

УДК 628.931

DOI: 10.24160/1993-6982-2018-5-42-47

Нелинейные свойства полупроводниковых преобразователей напряжения для светодиодных источников света

А.Ю. Олисовец, В.И. Туев, С.П. Шкарупо

Рассмотрены основные преимущества светодиодных ламп над традиционными источниками света. Одним из основных функциональных элементов светодиодных ламп является преобразователь переменного входного напряжения в постоянный выходной ток с корректором коэффициента мощности (ККМ). Проанализированы основные достоинства и недостатки активных и пассивных ККМ применительно к их использованию в составе светодиодных ламп. Процессы, протекающие в преобразователе с пассивным ККМ, представлены повторяющимися группами из четырех временных интервалов с привязкой границ интервалов к мгновенным значениям выходного напряжения. Даны эквивалентные схемы замещения, поясняющие процессы на разных временных интервалах. Для определения формы тока, потребляемого от источника входного напряжения с нулевым внутренним сопротивлением, использованы операторный метод анализа установившихся значений и классический метод анализа переходных процессов. Вольт-амперные характеристики диодов аппроксимированы кусочно-линейной функцией. Математическое моделирование процессов проводилось в системе автоматизированного проектирования MathCAD. Гармонический состав потребляемого тока определен разложением рассчитанной по приведенным соотношениям функции, описывающей форму потребляемого тока, в ряд Фурье. Для экспериментальной проверки полученных результатов разработан и изготовлен макет преобразователя с пассивным ККМ. Приведено сравнение результатов расчета с данными эксперимента. Представленная аналитическая модель преобразователя напряжения с пассивным ККМ позволяет проводить анализ электромагнитной совместимости устройств питания светодиодных ламп в части эмиссии гармоник.

Ключевые слова: светоизлучающий диод, эмиссия гармоник, коэффициент мощности, форма тока, напряжение.

Для цитирования: Олисовец А.Ю., Туев В.И., Шкарупо С.П. Нелинейные свойства полупроводниковых преобразователей напряжения для светодиодных источников света // Вестник МЭИ. 2018. № 5. С. 42—47. DOI: 10.24160/1993-6982-2018-5-42-47.

The Nonlinear Properties of Semiconductor Voltage Converters for LED Light Sources

A.Yu. Olisovets, V.I. Tuev, S.P. Shkarupo

The main advantages of LED lamps over conventional light sources are considered. A converter of the input AC voltage into an output DC current with a power factor corrector (PFC) is one of a LED lamp's main functional elements. The main advantages and disadvantages of active and passive PFCs as applied to their use in the composition of LED lamps are considered. The processes occurring in the converter with a passive PFC are represented by repeating groups of four time intervals with linking their boundaries to the instantaneous output voltage values. Equivalent circuit diagrams explaining the processes in different time intervals are given. The waveform of current consumed from the input voltage source with zero inner impedance is determined using the operator method for analysis of steady-state values and the classical method for analysis of transients. The current-voltage characteristics of the diodes are approximated by a piecewise linear function. The processes were mathematically simulated in the MathCAD computer-aided design system. For determining the harmonic composition of the consumed current, the function describing its waveform (which was calculated using the expressions presented in the article) is expanded into a Fourier series. For experimentally verifying the obtained results, a prototype converter with a passive PFC has been designed and fabricated. A comparison between the calculation results with experimental data is given. By using the presented analytical model of a voltage converter with a passive PFC it is possible to analyze the electromagnetic compatibility of LED lamp power supplies in terms of emitting higher harmonic components.

Key words: light emitting diode, harmonic emission, power factor, current waveform, voltage.

For citation: Olisovets A.Yu., Tuev V.I., Shkarupo S.P. The Nonlinear Properties of Semiconductor Voltage Converters for LED Light Sources. MPEI Vestnik. 2018;5:42—47. (in Russian). DOI: 10.24160/1993-6982-2018-5-42-47.

Введение

Светодиодные лампы получили широкое распространение благодаря высокому значению световой отдачи, экологической безопасности и более длительному сроку службы. Они постепенно вытесняют с рынка искусственного освещения традиционные источники — лампы накаливания и люминесцентные источники света.

В конструкции светодиодной лампы предусмотрены выпрямитель и стабилизатор, обеспечивающий неизменное значение тока, протекающего через светодиоды, и на структурной схеме (рис. 1) они обозначены как «Нагрузка».

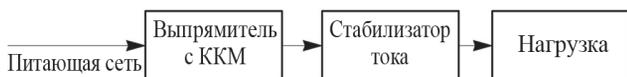


Рис. 1. Структурная электрическая схема источника питания светодиодной лампы

В преобразователях напряжения светодиодных источников света используются выпрямители с корректорами коэффициента мощности (ККМ).

Активные корректоры обеспечивают более высокое значение коэффициента мощности по сравнению с пассивными, однако обладают высоким уровнем электромагнитных помех в радиочастотном диапазоне и требуют применения специальных мер для выполнения требований по электромагнитной совместимости [1 — 3]. Пассивные корректоры избавлены от этого недостатка и применяются в устройствах питания светодиодных светотехнических устройств [4].

В [4-9] рассмотрен хорошо изученный полупроводниковый преобразователь напряжения с пассивным корректором коэффициента мощности, однако вопросы нелинейного анализа в части эмиссии гармоник решены не окончательно.

Математическое моделирование

Пассивные ККМ строятся в соответствии с типовой [8] схемой, приведенной на рис. 2.

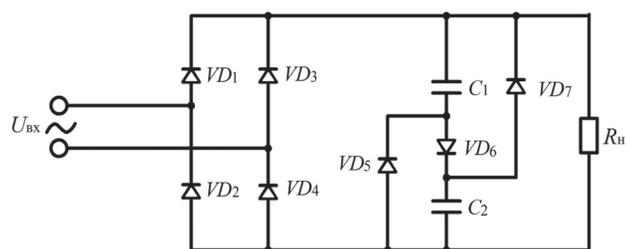


Рис. 2. Типовая схема выпрямителя с пассивным ККМ

Устройство содержит двухполупериодный выпрямитель на диодах $VD_1 — VD_4$, два сглаживающих конденсатора C_1, C_2 и диоды $VD_5 — VD_7$. Нагрузкой

являются два последовательно включенных светоизлучающих диода КИПД152А9 АДКБ.432220.418 ТУ общим напряжением 3,6 В при стабилизированном токе 0,01 А. Для последующего анализа использовано эквивалентное сопротивление нагрузки $R_н = 360$ Ом.

На диоды $VD_1 — VD_4$ подается переменное входное напряжение

$$U_{вх}(t) = U_m \sin(\omega t), \tag{1}$$

где U_m — амплитудное значение входного напряжения; $\omega = 2\pi f$ — круговая частота питающей сети.

Для расчета принято, что $U_m = 12$ В, значение частоты питающего напряжения $f = 50$ Гц, конденсаторы C_1, C_2 имеют одинаковые значения емкости, равные 47 мкФ.

При анализе формы тока и напряжения на элементах цепи применен метод кусочно-линейной аппроксимации вольт-амперных характеристик диодов $VD_1 — VD_7$ [10, рис. 21.36] с учетом следующих ограничений и допущений:

- значения сопротивлений диодов при протекании прямого тока одинаковы, $r = 10$ Ом;
- показатель сопротивления питающей сети (источник напряжения $U_{вх}$) равен нулю.

Процессы, протекающие в цепи (рис. 2) можно разделить на повторяющиеся группы из четырех временных интервалов. Привязка границ интервалов к форме напряжения на нагрузке в установившемся режиме функционирования выпрямителя с ККМ проиллюстрирована на рис. 3.

На первом интервале от t_1 до t_2 (см. рис. 3) диоды $VD_5 — VD_7$ закрыты. Начинается первый интервал с момента превышения мгновенного значения модуля входного переменного напряжения остаточного потенциала на конденсаторах C_1, C_2 , а заканчивается моментом превышения мгновенного значения модуля входного напряжения суммы остаточных напряжений на тех же конденсаторах. Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с пассивным ККМ для первого интервала, приведена на рис. 4.

Ток, потребляемый от электрической сети, на первом интервале $i_1(t)$ определяется током, протекающим через нагрузку $i_н$. Конденсаторы C_1, C_2 имеют остаточное напряжение, значения которого на первом интервале не меняется.

Ток, протекающий через нагрузку, находится операторным методом анализа и рассчитывается следующим образом:

$$i_н(t) = \frac{U_{m1}}{R_н} \sin(\omega t), \quad t = t_1, \dots, t_2; \tag{2}$$

$$U_{m1} = U_m K_1; \tag{3}$$

$$K_1 = R_н / (R_н + 2r). \tag{4}$$

На интервале от t_2 до t_3 диоды VD_5 и VD_7 закрыты, конденсаторы C_1, C_2 включены последовательно через

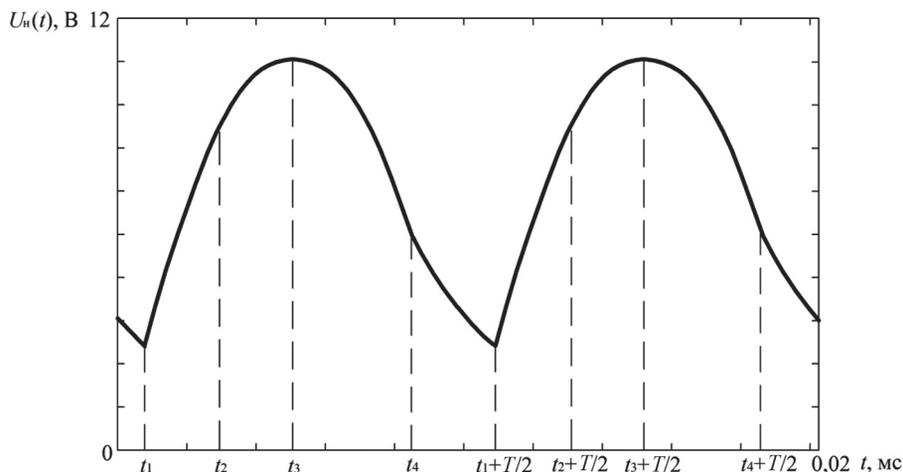


Рис. 3. Форма напряжения на нагрузке:

$t_1 — t_2, t_2 — t_3, t_3 — t_4, t_4 — t_1 + T/2$ — первый, второй, третий и четвертый интервалы; $T = 1/f$ — период переменного напряжения питающей электрической сети

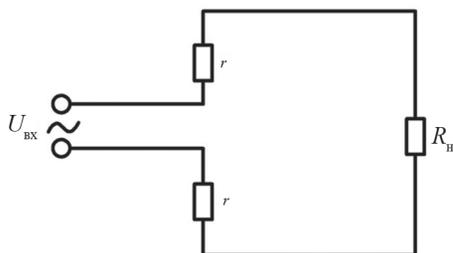


Рис. 4. Эквивалентная схема цепи для первого интервала от t_1 до t_2

прямосмещенный диод VD_6 и заряжаются каждый до половины мгновенного значения входного напряжения. Момент времени t_3 соответствует максимальному значению мгновенного напряжения на нагрузке [4]. Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с пассивным ККМ для второго интервала, показана на рис. 5. Эквивалентная емкость $C_{\text{посл}}$ последовательно включенных конденсаторов C_1, C_2 определяется соотношением:

$$C_{\text{посл}} = (C_1 C_2) / (C_1 + C_2). \tag{5}$$

Одновременно развиваются два процесса:

- ток питающей сети протекает через нагрузку, при этом форма протекающего тока повторяет форму напряжения;

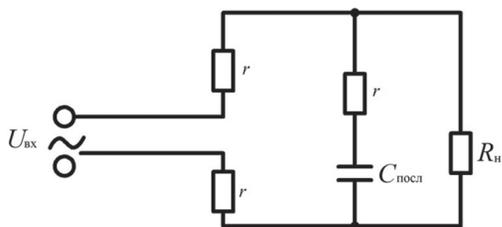


Рис. 5. Эквивалентная схема цепи для второго интервала от t_2 до t_3

- ток протекает через конденсатор $C_{\text{посл}}$, заряжая его.

Таким образом, модуль значения тока, потребляемого от электрической сети на втором интервале $|i_2(t)|$, равен сумме токов, протекающих через нагрузку i_n и эквивалентную емкость $C_{\text{посл}}$ последовательно включенных конденсаторов $i_{C_{\text{посл}}}$:

$$|i_2(t)| = i_n(t) + i_{C_{\text{посл}}}(t). \tag{6}$$

Мгновенное значение напряжения на нагрузке $U_n(t)$ определяется модулем мгновенного значения входного напряжения [3]:

$$U_n(t) = U_{m2} |\sin(\omega t + \varphi_1)|, \quad t = t_2, \dots, t_3. \tag{7}$$

Численные значения амплитуды U_{m2} , фазы φ_1 и тока, протекающего через нагрузку, находятся операторным методом анализа и рассчитываются как:

$$i_n(t) = \frac{U_{m2}}{R_n} |\sin(\omega t + \varphi_1)|, \quad t = t_2, \dots, t_3; \tag{8}$$

$$U_{m2} = U_m |W_2(p)|; \tag{9}$$

$$\varphi_1 = \text{Arg}(W_2(p)); \tag{10}$$

$$W_2(p) = Y / (Y + 2r); \tag{11}$$

$$Y = (R_n Z) / (R_n + Z); \tag{12}$$

$$Z = r + 1 / (p C_{\text{посл}}). \tag{13}$$

В момент времени, непосредственно предшествующий t_2 , конденсаторы C_1, C_2 имеют остаточный заряд, поэтому изменение напряжения на них на втором интервале определяется классическим методом анализа переходных процессов в виде суммы установившейся $U_{C_{\text{послУ}}}$ и свободной $U_{C_{\text{послСВ}}}$ составляющих [7]:

$$U_{C_{\text{посл}}}(t) = U_{C_{\text{посл}Y}}(t) + U_{C_{\text{посл}CB}}(t). \quad (14)$$

Установившееся напряжение на конденсаторе равно

$$U_{C_{\text{посл}Y}}(t) = U_{m2} \frac{1}{\sqrt{1+(\omega\tau_1)^2}} \left| \sin\left(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2}\right) \right|, \quad (15)$$

где $\varphi_2 = -\arctg(\omega\tau_1)$ — угол сдвига фаз между установившимся током в цепи и приложенным синусоидальным напряжением; $\tau_1 = rC_{\text{посл}}$ — постоянная времени.

Свободная составляющая напряжения на конденсаторе определяется по формуле

$$U_{C_{\text{посл}CB}}(t) = A_1 e^{-t/\tau_2}, \quad (16)$$

где A_1, τ_2 — постоянные интегрирования и времени,

$$\tau_2 = C_{\text{посл}} \left(r + \frac{2rR_H}{2r + R_H} \right).$$

Подставив (15), (16) в (14) получим формулу для расчета переходного напряжения на конденсаторе

$$U_{C_{\text{посл}}}(t) = \frac{U_{m2}}{\sqrt{1+(\omega\tau_1)^2}} \times \sin\left(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2}\right) + A_1 e^{-t/\tau_2}. \quad (17)$$

Полагая, что значение напряжения на конденсаторе перед началом переходного процесса равно напряжению в начале переходного процесса $U_{C_{\text{посл}}}(-t_2) = U_{C_{\text{посл}}}(t_2)$, значение постоянной интегрирования определим как:

$$A_1 = U_{C_{\text{посл}}}(t_2) - \frac{U_{m2}}{\sqrt{1+(\omega\tau_1)^2}} \sin\left(\omega t_2 + \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2}\right). \quad (18)$$

Временную зависимость напряжения на конденсаторе $C_{\text{посл}}$ на втором интервале можно записать в виде:

$$U_{C_{\text{посл}}}(t) = \frac{U_{m2}}{\sqrt{1+(\omega\tau_1)^2}} \sin\left(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2}\right) + \left(U_{C_{\text{посл}}}(t_2) - \frac{U_{m2}}{\sqrt{1+(\omega\tau_1)^2}} \sin\left(\omega t_2 + \varphi_1 + \varphi_2 - \frac{\pi}{2}\right) \right) \times e^{-t/\tau_2}, \quad t = t_2, \dots, t_3. \quad (19)$$

Временная зависимость тока через последовательно включенные конденсаторы C_1, C_2 определяется выражением

$$i_{C_{\text{посл}}}(t) = C_{\text{посл}} \frac{dU_{C_{\text{посл}}}(t)}{dt}, \quad t = t_2, \dots, t_3. \quad (20)$$

Выполнив вычисления по (7) — (20) и подставив $i_{C_{\text{посл}}}$ в (6), получим значение потребляемого тока на втором интервале.

На третьем интервале от t_3 до t_4 (см. рис. 3) диоды VD_5 — VD_7 закрыты. Момент времени t_4 определяется равенством мгновенного значения модуля входного напряжения и потенциалов конденсаторов C_1, C_2 , накопленных к моменту времени t_3 . В этот промежуток времени нагрузка находится под действием входного напряжения. Процессы, протекающие в исследуемом устройстве, аналогичны первому интервалу. Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с пассивным ККМ, аналогична приведенной на рис. 4, а потребляемое значение тока рассчитывается по (2) — (4) для $t = t_3, \dots, t_4$.

На четвертом интервале от t_4 до $t_1 + T/2$ диод VD_6 закрыт. Конденсаторы C_1, C_2 через прямосмещенные диоды VD_5 и VD_7 включены параллельно и разряжаются через нагрузку. Напряжение на нагрузке экспоненциально уменьшается относительно начального значения в момент времени t_4 :

$$U_H(t) = U_{C_{\text{пар}}}(t_4) e^{-t/\tau_3}, \quad t = t_4, \dots, t_1 + T/2; \quad (21)$$

$$\tau_3 = C_{\text{пар}} \left(\frac{r}{2} + R_H \right);$$

$$C_{\text{пар}} = C_1 + C_2.$$

Потребляемый от сети ток на данном интервале отсутствует.

Для построения временной зависимости напряжений и токов на четвертом интервале следует найти численное значение t_1 и t_4 . Численное значение t_4 определяется равенством мгновенного напряжения $U_2(t)$ и $U_{m2}/2$. Момент времени t_1 вычисляется при решении трансцендентного уравнения [7]:

$$U_{m2} \sin(\omega t_1) = U_{m2} \sin(\omega t_4) e^{-t/\tau_3}. \quad (22)$$

Зная численные значения моментов времени t_1 — t_4 , можно построить формы напряжения на нагрузке (см. рис. 3) и потребляемого тока (рис. 6).

Для анализа гармонического состава тока необходимо функцию, описывающую форму потребляемого тока, разложить в ряд Фурье:

$$I(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(k\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin(k\omega t), \quad (23)$$

где a_k, b_k — коэффициенты разложения в ряд Фурье [7].

Все расчеты по (1) — (23) выполнены в среде MathCAD.

Экспериментальная проверка предложенной математической модели

Для экспериментальной проверки полученных расчетных результатов разработан и изготовлен макет

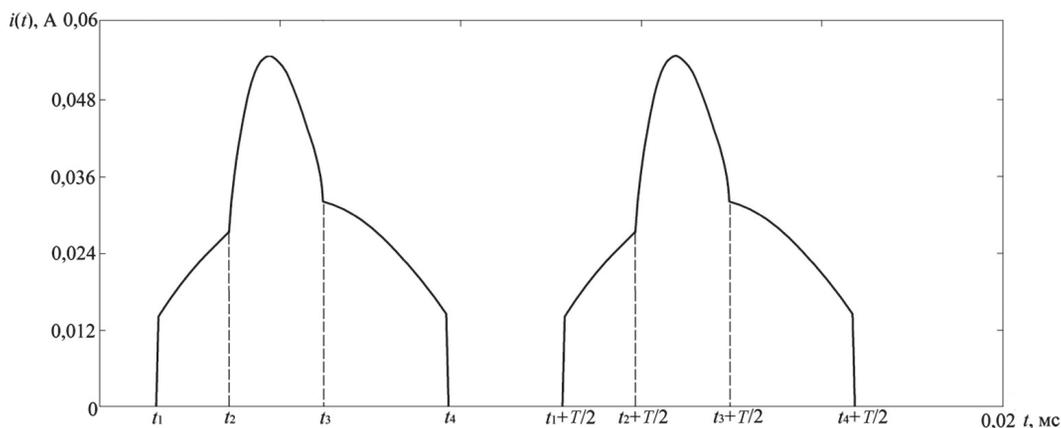


Рис. 6. Форма потребляемого тока

преобразователя с пассивным ККМ согласно электрической схеме, изображенной на рис. 2. Используются выпрямительные диоды VD_1 — VD_7 типа N4001 ввиду их популярности и доступности, конденсаторы C_1 , C_2 типа К50-15 47 мкФ 50 В.

Формы тока и напряжения измеряли с помощью осциллографа Teledyne Lecroy WaveAce 2032 с относительной погрешностью $\pm 4\%$. Результаты представлены на рис. 7, 8.

Гармонические составляющие потребляемого тока измеряли с помощью анализатора качества энергоснабжения MOTECH MT1010 с относительной по-

грешностью $\pm 2\%$. Расчетные и измеренные значения, нормированные к значению первой гармоники, даны в таблице.

Отличия расчетных значений гармонических составляющих тока от экспериментальных данных обусловлены ограничениями и допущениями проведенного анализа.

Таким образом, представлена аналитическая модель преобразователя напряжения с пассивным ККМ, позволяющая проводить анализ электромагнитной совместимости устройств питания светодиодных ламп в части эмиссии гармоник.

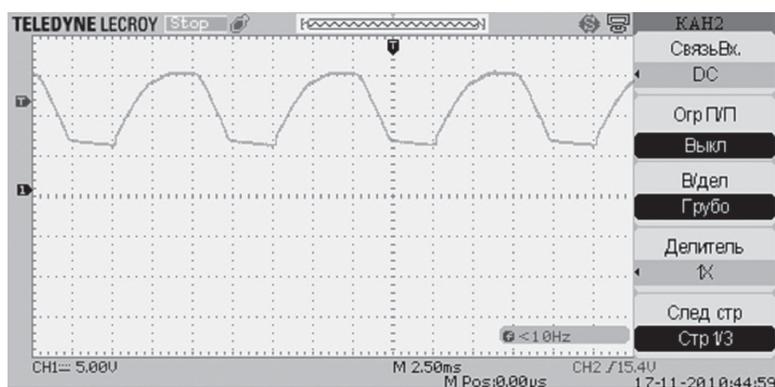


Рис. 7. Измеренная форма напряжения на нагрузке

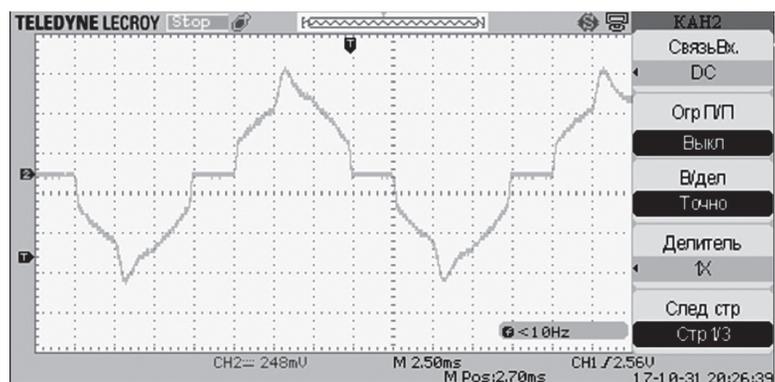


Рис. 8. Измеренная форма потребляемого тока

Расчетные и измеренные значения гармоник потребляемого тока преобразователя с пассивным ККМ

| Номер гармоники | Расчетное значение, о. е. | Измеренное значение, о. е. |
|-----------------|---------------------------|----------------------------|
| 3 | 0,211 | 0,195 |
| 5 | 0,127 | 0,102 |
| 7 | 0,113 | 0,094 |
| 9 | 0,062 | 0,048 |
| 11 | 0,039 | 0,022 |

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования (проект RFMEFI57717X0266).

Литература

1. Карзов Б.Н., Кастров М.Ю. Схемы коррекции коэффициента мощности с учетом фильтрации помех сетевого напряжения // Практическая силовая электроника. 2009. № 2. С. 2—7.

2. Чаплыгин Е.Е., Хоанг Ан Нгуен. Спектральное моделирование корректоров коэффициента мощности // Практическая силовая электроника. 2004. № 15. С. 23—28.

3. Чаплыгин Е.Е. Спектральные модели корректоров коэффициента мощности с ШИМ // Практическая силовая электроника. 2003. № 11. С. 26—31.

4. Махлин А. Особенности проектирования блока питания для светодиодных ламп // Полупроводниковая светотехника. 2011. № 1. С. 30—33.

5. Твердов И. Пассивные корректоры коэффициента мощности для однофазных и трехфазных модулей питания // Силовая электроника. 2009. № 4. С. 8—11.

6. Григорьев В., Дулякин Е. Коррекция коэффициента мощности во вторичных источниках электропитания // Электронные компоненты. 2000. № 2. С. 66—68.

7. Lam J.C.W., Pan Sh., Praveen K.J. A Single-switch Valley-fill Power-factor-corrected Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lightings with Improved Lamp Current Crest Factor // IEEE Trans. Industrial Electronics. 2014. V. 61(9). Pp. 4654—4664.

8. Alysson R., Dalla Costa M.A., Campos A., do Prado R.N. An Analysis about Valley Fill Filters Applied to Electronic Ballasts // Proc. 29th Conf. IEEE Industrial Electronics Soc. 2003. V. 3. Pp. 509—514.

9. Lam J.C.W., Praveen K.J. A Modified Valley Fill Electronic Ballast Having a Current Source Resonant Inverter with Improved Line-current Total Harmonic Distortion (THD), High Power Factor, and Low Lamp Crest Factor // IEEE Trans. Industrial Electronics. 2008. V. 55(3). Pp. 1147—1159.

10. Демирчян К.С., Нейман Л.Р. Теоретические основы электротехники. СПб.: Изд-во Питер, 2003. Т. 2.

References

1. Karzov B.N., Kastrov M.Yu. Skhemy Korrektsii Koeffitsienta Moshchnosti s Uchetom Fil'tratsii Pomekh Setevogo Napryazheniya. Prakticheskaya Silovaya Elektronika. 2009;2:2—7. (in Russian).

2. Chaplygin E.E., Khoang An Nguen. Spektral'noe Modelirovanie Korrektorov Koeffitsienta Moshchnosti. Prakticheskaya Silovaya Elektronika. 2004;15:23—28. (in Russian).

3. Chaplygin E.E. Spektral'nye Modeli Korrektorov Koeffitsienta Moshchnosti s SHIM. Prakticheskaya Silovaya Elektronika. 2003;11:26—31. (in Russian).

4. Makhlin A. Osobennosti Proektirovaniya Bloka Pitaniya dlya Svetodiodnykh Lamp. Poluprovodnikovaya Svetotekhnika. 2011;1:30—33. (in Russian).

5. Tverdov I. Passivnye Korrektoory Koeffitsienta Moshchnosti dlya Odnofaznykh i Trekhfaznykh Moduley Pitaniya. Silovaya Elektronika. 2009;4:8—11. (in Russian).

6. Grigor'ev V., Duplyakin E. Korrektsiya Koeffitsienta Moshchnosti Vo Vtorichnykh Istochnikakh Elektropitaniya. Elektronnye Komponenty. 2000;2:66—68. (in Russian).

7. Lam J.C.W., Pan Sh., Praveen K.J. A Single-switch Valley-fill Power-factor-corrected Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lightings with Improved Lamp Current Crest Factor. IEEE Trans. Industrial Electronics. 2014;61(9):4654—4664.

8. Alysson R., Dalla Costa M.A., Campos A., do Prado R.N. An Analysis about Valley Fill Filters Applied to Electronic Ballasts. Proc. 29th Conf. IEEE Industrial Electronics Soc. 2003;3:509—514.

9. Lam J.C.W., Praveen K.J. A Modified Valley Fill Electronic Ballast Having a Current Source Resonant Inverter with Improved Line-current Total Harmonic Distortion (THD), High Power Factor, and Low Lamp Crest Factor. IEEE Trans. Industrial Electronics. 2008;55(3): 1147—1159.

10. Demirchyan K.S., Neyman L.R. Teoreticheskie Osnovy Elektrotekhniki. SPb.: Izd-vo Piter, 2003;2. (in Russian).

Сведения об авторах

Олисовец Артем Юрьевич — аспирант кафедры радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, e-mail: celll@list.ru

Туев Василий Иванович — доктор технических наук, заведующий кафедрой радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, e-mail: tvi_retem@main.tusur.ru

Шкарупо Семен Петрович — аспирант кафедры радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, e-mail: rk9uba@yandex.ru

Information about authors

Olisovets Artem Yu. — Ph.D.-student of Radioelectronic Technologies and Environmental Monitoring Dept., Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, e-mail: celll@list.ru

Tuev Vasily I. — Dr.Sci. (Techn.), Head of Radioelectronic Technologies and Environmental Monitoring Dept., Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, e-mail: tvi_retem@main.tusur.ru

Shkarupo Semen P. — Ph.D.-student of Radioelectronic Technologies and Environmental Monitoring Dept., Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, e-mail: rk9uba@yandex.ru

Статья поступила в редакцию 15.09.2017