

УДК 621.314

Н.Н. Горяшин, А.С. Сидоров

Использование квазирезонансного преобразователя напряжения для светодиодного источника света большой мощности

Предложен критерий выбора параметров резонансного контура квазирезонансного преобразователя напряжения, работающего в качестве источника вторичного электропитания светодиодных элементов большой мощности.

Ключевые слова: квазирезонансный преобразователь, драйвер для светодиодного источника света.

Импульсные преобразователи электроэнергии лежат в основе источников вторичного электропитания (ИВЭП) для современных светодиодных осветительных систем [1]. Как известно, обеспечение длительного режима работы светодиодных источников света возможно только при обеспечении стабильного тока, протекающего через светодиодный элемент (СЭ). Большинство первичных источников электроэнергии (сеть переменного тока общего назначения, аккумуляторные батареи, генераторы и т.д.), по сути, являются источниками напряжения, что требует промежуточного преобразования электроэнергии для питания СЭ, т.е. использования ИВЭП. В результате эффективность осветительной системы в целом будет определяться не только СЭ, но и элементами ИВЭП. Эффективность ИВЭП для СЭ может определяться такими критериями, как КПД, удельная мощность, помехозащищенность и ресурс работы. Последний является одним из важнейших критериев, так как ресурс работы современных СЭ составляет более 50 000 ч.

В ИВЭП наименьшим ресурсом работы обладают емкостные элементы фильтра, в качестве которых, как правило, используются оксидные или электролитические конденсаторы с ресурсом работы от 2 до 5 тыс. часов. Со временем емкость конденсаторов данного типа существенно снижается (от 10 до 30% в пределах гарантированного срока эксплуатации), что приводит к увеличению пульсаций выходного напряжения и тока. Такой режим питания ухудшает как светоизлучающие характеристики светодиодов, так и энергетические и помехоизлучающие характеристики преобразователя. Таким образом, длительный срок службы светодиодных источников света может быть обеспечен только соответствующим ресурсом элементов ИВЭП. Данный вопрос становится наиболее актуальным, когда речь идет о светодиодных осветителях большой мощности (от 100 Вт, что соответствует мощности лампы накаливания от 800 Вт), так как стоимость таких осветителей сравнительно высока. Решением описанной проблемы является повышение рабочих частот импульсных преобразователей в составе ИВЭП до нескольких сотен килогерц, что впоследствии дает возможность применения входных и выходных фильтрующих конденсаторов малой емкости или в некоторых случаях исключения их из фильтра. При этом повышение частоты преобразования в классическом преобразователе до нескольких сотен килогерц приводит к существенному снижению его КПД.

Большой класс преобразователей напряжения (ПН) представляют устройства, использующие резонансные режимы работы импульсных полупроводниковых ключей. Такие режимы позволяют формировать близкую к гармонической форму тока и напряжения в силовых цепях ПН, а это, в свою очередь, позволяет снизить динамические потери в полупроводниковых компонентах и, соответственно, поднять КПД [2–4]. Однако по сравнению с классическими ПН с прямоугольной формой сигналов в силовой цепи и широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) в резонансных и квазирезонансных ПН пиковые значения тока и напряжения в резонансном цикле могут быть существенно выше, что повышает требования к полупроводниковым силовым компонентам по предельным характеристикам. Также частотно-импульсный закон регулирования в ПН резонансного типа требует закладывать параметры фильтра таким образом, чтобы при минимальной частоте преобразования обеспечивался допустимый уровень пульсаций выходных тока и напряжения, т.е. необходимо закладывать избыточность параметров выходного фильтра. При использовании в составе LC-фильтра конденсатора с небольшой емкостью (с высоким ресурсом работы) или только индуктивного филь-

ра вышеуказанное требование избыточности параметров существенно увеличивает массу выходного фильтра. Возможным решением указанной проблемы является поиск способа уменьшения диапазона изменения частоты преобразования (f_n) при заданной нестабильности первичного источника электроэнергии. Таким образом, поиск рационального соотношения между удельными характеристиками фильтра и диапазоном регулирования резонансных ПН, используемых для питания СЭ большой мощности, является актуальной задачей.

В настоящей работе рассматривается ИВЭП для СЭ на базе квазирезонансного ПН с переключением ключевого элемента (КЭ) при нулевых значениях тока с половиной волны резонансного цикла (далее по тексту ПНТ-преобразователь) [3, 5]. Однако в отличие от преобразователей, рассмотренных в [3, 5], данный ПНТ-преобразователь содержит только индуктивный фильтр. На рис. 1, а показана электрическая схема ПНТ-преобразователя понижающего типа, а на рис. 1, б приведены диаграммы токов и напряжений, поясняющие его работу, где L_p и C_p – индуктивность и емкость резонансного контура (РК); L_ϕ – выходной сглаживающий фильтр; $U_{Cp}(t)$ – напряжение на конденсаторе C_p ; $I_{Lp}(t)$ – ток индуктивности L_p ; τ – длительность открытого состояния транзистора VT1; $I_{\text{ВЫХ}}$ – выходной ток, равный в установившемся режиме среднему току дросселя L_ϕ ; $U_{\text{ВХ}}$ – входное напряжение ПН; T – период коммутации. Более подробное описание работы данного преобразователя можно найти в [4, 5].

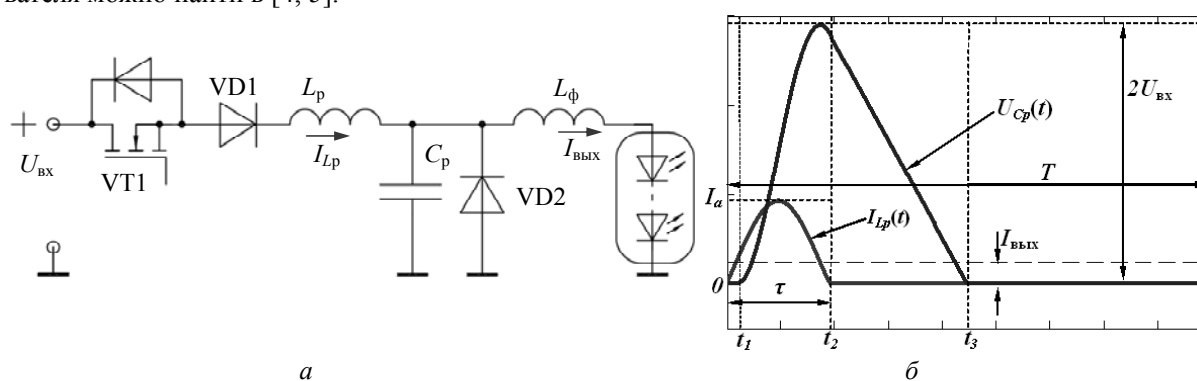


Рис. 1. Схема последовательного понижающего квазирезонансного преобразователя напряжения с переключением при нулевых значениях тока с половиной волны резонансного цикла – а и идеализированные временные диаграммы его работы – б

Приведенный тип преобразователя предложен по двум причинам. Первой причиной является возможность исключения коммутационных потерь в транзисторных и диодных ключах в широком диапазоне регулирования тока. Второй причиной является то, что данный тип ПН при определенных условиях имеет нелинейную внешнюю характеристику (ВХ), напоминающую характеристику источника тока, т.е. имеет большое внутреннее сопротивление. Этот эффект объясняется тем что, в момент времени t_2 (см. рис. 1, б) конденсатор C_p РК имеет некоторую энергию, накопленную в процессе резонансного цикла на интервале времени $(t_1; t_2)$. Значение данной энергии, главным образом, зависит от входного напряжения $U_{\text{ВХ}}$ и слабо зависит от тока нагрузки. На интервале времени $(t_2; t_3)$ происходит передача запасенной энергии в нагрузку через выходной фильтр. Скорость передачи энергии на данном интервале времени будет определяться скоростью разряда конденсатора C_p , т.е. текущим значением тока дросселя выходного фильтра, среднее значение которого равно току нагрузки. Таким образом, среднее значение напряжения за период на конденсаторе C_p , которое равно среднему значению выходного напряжения в установившемся режиме, будет снижаться с повышением тока нагрузки, что говорит о так называемой падающей ВХ ПН данного типа. Этот эффект можно использовать для питания постоянным током СЭ при малом изменении регулирующего параметра – частоты преобразования. В результате задачу данной работы можно поставить как определение условия выбора параметров РК, при которых стабилизация выходного тока при заданном диапазоне изменения питающего напряжения будет осуществляться минимальным возможным изменением частоты преобразования.

Для дальнейшего анализа кратко рассмотрим математическое описание работы ПНТ-преобразователя. Математическое описание сигналов тока и напряжения РК дается при допущении, что ток дросселя выходного фильтра является постоянной величиной, равной току нагрузки в устано-

ввишемся режиме. Таким образом, напряжение на конденсаторе C_p в пределах одного цикла работы КЭ (см. рис. 1, б) можно описать кусочно-заданной функцией [5]:

$$U_{Cp}(t) = \begin{cases} 0, t \in [0; t_1), \\ U_{BX} (1 - \cos(\omega_0(t - t_1))), t \in [t_1; t_2), \\ U_{BX} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{I_{ВЫХ} Z_0}{U_{BX}} \right)^2} \right] - \frac{I_{ВЫХ}}{C_p} (t - t_2), t \in [t_2; t_3), \\ 0, t \in [t_3; T), \end{cases} \quad (1)$$

$$\Delta t_1 = t_1 = \frac{I_{ВЫХ} L_p}{U_{BX}}, \Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{2\pi - \arcsin\left(\frac{I_{ВЫХ} Z_0}{U_{BX}}\right)}{\omega_0}, \Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{U_{BX} \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{I_{ВЫХ} Z_0}{U_{BX}} \right)^2} \right]}{I_{ВЫХ} Z_0 \omega_0}, \quad (2)$$

где $Z_0 = (L_p/C_p)^{0,5}$ – волновое сопротивление РК; $\omega_0 = 2\pi f_0 = (L_p C_p)^{-0,5}$ – собственная частота РК.

Используя выражения (1) и (2), определим ВХ $U_{ВЫХ}(I_{ВЫХ})$ данного ПН. Как описано в [5], среднее выходное напряжение определяется как

$$U_{ВЫХ} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T U_{Cp}(t) dt. \quad (3)$$

Отсюда, проинтегрировав функцию (1), получим

$$U_{ВЫХ}(I_{ВЫХ}) = \frac{f_{П} U_{ВХ}}{f_0 2\pi} \left[\pi + \frac{I_{ВЫХ} Z_0}{U_{ВХ}} + \arcsin\left(\frac{I_{ВЫХ} Z_0}{U_{ВХ}}\right) + \frac{U_{ВХ}}{2 \cdot I_{ВЫХ} Z_0} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{I_{ВЫХ} Z_0}{U_{ВХ}} \right)^2} \right]^2 \right]. \quad (4)$$

Согласно (4) ВХ зависит как от параметров РК (Z_0 , f_0 , или, что то же самое, C_p , L_p), так и от $U_{ВХ}$. На рис. 2, а показан пример зависимости (4), сопоставленной с вольт-амперной характеристикой (ВАХ) СЭ. Как видно из графиков, она имеет падающий вид, что говорит о возможности использования данного ПН в качестве источника тока на некотором участке ВХ. Также кривые ВХ, полученные при разных значениях $U_{ВХ}$, пересекают график ВАХ СЭ в разных точках. Следовательно, ток, протекающий через СЭ, существенно зависит от $U_{ВХ}$. Если выбрать параметры РК и частоту преобразования такими, что значение выходного тока ПН будет соответствовать номинальному току СЭ при максимальном заданном $U_{ВХ}$, то СЭ будет работать в допустимом режиме при понижении $U_{ВХ}$, что никак не скажется на его ресурсных характеристиках. Однако при таком режиме работы интенсивность излучения СЭ будет зависеть от нестабильности питающего напряжения. Для устранения данного недостатка необходимо ввести цепь отрицательной обратной связи по току СЭ. Регулирование выходного тока в данном типе ПН осуществляется за счет изменения частоты преобразования, поэтому стабилизация выходного тока при прочих заданных параметрах и изменении $U_{ВХ}$ будет осуществляться изменением ВХ за счет изменения частоты переключения КЭ согласно (4). На рис. 2, б показаны две ВХ ПНТ-преобразователя при разных значениях $U_{ВХ}$. Данные ВХ пересекаются в точке стабилизации выходного тока за счет того, что для каждого случая подобрана соответствующая частота преобразования.

Таким образом, задача проектирования данного ПН сводится к тому, чтобы подобрать параметры РК такими, при которых изменение частоты преобразования в пределах диапазона регулирования будет минимальным при заданной максимальной частоте. Исходными данными являются диапазон изменения входного напряжения $\Delta U_{ВХ} = (U_{ВХ.макс} - U_{ВХ.мин})$, где $U_{ВХ.макс}$ – максимальное входное напряжение, $U_{ВХ.мин}$ – минимальное входное напряжение и параметры рабочей точки СЭ или выходные ток и напряжение ПН $I_{ВЫХ}$, $U_{ВЫХ}$ соответственно. При этом $U_{ВХ.макс}$ соответствует минимальная частота преобразования $f_{п.мин}$, а $U_{ВХ.мин}$ – максимальная частота преобразования $f_{п.макс}$.

Очевидно, что индуктивность дросселя выходного фильтра должна рассчитываться при минимальном значении частоты преобразования исходя из допустимого уровня пульсации. Поэтому чем выше максимальная частота преобразования и меньше диапазон изменения рабочей частоты, тем меньше массогабаритные характеристики ПН. Максимальную частоту преобразования можно опре-

делить исходя из предельных значений рабочих частот конденсатора РК, магнитопровода индуктивного элемента РК и выбранных транзисторных и диодных ключей.

Для минимизации $\Delta f_{\text{п}} = (f_{\text{п.макс}} - f_{\text{п.мин}})$ при заданных $\Delta U_{\text{вх}}, I_{\text{вых}}, U_{\text{вых}}$ необходимо понимать, каким образом $\Delta f_{\text{п}}$ зависит от параметров РК (Z_0, f_0). Для этого выразим из (4) регулировочную характеристику

$$f_{\text{п}}(U_{\text{вх}}) = \frac{U_{\text{вых}} f_0 2\pi}{U_{\text{вх}}} \left[\pi + \frac{I_{\text{вых}} Z_0}{U_{\text{вх}}} + \arcsin\left(\frac{I_{\text{вых}} Z_0}{U_{\text{вх}}}\right) + \frac{U_{\text{вх}}}{2 \cdot I_{\text{вых}} Z_0} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{I_{\text{вых}} Z_0}{U_{\text{вх}}}\right)^2} \right]^2 \right]^{-1}. \quad (5)$$

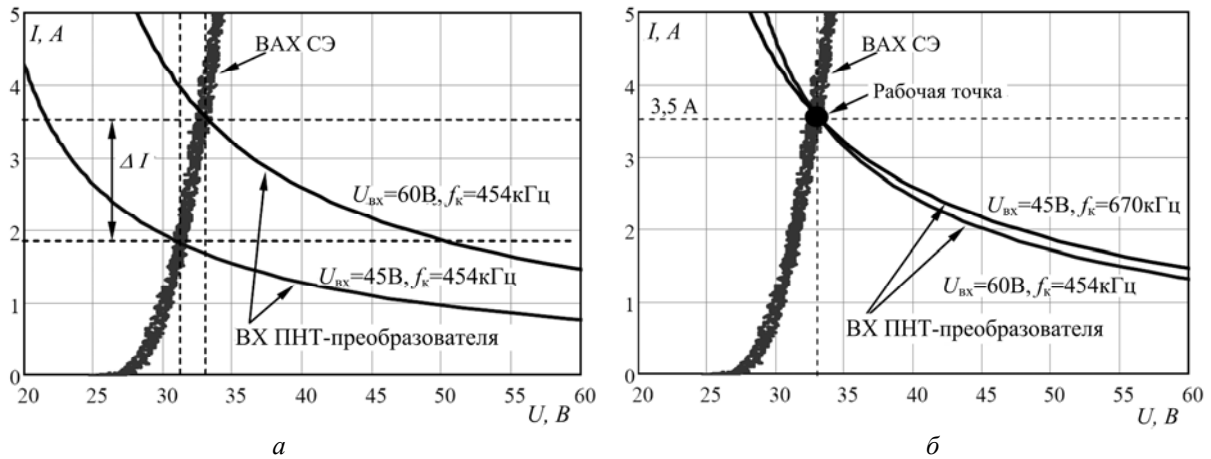
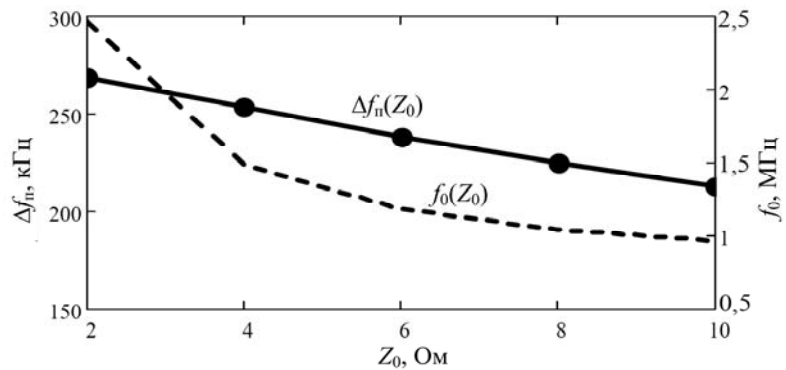


Рис. 2. Экспериментальные ВАХ светодиодной матрицы Epistar на основе чипов InGaN, состоящей из 100 элементов, совмещенные с семействами ВХ ПНТ-преобразователя

Используя функцию (5), можно построить зависимость $\Delta f_{\text{п}}$ от Z_0, f_0 при фиксированном значении $\Delta U_{\text{вх}}$. Данная зависимость показана на рис. 3 в виде кусочно-ломаных линий. При построении данных кривых учитывался тот факт, что, так как частота $f_{\text{п.макс}}$ и соответствующее ей напряжение $U_{\text{вх.мин}}$, а также $I_{\text{вых}}, U_{\text{вых}}$ известны, то значение f_0 , соответствующее значению Z_0 , необходимо выбирать из условия выполнения равенства (5) (кривая $f_0(Z_0)$ на рис. 3).

Рис. 3. Кривые зависимостей $\Delta f_{\text{п}}(Z_0)$ и $f_0(Z_0)$



Согласно рис. 3 зависимость $\Delta f_{\text{п}}(Z_0)$ говорит о том, что для стабилизации выходного тока СЭ снижение $\Delta f_{\text{п}}$ при заданном $\Delta U_{\text{вх}}$ возможно путем повышения значения волнового сопротивления РК Z_0 . Однако на практике увеличение Z_0 имеет предел, т.к. индуктивность резонансного дросселя L_p , работающего на высоких частотах, требует применения высокочастотных магнитомягких материалов с малым значением относительной магнитной проницаемостью (например, карбонильное железо, $\mu = 5 \dots 10$) и использования намоточного провода по типу литцендрат. Все это создает проблему изготовления индуктивного элемента РК с высокой удельной индуктивностью и малыми магнитными потерями, что, в свою очередь, ставит задачу использования индуктивного элемента РК с малой индуктивностью (доли, единицы мкГн).

Таким образом, проектирование рассматриваемого ПН для питания СЭ, исходя из критериев удельной массы и ресурса работы, представляет собой неоднозначную задачу, решение которой зависит от выбора элементной базы, нестабильности входного напряжения, параметров рабочей точки СЭ и соотношения между массами дросселей РК и фильтра. В общем случае для практической ми-

нимизации $\Delta f_{п}$, можно ввести ограничение по массе индуктивного элемента РК, задав какую часть массы дросселя выходного фильтра не должна превышать масса дросселя РК. Данный критерий является достаточным при определении параметров РК при заданных параметрах рабочей точки СЭ, диапазоне входных напряжений и максимальной частоте преобразования.

Для отработки предложенного критерия был создан экспериментальный макет рассматриваемого ПН с индуктивным фильтром, работающего в режиме стабилизации выходного тока. Масса дросселя РК, изготовленного на тороидальном сердечнике из карбонильного железа, составила приблизительно одну пятую от массы дросселя фильтра (тип материала сердечника МП140). При этом значение волнового сопротивления составило $\approx 6,7$ Ом. Остальные параметры ПН представлены в таблице.

На рис. 4 показаны экспериментальные осциллограммы работы данного ПН, нагруженного на светодиодную матрицу Epistar из 100 элементов на основе чипов InGaN. Изменение частоты в режиме стабилизации выходного тока ($3,5 \pm 0,1$) А составило 32% по отношению к максимальной частоте 670 кГц при изменении входного напряжения на 25% относительно максимального значения 60 В. На рис. 5, а показаны экспериментальные графики изменения относительной частоты преобразования и размаха пульсаций выходного тока в процессе регулирования при изменении $U_{вх}$ от 45 до 60 В. Максимальный размах пульсаций выходного тока составил 0,2 А, что соответствует 5% относительного изменения светового потока для тестируемого СЭ. На рис. 5, б представлена экспериментальная кривая зависимости КПД от входного напряжения в пределах заданного диапазона регулирования.

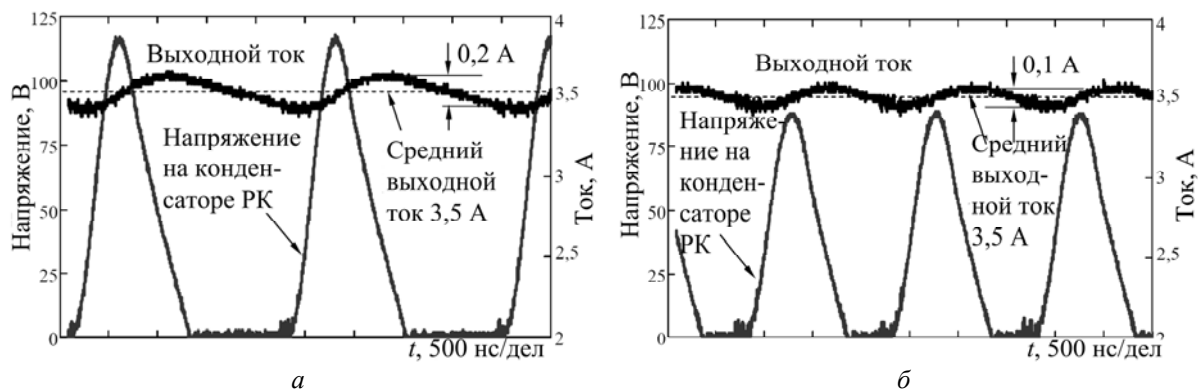


Рис. 4. Осциллограммы работы стабилизатора тока, построенного на базе ПНТ-преобразователя с индуктивным выходным фильтром при входном напряжении 60 В (а) и 45 В (б)

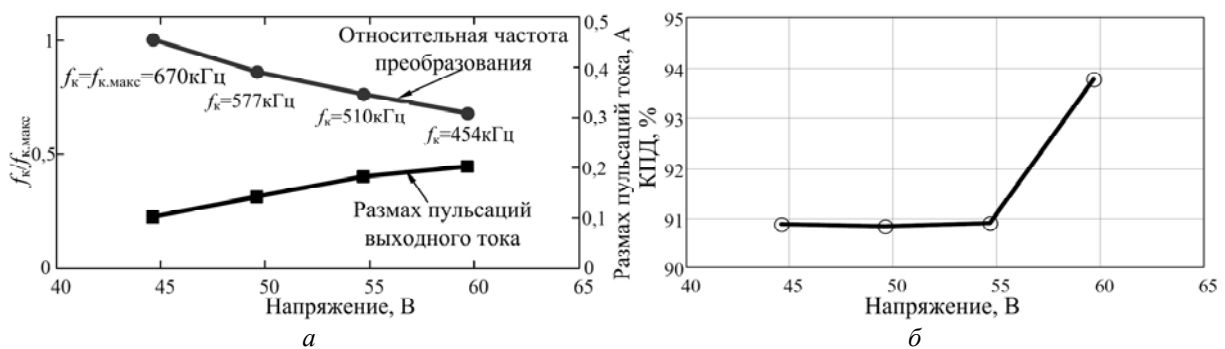


Рис. 5. Регулировочная характеристика, совмещенная с кривой изменения пульсаций выходного тока (а), и кривая КПД в зависимости от входного напряжения (б) стабилизатора тока, построенного на базе ПНТ-преобразователя

Параметры разработанного ПН

Параметр	L_p , мкГн	C_p , нФ	L_f , мкГн	$f_{п,мин}$, кГц	$f_{п,макс}$, кГц	$U_{мин}$, В	$U_{макс}$, В
Значение	$0,9 \pm 5\%$	$20 \pm 10\%$	$190 \pm 5\%$	454	670	45	60

На основании полученных результатов можно сделать вывод, что рассмотренный квазирезонансный ПН с переключением при нулевых значениях тока и половиной волной резонансного цикла и индуктивным фильтром можно использовать в качестве ИВЭП для СЭ большой мощности. Анализ показал, что при стабилизации тока СЭ изменение частоты преобразования относительно максимальной частоты при изменении входного напряжения будет уменьшаться с увеличением волнового сопротивления РК. Данный результат позволяет минимизировать параметры дросселя выходного фильтра при заданном допустимом уровне пульсаций выходного тока и массе индуктивного элемента РК. Минимальный КПД данного ПН составил 90,8% на максимальной частоте преобразования 670 кГц при потребляемой мощности СЭ 115 Вт, максимальное значение КПД составило 93,8% при частоте преобразования 454 кГц и прочих равных условиях. Полученные результаты также справедливы для ПН с гальванической развязкой, использующих режимы ПНТ, исследованные в данной работе, что позволяет проектировать ИВЭП для питания СЭ не только от низковольтных источников постоянного напряжения, но и высоковольтных первичных источников электроэнергии.

Исследование выполнено при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, соглашение 14.В.37.21.1507 «Исследование и разработка перспективных импульсных высокочастотных вторичных преобразователей электроэнергии для светодиодных осветителей большой мощности».

Литература

1. Миронов С. Интегральные драйверы для светодиодного освещения. – Ч. I: AC/DC драйверы // Новости электроники. – 2010. – Вып. 10. – С. 3–7.
2. Abu-Qahouq J. Unified steady-state analysis of soft-switching DC-DC converters / J. Abu-Qahouq, I. Batarseh // IEEE Trans. Power Electron. – 2002. – Vol. 17, № 5. – P. 684–691.
3. Andreycaк B. 1 MHz 150 W resonant converter design review // Unitrode corporation power supply design seminar, SEM600, Topic 2. – 1988 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.ti.com/lit/ml/slup086/slup086.pdf, свободный (дата обращения: 01.02.2013).
4. Mammano R. Resonant mode converter topologies // Unitrode corporation power supply design seminar, SEM600, Topic 1. – 1988 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.ti.com/lit/ml/slup085/slup085.pdf, свободный (дата обращения: 01.02.2013).
5. Erickson R.W. Fundamentals of power electronics. – First Edition. – N.Y.: Chapman and Hall, 1997. – 791 p.
6. Горяшин Н.Н. Оценка статических потерь мощности в квазирезонансном преобразователе напряжения / Н.Н. Горяшин, А.А. Соломатова // Вестник СибГАУ. – Красноярск, 2011. – Вып. 37. – С. 13–19.

Горяшин Николай Николаевич

Канд. техн. наук, доцент каф. систем автоматического управления (САУ)
Сибирского государственного аэрокосмического университета
им. акад. М.Ф. Решетнева (СибГАУ), г. Красноярск
Тел.: +7-950-404-80-66
Эл. почта: gorkolya@mail.ru

Сидоров Александр Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. систем автоматического управления (САУ) (СибГАУ)
Тел.: +7-904-894-58-52
Эл. почта: aladdin_sane@mail.ru

Goryashin N.N., Sidorov A.S.

On utilizing quasi-resonant voltage converter as a driver for high power LEDs

The paper presents the results of theoretical and experimental analysis of quasi-resonant voltage converter operation utilized as a driver for high power LEDs.

Keywords: quasi-resonant converter, LED driver.