$; б – $Q = 50$; в – $Q = 75$. Кривые 1–5 соответствуют следующим значениям относительного напряжения нагрузки: $q = 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 2,0$

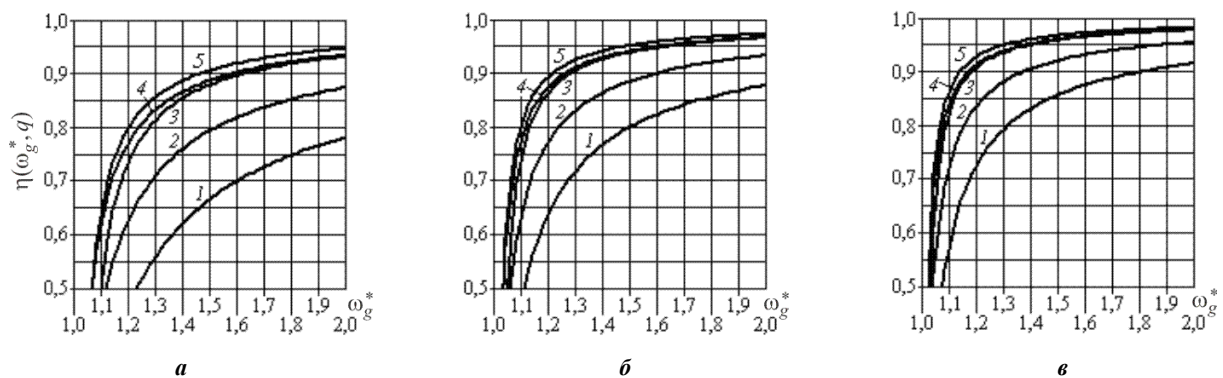


Рис. 9. Характеристики КПД: а – $Q = 25$; б – $Q = 50$; в – $Q = 75$. Кривые 1–5 соответствуют следующим значениям относительного напряжения нагрузки: $q = 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 2,0$

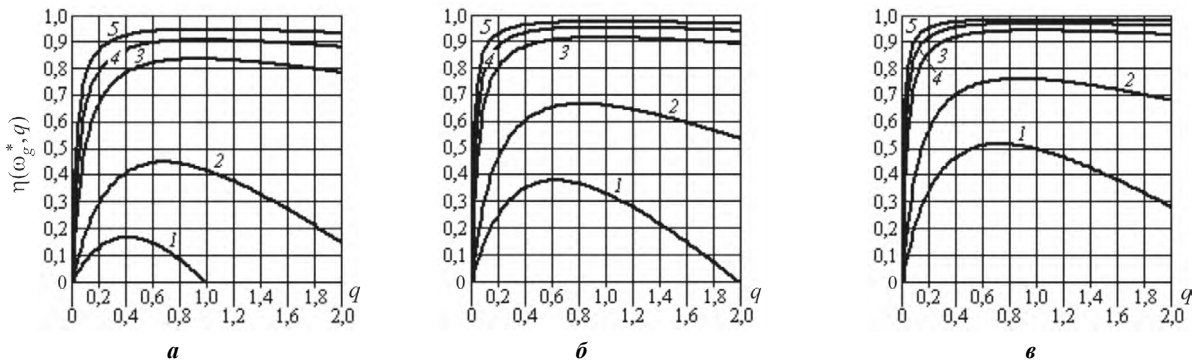


Рис. 10. Характеристики КПД: *а* – $Q = 25$; *б* – $Q = 50$; *в* – $Q = 75$. Кривые 1–5 соответствуют следующим значениям относительной частоты преобразования: $\omega_g^* = 1,02; 1,05; 1,25; 1,50; 2,00$

Работа на частоте выше резонансной более предпочтительна для преобразователя с транзисторными мостами. Фазовое опережение резонансного тока предоставляет возможность производить выключение транзистора при обратном по отношению к его номинальному направлению проводимости токе. При этом напряжение на нем будет близко к нулю за счет его шунтирования параллельно включенным открытым вентилем обратного тока.

Как видно из представленных характеристик, повышение добротности контура приводит к возрастанию их максимальных значений, причем более всего это проявляется на регулировочных характеристиках. Практически соизмеримо по пропорциям с возрастанием добротности.

Характеристики КПД на рис. 9 позволяют определить частотный диапазон регулирования при сохранении значений КПД выше определенного допустимого значения. Например, КПД более 0,95 при $Q = 75$ и $q = 1 \dots 2$ обеспечивается в диапазоне частот преобразования $\omega_g^* = 1,4 \dots \infty$. Характеристики на рис. 10 показывают наличие максимумов КПД для различных значений относительного напряжения нагрузки в зависимости от частоты преобразования. На основе этих данных можно сформировать закон регулирования, в котором значения частоты преобразования будут связаны с напряжением нагрузки для обеспечения максимального КПД в статических режимах работы преобразователя.

ВЫВОДЫ

1. Предложенный метод комбинирования составляющих тока контура позволяет рассчитывать

стационарные процессы линеаризованных силовых схем резонансных преобразователей с известной операторной проводимостью на межкоммутационных промежутках. Порядок расчета одноконтурных схем простой. Весь объем вычислений выполняется на компьютере. Для схем преобразователей с изменяемым контуром либо с несколькими контурами метод усложняется за счет переноса начальных условий из одной межкоммутационной схемы в следующую и приведения всей структуры взаимодействующих цепей к балансу, когда начальные условия будут неизменны при переходе к последующему циклу преобразования. Применение метода для многоконтурных схем планируется в дальнейшей работе.

2. Рассчитанные статические характеристики преобразователя сходятся с данными имитационного моделирования силовой схемы на компьютере и подтверждают правильность расчетов. Преобразователь с рассмотренными алгоритмами коммутации в табл. 1 и 2 имеет мягкие выходные внешние характеристики. Работает с понижением и повышением напряжения нагрузки относительно напряжения питания. При двунаправленных полностью управляемых силовых ключах преобразователь может формировать в нагрузке постоянное и низкочастотное переменное напряжение. Этот преобразователь целесообразно применять в зарядных устройствах либо для построения генераторов низкочастотных колебаний с реактивной нагрузкой.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Дмитриев, Б. Ф. Анализ статических характеристик ступенчатого преобразователя напряжения [Текст] / Б. Ф. Дмитриев // Электротехника. – 2000. – № 12. – С. 26–30.
- [2] Дмитриев, Б. Ф. Сравнительный анализ статических характеристик инверсных преобразователей с ШИП [Текст] / Б. Ф. Дмитриев, Р. Р. Храмшин // Применение полупроводниковых приборов в преобразовательной технике. – Чебоксары, 1985. – С. 8–12.
- [3] Дмитриков, В. Ф. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств [Электронный ресурс] / В. Ф. Дмитриков, В. В. Сергеев, И. Н. Самылин. – Режим доступа: <http://dvo.sut.ru>.

- [4] **Розанов, Ю. К.** Силовая электроника [Текст] : учебник для вузов / Ю. К. Розанов, М. В. Рябчицкий, А. А. Кваснюк. – М. : Изд. дом МЭИ, 2007. – 632 с.
- [5] Сравнение характеристик резонансных преобразователей при различных способах регулирования с использованием имитационных моделей [Текст] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, Е. В. Никитина, Т. В. Щербинин // Технічна електродинаміка. Тем. вип. «Силова електроніка і енергоефективність». – К. : ІЕД НАНУ, 2010. – Ч. 1. – С. 97–102.
- [6] **Эраносян, С.** Квазирезонансные источники вторичного электропитания: проблемы, новый взгляд [Текст] / С. Эраносян, В. Ланцов // Силовая электроника : тем. прил. к журналу «Компоненты и технологии». – СПб. : Файнстрит, 2007. – № 3. – С. 78–84.
- [7] Power Electronics Handbook. Devices, Circuits, and Applications [Text] / Ed. by Muhammad H. Rashid. – Elsevier Inc., 2007.

© Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, О. В. Нікітіна

Надійшла до редколегії 25.03.2014

Статтю рекомендує до друку член редколегії ЗНП НУК
д-р техн. наук, проф. *А. А. Ставинський*