

УДК 621.311.62

Д.А. Корольский, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко

Формирование постоянного тока в источниках питания светодиодных светильников повышенной надежности

Рассмотрен принцип формирования постоянного тока в нагрузке источника питания светодиодного светильника без использования на входе сглаживающего конденсатора большой емкости. Построена математическая модель силовой цепи, получены аналитические выражения токов и напряжений ее схемы замещения и установлены закономерности формирования модулирующих воздействий в системе управления преобразователями.

Ключевые слова: источник питания, светодиодный светильник, электролитический конденсатор, накопительный конденсатор, реверсивный преобразователь, модуляционная функция.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-4-149-154

Активные исследования в области полупроводниковой светотехники привели к широкому распространению светодиодных светильников в силу их высокого потенциала по удельной плотности светового потока, энергоэффективности и надежности в сравнении со светильниками других типов [1, 2]. Массовое применение такого рода осветительной техники при питании светодиодами от однофазной сети переменного тока через драйверы позволило выявить и целый ряд проблемных ситуаций, не позволяющих полностью использовать упомянутый потенциал. Во-первых, в традиционных структурах драйверов для сглаживания выпрямленного напряжения используются электролитические конденсаторы большой емкости, в то время как их срок службы на порядок ниже такового самих светодиодов. Кроме того, сетевой выпрямитель с емкостным фильтром характеризуется низкой электромагнитной совместимостью с питающей сетью. Во-вторых, использование транзисторов с «жесткой» коммутацией приводит к ускорению деградации полупроводниковых кристаллов, снижению срока службы драйверов и коэффициента полезного действия светильника. В связи с этим в настоящее время проводятся исследования и разработки источников питания, силовые цепи которых используют пленочные конденсаторы малой емкости.

Такие источники имеют общий принцип формирования постоянного тока в светодиодах, который заключается в периодическом запасании энергии в накопительном конденсаторе малой емкости и отдаче ее в нагрузку в оставшуюся часть периода выпрямленного напряжения питающей сети. Напряжение на нагрузке поддерживается стабильным за счет дополнительного источника импульсно-модуляционного типа. При этом емкость накопительного конденсатора может быть уменьшена настолько, чтобы соблюдалось главное условие – напряжение на нем должно оставаться выше напряжения нагрузки. Снижение емкости позволяет использовать пленочный или керамический конденсатор вместо электролитического без снижения срока службы драйвера и значительного увеличения габаритных размеров [3, 4].

Базовый вариант схемы силовой цепи одного из таких источников питания представлен на рис. 1 [4].

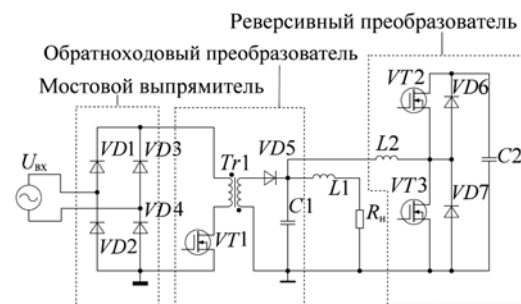


Рис. 1. Структура силовой цепи преобразователя повышенной надежности

Преобразователь содержит мостовой выпрямитель и два каскада. Обратный преобразователь (ОХП) первого каскада осуществляет приведение выпрямленного напряжения сети к требуемому напряжению нагрузки. Второй каскад – реверсивный преобразователь (РП) – работает в текущий момент времени в режиме повышающего или понижающего преобразователя в зависимости от реализации функций накопления или отдачи энергии в нагрузку.

В схеме на рис. 1 приняты следующие обозначения: $VD1–VD4$ – диоды выпрямительного моста; $VT1$ – транзистор обратного преобразователя; $Tr1$ – трансформатор; $VD5$ – диод выходного выпрямителя; $C1$ – емкость фильтра ОХП; $L1$ – индуктивность фильтра тока нагрузки; R_n – сопротивление нагрузки; $VT2$ и $VT3$ – транзисторы РП с обратными диодами $VD6$ и $VD7$ соответственно; $L2$ – индуктивность входного дросселя РП; $C2$ – емкость накопительного конденсатора.

Режим работы реверсивного преобразователя зависит от относительной длительности импульсов на затворах транзисторов $VT2$ и $VT3$, которые работают в противотакте. В зависимости от направления тока дросселя $L2$ один из транзисторов $VT2$ или $VT3$ находится в закрытом состоянии. В это время ток проводит его обратный диод $VD6$ или $VD7$ соответственно.

В отечественной и зарубежной литературе описаны лишь некоторые принципы формирования постоянного тока нагрузки в различных преобразователях, использующих конденсаторы малой емкости [5–7], но не проводится анализ электромагнит-

ных процессов. Целью данной статьи является исследование электромагнитных процессов преобразователя по рис. 1 и установление закономерностей изменения модуляционных функции обратноходового и реверсивного преобразователей.

Схема замещения ОХП

Принцип работы классического обратноходового преобразователя (рис. 2) при питании его от источника постоянного напряжения и анализ электромагнитных процессов в режиме непрерывных токов рассмотрены на достаточно высоком уровне в отечественной и зарубежной литературе [8–10].

В рамках настоящей статьи процессы в схеме замещения ОХП по рис. 2 рассматриваются при питании его выпрямленным напряжением с сохранением синусоидальной огибающей. Конденсатор C выбирается небольшой емкости с целью обеспечения корректной коммутации диодов выпрямителя и ключа $S1$.

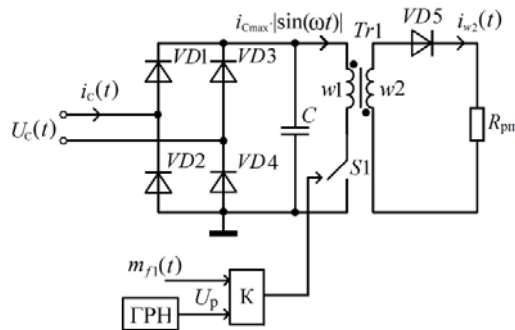


Рис. 2. Схема замещения обратноходового преобразователя

Диоды входного выпрямителя $VD1–VD4$ и ключ $S1$ в первичной цепи трансформатора $Tr1$ представлены идеальными элементами без потерь. Величина индуктивности первичной обмотки трансформатора $Tr1$ рассчитывается таким образом, чтобы обеспечить работу ОХП в режиме прерывистых токов, как показано на временных диаграммах (рис. 3).

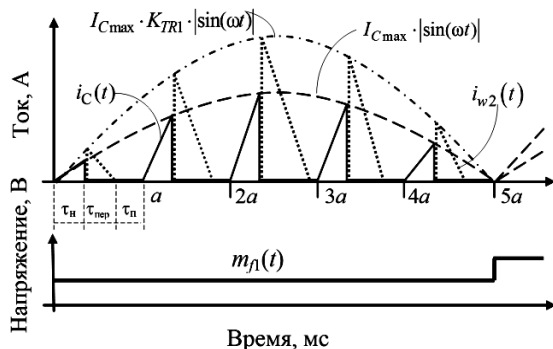


Рис. 3. Принцип построения модуляционной функции обратноходового преобразователя

Здесь обозначено: I_{Cmax} – амплитуда синусоидальной огибающей потребляемого из сети импульсного тока; $I_{Cmax}K_{TR1}$ – амплитуда синусоидальной огибающей импульсного тока вторичной обмотки трансформатора $Tr1$; K_{TR1} – коэффициент трансформации; $i_c(t)$ – ток, потребляемый из сети; $i_{w2}(t)$ – ток вторичной обмот-

ки трансформатора $Tr1$; ω – круговая частота питающей сети; $m_n(t)$ – модуляционная функция, поступающая на вход компаратора K (см. рис. 2). Под модуляционной функцией понимается сигнал управления, который сравнивается в компараторе с развертывающим напряжением.

Если обеспечить постоянство длительностей импульсов замкнутого состояния ключа $S1$ на полупериоде напряжения питающей сети, то амплитуда треугольных импульсов тока сети $i_c(t)$ сохранит синусоидальную огибающую, как показано на рис. 3 пунктирной линией.

Естественно, и импульсный ток $i_{w2}(t)$ вторичной обмотки $Tr1$ сохранит синусоидальную огибающую и будет отличаться в коэффициент трансформации раз. Данный режим может быть реализован при синусоидальности напряжения сети и ограничении относительной длительности импульса, не превышающем половины тактового интервала ($0 < \gamma < 0,5$).

Такой режим работы ОХП позволяет реализовать мягкую коммутацию транзистора и обеспечить практически нулевой сдвиг по фазе входного тока от входного напряжения.

Математическая модель ОХП

Задача проектирования обратноходового преобразователя сводится к получению синусоидального потребляемого из сети тока, а это достижимо только тогда, когда огибающая выходного тока мостового выпрямителя $VD1–VD4$ будет изменяться по закону модуль-синуса (см. рис. 3), а его усредненное значение на каждом периоде коммутации ключа равно

$$i_{c\text{ ср}}(t) = I_{Cmax} \cdot \frac{\tau_H}{2 \cdot a} \cdot |\sin(\omega t)|, \quad (1)$$

где I_{Cmax} – амплитудное значение тока $i_c(t)$; τ_H – интервал времени, в течение которого ток накапливается в индуктивности первичной обмотки $Tr1$; a – период коммутации ключа $S1$.

Тактовый период широтно-импульсной модуляции a распадается, как показано на рис. 3, на три интервала:

$$\frac{\tau_H}{a} + \frac{\tau_{пер}}{a} + \frac{\tau_{п}}{a} = 1, \quad (2)$$

где $\tau_{пер}$ – интервал передачи энергии в нагрузку; $\tau_{п}$ – пауза, в течение которой ток обеих обмоток трансформатора $Tr1$ равен нулю.

Как отмечалось ранее, условием, при котором огибающая тока вторичной обмотки ОХП, обозначенная на рис. 2 как $i_{w2}(t)$, изменяется по закону модуль-синуса

$$i_{w2}(t) = \frac{I_{Cmax}}{2} \cdot \left(1 - \frac{\tau_H}{a} - \frac{\tau_{п}}{a}\right) \cdot |\sin(\omega t)| \cdot K_{TR1}, \quad (3)$$

является неизменность длительности управляющих импульсов ключа $S1$ на полупериоде напряжения сети.

При этом коммутационная функция (импульсная последовательность на выходе компаратора) будет изменяться следующим образом [11–13]:

$$K_F(\xi) = \frac{1}{2} \cdot (1 + \text{sign}(\xi)), \quad (4)$$

здесь $\text{sign}(\xi)$ – сигнум-функция, принимающая значение 0, 1 или -1 в зависимости от знака аргумента.

Аргумент сигнум-функции из (4) строится по выражению

$$\xi = m_{f1}(t) - U_p(t). \quad (5)$$

Напряжение U_p в свою очередь можно представить следующим образом:

$$U_p(t) = U_{pm} \cdot \left(\frac{t}{a} - E_1 \left[\frac{t}{a} \right] \right), \quad (6)$$

где $E_1 \left[\frac{t}{a} \right]$ – целая часть от $\frac{t}{a}$, U_{pm} – амплитуда развертывающего пилообразного напряжения.

Схема замещения РП

Поскольку ОХП представляет собой источник импульсного тока, то на схеме замещения РП (рис. 4) входной источник энергии можно заменить источником тока $i_{вх}(t)$, численное значение которого равно усредненному значению $i_{w2}(t)$ из (3).

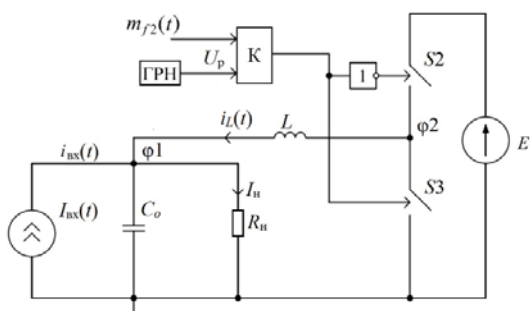


Рис. 4. Схема замещения реверсивного преобразователя

В схеме замещения обозначено: C_o – емкость фильтра источника тока; $S2, S3$ – силовые ключи; U_p – развертывающее пилообразное либо треугольное напряжение; $m_{f2}(t)$ – модуляционная функция, которая будет получена ниже; E – источник постоянного напряжения.

Здесь приняты следующие допущения: накопительный конденсатор $C2$ (см. рис. 1) заменен на источник постоянного напряжения E , а для получения аналитических выражений модуляционной функции пренебрежем пульсациями напряжения ($E = U_{C2cp}$).

Математическая модель РП

Для установления аналитических зависимостей связи токов в узле $\phi1$, получения закономерности изменения тока $i_L(t)$ и модулирующих функций ключей $S2$ и $S3$ заменим модуль-функцию на функцию квадрата синуса той же частоты. В результате получим среднее значение входного тока:

$$i_{вх}(t) = I_{вх2m} \cdot \sin^2(\omega \cdot t). \quad (7)$$

Если решена основная задача светодиодного источника питания – обеспечение нагрузки постоянным током I_n , то, пренебрегая высокочастотными пульсациями тока конденсатора C_o , можно утверждать, что напряжение на этом конденсаторе должно

быть постоянным: $U_{C_o} = \text{const}$. Из этого следует, что и ток конденсатора C_o должен быть равен нулю: $I_{C_o} = 0$. Эти допущения позволяют перейти к упрощенной схеме замещения, представленной на рис. 5, на которой ветвь с конденсатором C_o удалена, а РП заменен импульсным источником напряжения на ключе $S3 - U_{S3}(t)$.

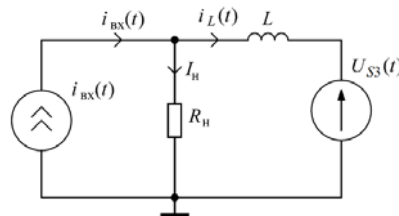


Рис. 5. Упрощенная схема замещения реверсивного преобразователя

Здесь сумма токов в узле $\phi1$ определяется выражением

$$i_{вх}(t) = I_n + i_L(t), \quad (8)$$

где I_n – ток нагрузки; $i_L(t)$ – действующее значение тока дросселя L .

Используя одно из тригонометрических выражений, несложно получить требуемое соотношение между токами в узле $\phi1$ такое, чтобы сформировать постоянный ток в нагрузке:

$$I_{вх2m} \sin^2(\omega t) = I_n - I_{Lmax} \cos(2\omega t), \quad (9)$$

где I_{Lmax} – амплитуда тока дросселя L .

При этом $I_{вх2m} = 2I_n = 2I_{Lmax}$.

Далее установим закон управления ключами $S2, S3$ в схеме замещения на рис. 4 таким образом, чтобы ток источника тока $i_{вх}(t)$ и ток дросселя L соответствовали равенству (9).

Из выражения (9) следует, что ток дросселя будет изменяться следующим образом:

$$i_L(t) = I_{Lmax} \cdot [-\cos(2\omega t)]. \quad (10)$$

Зная закон изменения тока в дросселе L , можем определить напряжение на нем $U_L(t)$:

$$U_L(t) = L \cdot \frac{di_L}{dt} = L \cdot \frac{d(I_{Lmax} \cdot [-\cos(2\omega t)])}{dt} = 2L \cdot I_{Lmax} \omega \cdot [-\sin(2\omega t)]. \quad (11)$$

Напряжение U_{S3} на ключе $S3$ является суммой падения напряжения U_L на дросселе L и напряжения нагрузки U_{Rn} :

$$U_{S2}(t) = U_L(t) + U_{Rn}. \quad (12)$$

Напряжение нагрузки U_{Rn} формируется под воздействием входного тока $i_{вх}(t)$ и тока дросселя $i_L(t)$ следующим образом:

$$U_{Rn} = (i_{вх}(t) + i_L(t)) \cdot R_n = (I_{вх2m} \cdot \sin^2(\omega t) + I_{Lmax} \cdot \cos(2\omega t)) \cdot R_n = \frac{1}{2} \cdot R_n \cdot I_{вх2m}. \quad (13)$$

Подставив (11) и (13) в (12), получим

$$U_{S2}(t) = \frac{R_n}{2} \cdot I_{вх2m} - L \cdot I_{вх2m} \cdot \omega \cdot \sin(2\omega t). \quad (14)$$

Возвращаясь к схеме замещения на рис. 4, можно видеть, что выражение (14) описывает изменение напряжения на ключе $S3$ и определяет усредненное

значение напряжения, которое необходимо сформировать в точке $\varphi 2$ для получения требуемого тока дросселя L .

Для получения изменения напряжения на ключе $S3$ по закону (14) модулирующая функция $m_{f2}(t)$ должна изменяться по закону синуса:

$$m_{f2}(t) = \lambda \cdot [-\sin(2\omega t)], \quad (15)$$

здесь λ – амплитуда синусоидальной составляющей модулирующей функции.

Выражение (15) после приведения к развертывающему напряжению U_p будет иметь следующий вид:

$$m_{f2}(t) = \frac{U_{pm}}{2} - \lambda \cdot \sin(2\omega t). \quad (16)$$

Таким образом, для получения постоянного тока в нагрузке необходимо сформировать модулирующую функцию $m_{f2}(t)$ по закону (16).

Результаты имитационного моделирования процессов в РП с $m_{f2}(t)$, изменяющейся по закону $[-\sin(\omega t)]$

Параметры реактивных компонентов схемы замещения (см. рис. 4) имеют следующие значения: $L = 3$ мГн; $C_0 = 1$ мкФ. Сопротивление нагрузки R_n составляет 20 Ом. Амплитуда тока $I_{вх2m} = 5$ А. Величина напряжения E составляет 100 В.

На рис. 6 представлены временные диаграммы тока $i_{вх2}(t)$, тока дросселя L и тока нагрузки I_n , полученные в численном эксперименте в среде моделирования LTSpice (Linear Technology Corporation) [14] при указанных параметрах. Модель построена в соответствии со схемой замещения, приведенной на рис. 4.

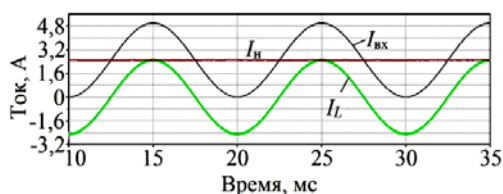


Рис. 6. Временные диаграммы токов в схеме замещения РП

На рис. 7 приведена временная диаграмма модулирующего напряжения, заданная в соответствии с модулирующей функцией $m_{f2}(t)$.

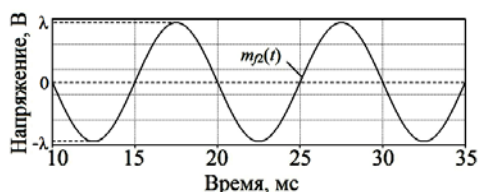


Рис. 7. Временная диаграмма модулирующего напряжения схемы замещения РП в соответствии с модулирующей функцией $m_{f2}(t)$

Временные диаграммы на рис. 6 и 7 получены при моделировании процессов схемы замещения с входным источником тока, изменяющимся по выражению $I_{вх2m} \sin^2(\omega t)$, аналогично [15, 16] и подтверждают верность полученных аналитических зависимостей для преобразователя с разомкнутой системой управления, правильность описания про-

текающих в преобразователе электромагнитных процессов. Ток дросселя $i_L(t)$ изменяется синфазно с входным током $i_{вх}(t)$, с той же частотой и отличается от него амплитудой, соответствующей току нагрузки I_n . При изменении входного тока $i_{вх}(t)$ от 0 до 5 А, ток нагрузки равен 2,5 А, а диапазон изменения тока $i_L(t)$ составляет от $-2,5$ до 2,5 А.

Основываясь на полученных аналитических выражениях и временных диаграммах, перейдем к описанию модулирующей функции при изменении входного тока $i_{вх}(t)$ по закону модуль-синуса. Сумма токов в узле $\varphi 1$ также будет определяться в соответствии с выражением (8). С учетом (1) выразим из формулы (8) ток дросселя L :

$$i_L(t) = I_{вх2m} \cdot |\sin(\omega t)| - I_n. \quad (17)$$

Амплитуда тока дросселя L равна току нагрузки I_n . Напряжение дросселя U_L определяем по формуле

$$U_{Lm} = X_L \cdot I_{Lm} = \omega \cdot L \cdot I_{Lm}. \quad (18)$$

Зная закон изменения тока дросселя L , а также то, что напряжение $U_L(t)$ сдвинуто от тока $I_L(t)$ на 90° , можем определить закон изменения этого напряжения:

$$U_L(t) = \omega \cdot L \cdot (I_{вх2m} \cdot \cos(\omega t) - I_n). \quad (19)$$

Далее по аналогии с выражениями (12)–(14) можно определить изменение напряжения на ключе $S3$

$$U_{S3} = \omega \cdot L \cdot I_{вх2m} \cdot |\cos(\omega t)| - \omega \cdot L \cdot I_n + I_n \cdot R_n \quad (20)$$

При этом модулирующая функция $m_{f2}(t)$ ключей $S2$ и $S3$, которая должна быть сформирована системой управления, изменяется по следующему закону:

$$m_{f2}(t) = \chi \cdot |\cos(\omega t)| - \frac{\chi}{2}, \quad (21)$$

где χ – амплитуда косинусоидальной составляющей модулирующей функции.

После приведения (21) к развертывающему напряжению, модулирующая функция запишется следующим образом:

$$m_{f2}(t) = \chi \cdot \left(|\cos(\omega t)| - \frac{1}{2} \right) + \frac{U_{pm}}{2}. \quad (22)$$

Результаты имитационного моделирования процессов в РП с $m_{f2}(t)$, изменяющейся по закону $|\cos(\omega t)| - 0,5$

На рис. 8 приведены временные диаграммы тока нагрузки, входного тока и тока дросселя L в схеме замещения с заданным модулирующим воздействием. Параметры схемы замещения остались неизменными за исключением индуктивности дросселя L . Ее величина составляет 300 мкГн. Размах переменной составляющей тока I_L составляет около 1 А. Моделирование также проводилось в среде LTSpice.

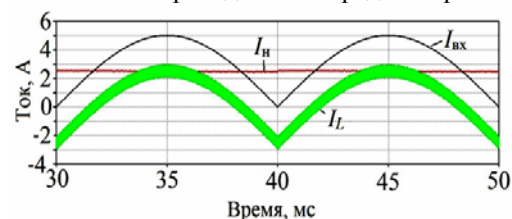


Рис. 8. Временные диаграммы схемы замещения РП при изменении входного тока по закону «модуль синуса»

Закономерность изменения тока $i_L(t)$ подчиняется полученному ранее выражению (17), что гарантирует высокий коэффициент мощности и обеспечивает высокую электромагнитную совместимость источника питания с питающей сетью.

Коэффициент полезного действия преобразователя при $I_H = 0,25$ А, $U_H = 20$ В изменяется от 90,5 до 89,9% в диапазоне изменения входного напряжения от 100 до 220 В, что на 2% выше показателей классического корректора коэффициента мощности за счет применения мягкой коммутации ключа S1.

Заключение

Получены основные аналитические выражения, описывающие электромагнитные процессы реверсивного преобразователя, а также условия обеспечения постоянного тока нагрузки. Установлена закономерность изменения модулирующего воздействия ОХП, которое на полупериоде напряжения сети должно оставаться постоянной величиной: $m_{f1}(t) = \text{const}$. Также установлена закономерность изменения модулирующего воздействия РП, определяемая выражением $m_{f2}(t) = |\cos(\omega \cdot t)| - \frac{1}{2}$.

Управление источником питания светодиодного светильника в соответствии с установленными закономерностями позволяет получить следующие эффекты:

- ток нагрузки является постоянным, и как следствие отсутствуют пульсации светового потока;
- форма потребляемого из сети тока является синусоидальной, что обеспечивает высокий коэффициент мощности и высокую электромагнитную совместимость источника питания с питающей сетью;
- работа транзистора обратногоходового преобразователя VT1 происходит в режиме мягкой коммутации, что повышает долговечность работы полупроводниковых элементов схемы.

Литература

1. Махлин А. Особенности проектирования блока питания для светодиодных ламп // Полупроводниковая светотехника. – 2011. – № 1. – С. 30–33.
2. Сравнение светодиодных ламп с люминесцентными, галогенными и лампами накаливания [Электронный ресурс]. – Электрон. текст. и граф. данные. – Режим доступа: http://svetlix.ru/articles/lamps_comparison
3. Корольский Д.А. Сравнительный анализ методов снижения низкочастотных пульсаций тока источников питания светодиодных светильников без использования электролитических конденсаторов / Д.А. Корольский, С.Г. Михальченко // Сб. науч. тр. XIII Междунар. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых / Национальный исследоват. Том. политехн. ун-т. – Томск, 2016. – С. 69–71.
4. Shu W. A Flicker-Free Electrolytic Capacitor-Less AC-DC LED Driver / W. Shu, X. Ruan, K. Yao // Journal IEEE Transaction on Power Electronics. – 2011. – Vol. 27, No. 11. – P. 4540–4548.
5. Chen Wu Elimination of an Electrolytic Capacitor in AC/DC Light-Emitting Diode (LED) Driver With High Input Power Factor and Constant Output Current / Wu Chen,

S.Y. Ron Hui // Journal IEEE Transaction on Power Electronics. – 2011. – Vol. 27, No. 3. – P. 1598–1607.

6. Lam John C.W. Isolated AC/DC Offline High Power Factor Single-switch LED Drivers without Electrolytic Capacitors / John C.W. Lam, Praveen K. Jain // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2015. – Vol. 3, No. 3. – P. 679–690.

7. Lam John C.W. A High Power Factor Electrolytic Capacitor-Less AC-Input LED Driver Topology With High Frequency Pulsating Output Current / John C.W. Lam, Praveen K. Jain // Journal IEEE Transaction on Power Electronics. – 2014. – Vol. 30, No. 2. – P. 943–955.

8. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.

9. Papanikolaou N.P. Minimization of power losses in PFC flyback converters operating in the continuous conduction mode / N.P. Papanikolaou, E.C. Tatakis // Journal IEE Proceedings – Electric Power Applications. – 2002. – Vol. 149, No. 4. – P. 283–291.

10. Бородин К.В. Оценка нелинейных динамических свойств полупроводниковых преобразователей с дозированием энергии по коэффициентам пульсаций тока и напряжения / К.В. Бородин, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, В.П. Обрусник // Научный вестник Новосиб. гос. техн. ун-та. – 2012. – № 2. – С. 79–90.

11. Mikhailchenko S.G. Applying a mathematical model for determining power section ratings of a buck-boost converter / S.G. Mikhailchenko, V.I. Apasov // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM-2016). – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – P. 507–511.

12. Mikhailchenko S.G. Analysis of resonant converters at wide input voltage range / S.G. Mikhailchenko, A.A. Stolyarova // 17th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM-2016). – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – P. 512–517.

13. Михальченко Г.Я. Математические модели импульсных систем преобразования энергии / Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиозлектроники, 2013. – 160 с.

14. Официальный сайт Linear Technology Corporation [Электронный ресурс]. – Метод доступа: <http://www.linear.com/>

15. Mikhailchenko G.Ya. Bifurcation behavior in multi-parallel interleaved buck converter / G.Ya. Mikhailchenko, S.G. Mikhailchenko // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2015. – Омск: Изд-во Омск. гос. техн. ун-та, 2015. – P. 1–7.

16. Диксон Р.К. Вопросы линеаризации математической модели преобразователя в системах электропитания, работающих на основе возобновляемых источников энергии // Изв. Том. политехн. ун-та. Инжиниринг георесурсов / Национ. исследоват. Том. политехн. ун-т. – 2017. – Т. 328, № 1. – С. 89–99.

Корольский Даниил Алексеевич

Аспирант каф. промышленной электроники (ПрЭ) ТУСУРа
Тел.: +7-952-804-10-52

Эл. почта: kda455@mail.ru

Михальченко Геннадий Яковлевич

Д-р техн. наук, профессор каф. ПрЭ

Тел.: +7 (382-2) 41-32-32

Эл. почта: kpe-tusur@yandex.ru

Михальченко Сергей Геннадьевич

Д-р техн. наук, профессор каф. ПрЭ

Тел.: +7 (382-2) 41-44-79

Эл. почта: msg@ie.tusur.ru

Korolsky D.A., Mikchalchenko G.Ya., Mikchalchenko S.G.

Direct load current shaping of LED driver with increased reliability

Principle of load current shaping of LED driver without smoothing high capability capacitor at the input is considered. Mathematical model of power circuit is constructed, analytical expressions of currents and voltages for substitution circuit is received and modulating functions in control system of converter is established.

Keywords: power supply, LED, electrolytic capacitor, storage capacitor, reversible converter, modulating function.