

УДК 628.941

А.Ю. Олисовец, В.И. Туев, С.П. Шкарупо, М.В. Хабаров, А.Н. Иванов

Разработка математической модели преобразователя напряжения с корректором коэффициента мощности для светодиодных источников света

Решается задача разработки математической модели полупроводникового преобразователя напряжения с пассивным корректором коэффициента мощности с уменьшенным значением пульсации выходного напряжения. Модель может быть реализована в любой системе математического моделирования и направлена на анализ тока, потребляемого широким кругом технических решений диодно-емкостных корректоров коэффициента мощности. Предложенная математическая модель применена для расчета формы тока, потребляемого от электрической сети новым устройством с неуправляемым тиристором (динистором), с последующим расчетом значения коэффициента мощности на основе спектрального анализа формы потребляемого тока. Экспериментальные исследования подтвердили высокую точность предложенной модели (различия расчетных значений и экспериментальных данных не превышают 5%). Пульсация выходного напряжения (отношение изменения к максимальному значению) 19%, что меньше, чем в известных технических решениях. Материалы статьи могут быть полезны инженерам-проектировщикам в области преобразовательной электротехники.

Ключевые слова: коэффициент мощности, математическая модель, корректор коэффициента мощности, светодиодная лампа, динистор, конденсатор, интервал.

doi: 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-71-76

Светодиодные лампы получили широкое распространение благодаря преимуществам, таким как высокое значение световой отдачи, экологическая безопасность и более длительный срок службы. Светодиодные лампы постепенно вытесняют с рынка искусственного освещения традиционные источники света – лампы накаливания и люминесцентные источники света.

Как правило, в конструкции светодиодной лампы предусмотрены выпрямитель и стабилизатор, обеспечивающие неизменное значение тока, протекающего через светодиоды, которые на схеме электрической структурной (рис. 1) обозначены как «Нагрузка».



Рис. 1. Схема электрическая структурная источника питания светодиодной лампы

В конструкции источника питания светодиодных источников света, как правило, используется выпрямитель с корректором коэффициента мощности (ККМ).

Активные корректоры обеспечивают более высокое значение коэффициента мощности в сравнении с пассивными [1–4], однако данные устройства имеют высокий уровень электромагнитных помех в радиочастотном диапазоне и требуют применения специальных мер для выполнения требований по электромагнитной совместимости [5–7]. Пассивные корректоры избавлены от этого недостатка и находят применение в устройствах питания светодиодных светотехнических устройств [8–10]. Известные технические решения пассивных ККМ характеризуются изменением напряжения на выходе при варьировании мощности нагрузки [9], большим значением пульсаций выходного напряжения [4].

Математическое моделирование позволяет ускорить проектирование устройств преобразования электрической энергии, провести исследование и разработать новые технические решения с улучшенными параметрами [11, 12].

В настоящей работе рассматривается математическая модель полупроводникового преобразователя напряжения с пассивным корректором коэффициента мощности с уменьшенным значением пульсаций выходного напряжения.

Математическое моделирование

Схема электрическая принципиальная преобразователя переменного напряжения в постоянное с пассивным корректором коэффициента мощности приведена на рис. 2.

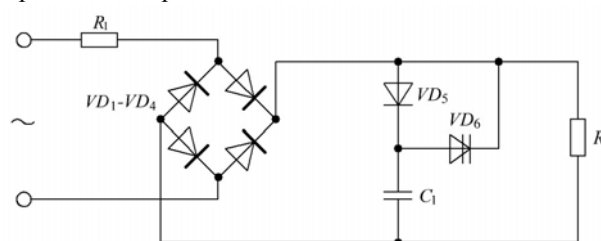


Рис. 2. Схема преобразователя с пассивным ККМ

Устройство содержит двухполупериодный выпрямитель на диодах VD_1 – VD_4 , сглаживающий конденсатор C_1 , диод VD_5 и неуправляемый тиристор (динистор) VD_6 .

Для целей последующего анализа используется эквивалентное сопротивление нагрузки R_n значением 6200 Ом. Выбор такого сопротивления нагрузки обусловлен тем, что при питании преобразователя от сети переменного напряжения 220 В мощность в нагрузке составит 10 Вт – типовое значение светодиодных источников света в форм-факторе ламп накаливания [13].

На диоды VD_1 – VD_4 подается переменное входное напряжение

$$U_{\text{вх}}(t) = U_m \cdot \sin(\omega \cdot t), \quad (1)$$

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

Для последующего расчета приняты амплитудное значение напряжения U_m , равное 311 В, значение частоты питающего напряжения $f = 50$ Гц. Конденсатор C_1 имеет значение емкости, равное 4,7 мкФ.

Для последующего анализа формы тока и напряжения на элементах цепи применен метод кусочно-линейной аппроксимации вольт-амперных характеристик диодов VD_1 – VD_5 [14] с учетом следующих ограничений и допущений:

– значения сопротивлений диодов и динистора при протекании прямого тока приняты одинаковыми и равными $r = 10$ Ом;

– значение сопротивления питающей сети (источник напряжения $U_{\text{вх}}$) принято равным нулю.

Процессы, протекающие в цепи (рис. 2), можно разделить на повторяющиеся группы из трех временных интервалов. Привязка границ интервалов к форме напряжения на нагрузке в установившемся режиме функционирования преобразователя иллюстрируется рис. 3: первый – от t_1 до t_2 , второй – от t_2 до t_3 и третий – от t_3 до $t_1+T/2$, где $T = 1/f$ – период переменного напряжения питающей электрической сети.

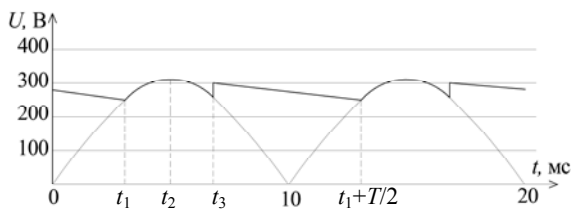


Рис. 3. Форма напряжения на нагрузке

На первом интервале от t_1 до t_2 (см. рис. 3) диод VD_5 прямосмещен, а динистор VD_6 закрыт, конденсатор C_1 заряжается до максимального мгновенного значения входного напряжения. Момент времени t_2 соответствует максимальному значению мгновенного напряжения на нагрузке. Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в преобразователе для первого интервала, приведена на рис. 4.

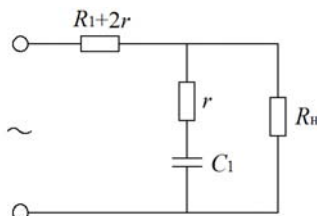


Рис. 4. Эквивалентная схема цепи для первого интервала от t_1 до t_2

Одновременно протекают два процесса:

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

– ток протекает через конденсатор C_1 , заряжая его.

Таким образом, модуль значения тока, потребляемого от электрической сети на первом интервале $|i_1(t)|$, равен сумме тока, протекающего через нагрузку i_n , и тока конденсатора C_1 i_{C_1} :

$$|i_1(t)| = i_n(t) + i_{C_1}(t). \quad (2)$$

Мгновенное значение напряжения на нагрузке $U_n(t)$ определяется по формуле (3) модулем мгновенного значения входного напряжения [3] и сдвигом фазы φ_1

$$U_n(t) = U_{m1} \cdot |\sin(\omega \cdot t + \varphi_1)|, t = t_2, \dots, t_3, \quad (3)$$

где U_{m1} – амплитуда напряжения на нагрузке на первом интервале; φ_1 – сдвиг фазы напряжения на нагрузке относительно $U_{\text{вх}}$ на первом интервале.

Численные значения амплитуды U_{m1} и тока, протекающего через нагрузку на первом интервале, находятся операторным методом анализа и рассчитываются по формулам

$$i_n(t) = \frac{U_{m1}}{R_n} \cdot |\sin(\omega \cdot t + \varphi_1)|, t = t_1, \dots, t_2, \quad (4)$$

$$U_{m1} = U_m |W_1(p)|, \quad (5)$$

где W_1 – передаточная функция от входных зажимов к нагрузке.

Численное значение фазы φ_1 определяется по формуле

$$\varphi_1 = \text{Arg}(W_1(p)). \quad (6)$$

Значение передаточной функции W_1 определяется по формуле

$$W_1(p) = \frac{Y}{Y + 2r + R_1}, \quad (7)$$

где Y – эквивалентное комплексное сопротивление параллельно включенных сопротивлений нагрузки и цепи из последовательно соединенных r и C_1 . Значение Y определяется по формулам

$$Y = \frac{R_n \cdot Z}{R_n + Z}, \quad (8)$$

$$Z = r + \frac{1}{p \cdot C_1}. \quad (9)$$

В момент времени, непосредственно предшествующий t_1 , конденсатор C_1 имеет остаточный заряд, поэтому изменение напряжения на нем на первом интервале $U_{C_1}(t)$ определяется классическим методом анализа переходных процессов [14] в виде суммы установившейся U_{C_1V} и свободной U_{C_1CB} составляющих:

$$U_{C_1}(t) = U_{C_1V}(t) + U_{C_1CB}(t). \quad (10)$$

Установившееся напряжение на конденсаторе равно

$$U_{C_1V}(t) = U_{m1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega \cdot \tau_1)^2}} \cdot |\sin(\omega \cdot t + \varphi_1 + \varphi_2)|, \quad (11)$$

где $\varphi_2 = -\arctg(\omega \cdot \tau_1)$ – сдвиг фазы между установившимся напряжением на конденсаторе C_1 и $U_n(t)$; $\tau_1 = r \cdot C_1$ – постоянная времени цепи $r \cdot C_1$.

Свободная составляющая напряжения на конденсаторе определяется по формуле

$$U_{C1CB}(t) = A_1 \cdot e^{-t/\tau_2}, \quad (12)$$

где A_1 – постоянная интегрирования; τ_2 – постоянная времени, значение которой определяется по формуле

$$\tau_2 = C_1 \cdot \left(r + \frac{(2r + R_1) \cdot R_H}{(2r + R_1) + R_H} \right). \quad (13)$$

Подставляя (11) и (12) в (10), получим формулу для расчета переходного напряжения на конденсаторе

$$U_{C1}(t) = \frac{U_{m1}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2}} \cdot \sin(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2) + A_1 e^{-t/\tau_2}. \quad (14)$$

Полагая, что значение напряжения на конденсаторе перед началом переходного процесса равно напряжению в начале переходного процесса $U_{C1}(-t_1) = U_{C1}(t_1)$, значение постоянной интегрирования определим по формуле

$$A_1 = U_{C1}(t_1) - \frac{U_{m1}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2}} \cdot \sin(\omega t_1 + \varphi_1 + \varphi_2). \quad (15)$$

Временную зависимость напряжения на конденсаторе C_1 на первом интервале можно записать в виде

$$U_{C1}(t) = \frac{U_{m1}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2}} \cdot \sin(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2) + (U_{C1}(t_1) - \frac{U_{m1}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2}} \cdot \sin(\omega t_1 + \varphi_1 + \varphi_2)) \cdot e^{-t/\tau_2}, t = t_1, \dots, t_2. \quad (16)$$

Временная зависимость тока, протекающего через конденсатор C_1 , определяется выражением

$$i_{C1}(t) = C_1 \frac{dU_{C1}(t)}{dt}, t = t_1, \dots, t_2. \quad (17)$$

После вычислений по формулам (3)–(17) и подстановки i_{C1} в (2) определяется значение потребляемого тока на первом интервале.

На втором интервале от t_2 до t_3 (см. рис. 3) диод VD_5 и динистор VD_6 закрыты. Начинается второй интервал с момента времени, при котором мгновенное значение модуля напряжения на нагрузке становится меньше остаточного потенциала на конденсаторе C_1 , а заканчивается моментом превышения разности мгновенного значения модуля напряжения на нагрузке и остаточного потенциала на конденсаторе C_1 напряжения открывания динистора. Эквивалентная схема цепи, поясняющая процессы в выпрямителе с пассивным ККМ для второго интервала, приведена на рис. 5.

Ток, потребляемый от электрической сети на втором интервале $i_2(t)$, определяется током, протекающим через нагрузку i_{H2} . Конденсатор C_1 имеет напряжение, значение которого на втором интервале не изменяется.

Ток, протекающий через нагрузку i_{H2} , находится операторным методом анализа и рассчитывается по формулам

$$i_{H2} = \frac{U_{m2}}{R_H} \cdot \sin(\omega t), t = t_2, \dots, t_3, \quad (18)$$

где U_{m2} – амплитуда напряжения на нагрузке на втором интервале.

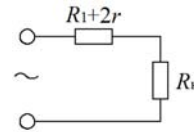


Рис. 5. Эквивалентная схема цепи для второго интервала от t_2 до t_3 по приведенным формулам

Значение амплитуды напряжения на нагрузке на втором интервале определяется по формуле

$$U_{m2} = U_m K_2, \quad (19)$$

где K_2 – коэффициент передачи цепи от входных зажимов к нагрузке.

Значение K_2 рассчитывается по формуле

$$K_2 = \frac{R_H}{R_H + 2r + R_1}. \quad (20)$$

На третьем интервале от t_3 до $t_1 + T/2$ диод VD_5 закрыт, динистор VD_6 открыт. Напряжение на нагрузке возрастает почти до амплитудного значения. Конденсатор C_1 через открытый динистор VD_6 разряжается через нагрузку (рис. 6).

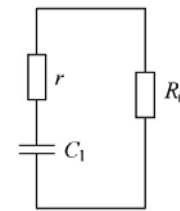


Рис. 6. Эквивалентная схема цепи для третьего интервала от t_3 до $t_1 + T/2$

Напряжение на конденсаторе C_1 экспоненциально уменьшается относительно начального значения в момент времени t_3

$$U_{C1}(t) = U_{m2} e^{-t/\tau_3}, t = t_3, \dots, t_1 + T/2, \quad (21)$$

где U_{m2} – начальное значение напряжения на конденсаторе; τ_3 – постоянная времени цепи, изображенной на рис. 6.

Значение τ_3 определяется по формуле

$$\tau_3 = C_1 (r + R_H), \quad (22)$$

а напряжение на нагрузке – по формуле

$$U_H(t) = U_{C1}(t) \frac{R_H}{R_H + r}. \quad (23)$$

Потребляемый от сети ток на данном интервале времени отсутствует.

Для построения временной зависимости напряжений и токов на третьем интервале необходимо найти численные значения t_1 и t_3 .

Численное значение t_3 находится из уравнения

$$U_{m1} - U_H(t_3) = U_{0VD6}, \quad (24)$$

где U_{0VD6} – напряжение открывания динистора VD_6 .

Момент времени t_1 находится при решении трансцендентного уравнения [9]

$$U_{m2} \cdot \sin(\omega \cdot t_1) = U_{m2} \cdot e^{-\frac{t_1 + T/2 - t_3}{\tau_3}}. \quad (25)$$

Зная численные значения моментов времени t_1 , t_2 и t_3 , можно построить форму напряжения на нагрузке (см. рис. 3) и форму потребляемого тока (рис. 7).

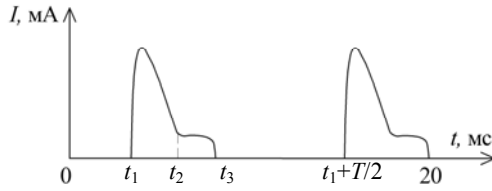


Рис. 7. Форма потребляемого тока

Для анализа гармонического состава тока необходимо функцию, описывающую форму потребляемого тока (см. рис. 7), разложить в ряд Фурье согласно формуле

$$I(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cdot \cos(k\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \cdot \sin(k\omega t), \quad (26)$$

где a_k , b_k – коэффициенты разложения в ряд Фурье [9].

Коэффициент мощности K_p находится согласно формуле

$$K_p = \frac{P}{S}, \quad (27)$$

где P – активная потребляемая мощность; S – полная потребляемая мощность.

Значения активной и полной потребляемой мощности определяются соотношениями [15]

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T U_{\text{вх}}(t) \cdot (a_1 \cdot \cos(\omega t) + b_1 \cdot \sin(\omega t)), \quad (28)$$

$$S = U_m \cdot \sqrt{I_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{1}{T} \int_0^T a_k \cdot \cos(k\omega t) + b_k \cdot \sin(k\omega t) \right]^2}. \quad (29)$$

Расчет проведен по формулам (1)–(29) в среде MathCAD. Расчетные значения коэффициента мощности при изменении значения резистора R_1 приведены в таблице.

Экспериментальная проверка предложенной математической модели

Для экспериментальной проверки полученных расчетных результатов разработан и изготовлен макет преобразователя с пассивным ККМ согласно электрической схеме, изображенной на рис. 2. Использовались выпрямительные диоды VD_1 – VD_5 типа N4004 ввиду их популярности и доступности, конденсатор C_1 типа K50-15 емкостью 4,7 мкФ, динистор VD_6 типа K1182КП1 с напряжением открывания 57 В.

Измерения формы тока и напряжения осуществлялись с помощью осциллографа Fluke 190-062, имеющего относительную погрешность $\pm 2,1\%$. Изображения экрана осциллографа приведены на рис. 8–9.

Форма тока получена косвенным методом по падению напряжения на резисторе значением 15 Ом.

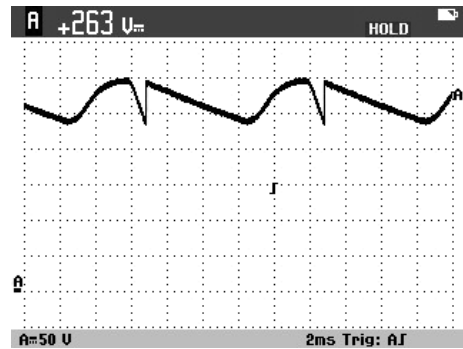


Рис. 8. Изображение экрана осциллографа с формой напряжения на нагрузке

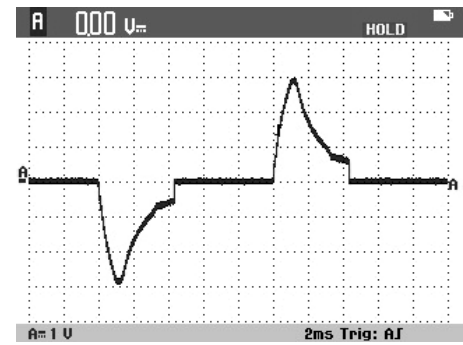


Рис. 9. Изображение экрана осциллографа с формой потребляемого тока

Измерения коэффициента мощности осуществлялись с помощью измерителя мощности GW instek GPM-8212, имеющего относительную погрешность $\pm 0,2\%$. Значения резистора R_1 : 15, 22, 43, 82 и 100 Ом. Измеренные значения коэффициента мощности приведены в таблице.

Расчетные и измеренные значения коэффициента мощности преобразователя с пассивным ККМ

Резистор R_1 , Ом	Значения коэффициентов мощности		Разница между расчетным и измеренным значениями, %
	расчетное	измеренное	
15	0,692	0,723	4,48
22	0,696	0,728	4,6
43	0,713	0,745	4,49
82	0,738	0,77	4,34
100	0,746	0,78	4,56

Отличия между расчетными и измеренными значениями коэффициента мощности составляют не более 5%, что свидетельствует об адекватности математической модели.

Заключение

В данной работе представлена математическая модель полупроводникового преобразователя напряжения с пассивным корректором коэффициента мощности на динисторе в виде математических соотношений для определения мгновенных значений тока, потребляемого от электрической сети. На периоде переменного напряжения электрической сети выделены три характерных участка, в которых осуществляется анализ потребляемого тока. Экспериментальными исследованиями подтверждено, что отличие между расчетными и измеренными значе-

ниями коэффициента мощности не превышают 5%. Пульсация выходного напряжения 19%, что меньше, чем в известных технических решениях. Результаты работы могут быть полезны инженерам-проектировщикам в области преобразовательной электротехники.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки в рамках проекта RFMEFI57717X0266.

Литература

1. Григорьев В. Коррекция коэффициента мощности во вторичных источниках электропитания / В. Григорьев, Е. Дуплякин // Электронные компоненты. – 2000. – № 2. – С. 66–68.
2. Краснов И.Ю. Проектирование активного корректора коэффициента мощности и имитационное моделирование его работы / И.Ю. Краснов, В.Н. Черемисин // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2009. – Т. 314, № 4. – С. 92–97.
3. Климов В.П. Схемотехника однофазных корректоров коэффициента мощности / В.П. Климов, В.И. Федосеев // Практическая силовая электроника. – 2002. – № 8. – С. 23–28.
4. Каюков Д.С. Анализ и проектирование корректора коэффициента мощности / Д.С. Каюков, И.Г. Недолужко // Практическая силовая электроника. – 2003. – № 11. – С. 20–25.
5. Чаплыгин Е.Е. Спектральное моделирование корректоров коэффициента мощности / Е.Е. Чаплыгин, Хоанг Ан Нгуен // Практическая силовая электроника. – 2004. – № 15. – С. 23–28.
6. Чаплыгин Е.Е. Спектральные модели корректоров коэффициента мощности с ШИМ // Практическая силовая электроника. – 2003. – № 11. – С. 26–31.
7. Махлин А. Особенности проектирования блока питания для светодиодных ламп // Полупроводниковая светотехника. – 2011. – № 1. – С. 30–33.
8. Иванов В. Типовые схемы корректоров коэффициента мощности / В. Иванов, Д. Панфилов // Chip News. 1997. – № 9–10. – С. 38–45.
9. Твердов И. Пассивные корректоры коэффициента мощности для однофазных и трехфазных модулей питания // Силовая электроника. – 2009. – № 4. – С. 8–11.
10. Григорьев В. Коррекция коэффициента мощности во вторичных источниках электропитания / В. Григорьев, Е. Дуплякин // Электронные компоненты. – 2000. – № 2. – С. 66–68.
11. Корольский Д.А. Формирование постоянного тока в источниках питания светодиодных светильников повышенной надежности / Д.А. Корольский, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко // Доклады ТУСУР. – 2017. – № 4, Т. 20. – С. 149–154.
12. Михальченко Г.Я. Математическая модель однофазного корректора коэффициента мощности / Г.Я. Михальченко, А.А. Малаханов // Доклады ТУСУР. – 2008. – № 2 (18), ч. 2. – С. 143–149.
13. Клыков М.Е. Современное состояние и перспективы развития пускорегулирующих и управляющих устройств для разрядных и светодиодных источников света / М.Е. Клыков, Т.А. Агафонова // Светотехника. – 2017. – № 3. – С. 10–16.
14. Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники / К.С. Демирчян, Л.Р. Нейман. – 4-е изд. – СПб.: Питер, 2003. – Т. 2. – 570 с.
15. Мощность при несинусоидальных напряжениях и токах [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://megalektsii.ru/s18128t2.html>, свободный (дата обращения: 28.10.2018).

Олисовец Артём Юрьевич

Аспирант каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ) Томского государственного ун-та систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: 8-952-897-66-89
Эл. почта: celll@list.ru

Туев Василий Иванович

Д-р техн. наук, зав. каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: (382-2) 70-15-06
Эл. почта: tvi_retem@main.tusur.ru

Шкарупо Семен Петрович

Аспирант каф. РЭТЭМ ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: 8-952-886-66-03
Эл. почта: rk9uba@yandex.ru

Хабаров Михаил Васильевич

Вед. инж. лаб. технологии светодиодов НИИ СТ ТУСУРа
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Тел.: 8 (382-2) 90-01-08

Иванов Андрей Николаевич

Инж. I кат. лаб. технологии светодиодов НИИ СТ ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 90-01-08
Ленина пр-т, д. 40, г. Томск, Россия, 634050
Эл. почта: unl_ita@main.tusur.ru

Olisovets A.Yu., Tuev V.I., Shkarupo S.P.,
Khabarov M.V., Ivanov A.N.

Development of a mathematical model of a voltage converter with a power factor corrector for LED light sources

The article solves the problem of developing a mathematical model of a semiconductor voltage converter with a passive power factor corrector. The model can be implemented in any system of mathematical modeling and is aimed at analyzing the current consumed by a wide range of technical solutions of diode-capacitive power factor correctors. The proposed mathematical model is applied to calculate the form of current consumed from the electrical network by a new device with uncontrolled thyristic (dynistor) with the subsequent calculation of the power factor value based on the spectral analysis of the form of current consumed. Experimental studies confirmed the high accuracy of the proposed model (the difference in calculated values and experimental data does not exceed 5%). Materials of the article may be useful for design engineers in the field of converting electrical engineering.

Keywords: power factor, mathematical model, power factor corrector, LED lamp, dynistor, capacitor, interval.

doi: 10.21293/1818-0442-2018-21-4-1-71-76

References

1. Grigoriev V., Duplyakin E. Correction of power factor in secondary power supplies. *Electronic components*, 2000, № 2, pp. 66–68 (in Russ.).
2. Krasnov I.Yu., Cheremisin V.N. Designing an active power factor corrector and simulation modeling of its. *News of Tomsk Polytechnic University*, 2009, vol. 314, № 4, pp. 92–97 (in Russ.).

3. Klimov V.P., Fedoseev V.I. Circuit design of single-phase power factor corrections. *Practical power electronics*, 2002, № 8, pp. 23–28 (in Russ.).
 4. Kayukov D.S., Nedoluzhko I.G. Analysis and design of power factor corrector. *Practical power electronics*, 2003, № 11, pp. 20–25 (in Russ.).
 5. Chaplygin E.E., Hoang An Nguyen. Spectral modeling of power factor corrector. *Practical power electronics*, 2004, № 15, pp. 23–28 (in Russ.).
 6. Chaplygin E.E. Spectral models of power factor correctors with PWM. *Practical power electronics*, 2003, № 11 pp. 26–31 (in Russ.).
 7. Makhlin A. Features of the design of the power supply for LED lamps. *Semiconductor lighting*, 2011, № 1. pp. 30–33 (in Russ.).
 8. Ivanov V., Panfilov D. Typical Circuits of Power Factor Correctors. *Chip News*, 1997, № 9-10, pp. 38–45 (in Russ.).
 9. Tverdov I. Passive power factor correctors for single-phase and three-phase power supply modules. *Power Electronics*, 2009, № 4, pp. 8–11 (in Russ.).
 10. Grigoriev V., Duplyakin E. Correction of power factor in secondary power supplies. *Electronic components*, 2000, № 2, pp. 66–68 (in Russ.).
 11. Korolsky D.A., Mikhailchenko G.Ya., Mikhailchenko / S.G. Formation of direct current in the power sources of LED lamps of increased reliability., 2017, № 4, vol. 20, pp. 149–154 (in Russ.).
 12. Mikhailchenko G.Ya., Malakhanov A.A. Mathematical model of a single-phase power factor corrector. *Reports of TUSUR*, 2008, № 2 (18), vol 2, pp. 143–149 (in Russ.).
 13. Klykov M.E., Agafonov T.A. The current state and prospects of development of ballasts and control devices for bit and LED light sources. *Light engineering*, 2017, № 3, pp. 10–16 (in Russ.).
 14. Demirchyan K.S., Neyman L.R. *Theoreticheskie osnovy elektrotehniki* [Theoretical fundamentals of electrical engineering]. Saint Petersburg, SPb.: Peter, 2003, vol. 2, 570 p.
 15. Power at non-sinusoidal voltages and currents [Electronic resource]. Available at: <https://megalektsii.ru/s18128t2.html>, (accessed: October 28, 2018).
-
- Artem Y. Olisovets**
PhD student, Department of Radio Electronic Technology and Environmental Monitoring (RETEM)
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-952-897-66-89
Email: celll@list.ru
- Vasily I. Tuev**
Doctor of Engineering, Department RETEM TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 70-15-06
Email: tvi_retem@main.tusur.ru
- Semen P. Shkarupo**
PhD student, Department RETEM TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7-952-886-66-03
Email: rk9uba@yandex.ru
- Mihail V. Khabarov**
Leading engineer/Laboratory of LED Technology.
Research Institute of LED Technology (NII ST) TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 90-01-08
Email: unl_ita@main.tusur.ru
- Andrey N. Ivanov**
Engineer of the first category NII ST TUSUR
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050
Phone: +7 (382-2) 90-01-08
Email: unl_ita@main.tusur.ru