

М.Е. Калекеева*, Ю.Г. Литвинов
Академия Гражданской Авиации, Алматы, Казахстан
*e-mail: kalekeeva.m@mail.ru

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИСПЫТАНИЯ НОВОГО ВЫСОКОЭФФЕКТИВНОГО СВЕТОДИОДНОГО ДРАЙВЕРА

Аннотация: В этой статье представлен новый высокоэффективный светодиодный драйвер. Разработанная версия драйвера светодиода основана на активном АС-DC преобразователе с обратногоходовой топологией. Особенностью предложенной схемы является использование стабилизатора тока/ напряжения на первичной стороне на базе микроконтроллера FL7733A и пассивного стабилизатора на вторичной стороне. Представлена методика расчета текущих значений действующего значения. По предложенной схеме сконструирован и собран экспериментальный образец драйвера светодиода. Проведены функциональные тесты, которые показывают качественное преимущество перед штатной схемой драйвера светодиода. Были проведены температурные испытания, по ним видно, что элементы драйвера не испытывают чрезмерных температурных нагрузок и работают в нормальных температурных пределах.

Ключевые слова: светодиод, драйвер, обратный ход, преобразователь, стабилизатор.

Введение. УП к специфике работы светодиодов требуется стабилизатор напряжения или тока для ограничения напряжения светодиодов до безопасных значений, кроме того, стабилизатор должен обеспечивать пульсации тока в пределах допустимых значений не более 5% в общий случай. Использование линейных регуляторов в качестве стабилизаторов тока для светодиодов возможно, но во многих случаях неприемлемо с точки зрения эффективности. Потери на линейном регуляторе могут свести на нет использование дорогого, но экономичного светодиодного освещения. Более того, выгода от использования светодиодного освещения заключается именно в экономии затрат на электроэнергию. Из-за больших потерь мощности на линейном стабилизаторе необходимо принять меры по отводу тепла от линейного элемента, что может привести к удорожанию, несмотря на кажущуюся дешевизну решения.

Наиболее эффективным решением для защиты и стабилизации тока, а значит, и для стабилизации светового потока осветительного устройства является использование импульсных преобразователей. Хорошо известные топологии преобразователей, используемых в светодиодном освещении, могут быть либо без гальванической развязки, либо с гальванической развязкой, см. Рисунок 1.

Согласно требованиям безопасности, светодиодные лампы должны быть гальванически изолированы, чтобы минимизировать токи утечки и уравнивающие токи, опасные для здоровья и жизни человека. Электронные источники, выпускаемые для промышленного и офисного использования, спроектированы исключительно на основе топологий с гальванической развязкой, и наиболее распространены схемы обратногоходового преобразователя (рис.1, г) и резонансного LLC-преобразователя (рис.1, е). [6-12]. Достоинством обратногоходового преобразователя является простота схемы. Однако меньший КПД, из-за чего его использование оправдано со светодиодами мощностью до 100-150 Вт, когда резонансные LLC используются на мощностях выше 150 Вт.

Схематическое решение. Разработана инновационная схема драйвера светодиода (рис. 2). В этой схеме используется инновационная упрощенная схема управления. В этой схеме используется регулятор первичного тока и пассивный линейный регулятор.

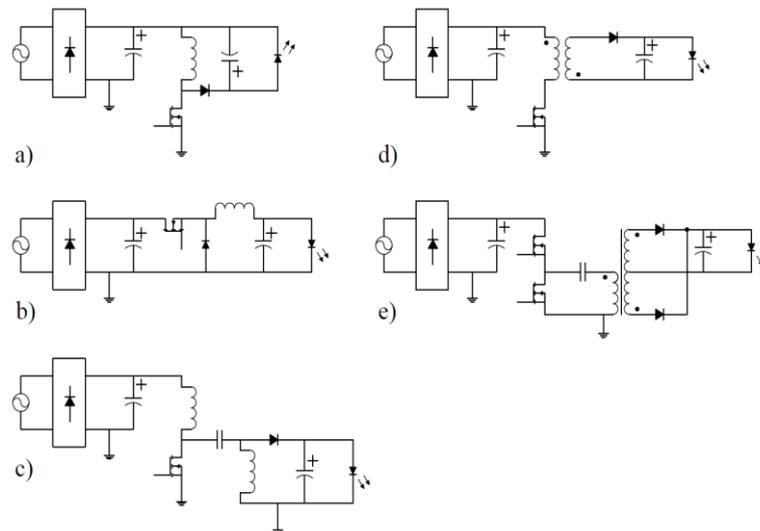


Рисунок 1. Топологии схем трансформатора
 Без гальванической развязки: а) понижение-повышение (понижение-повышение), б) понижение (понижение), в) SEPIC. С гальванической развязкой: г) обратный ход, в) резонансный преобразователь LLC

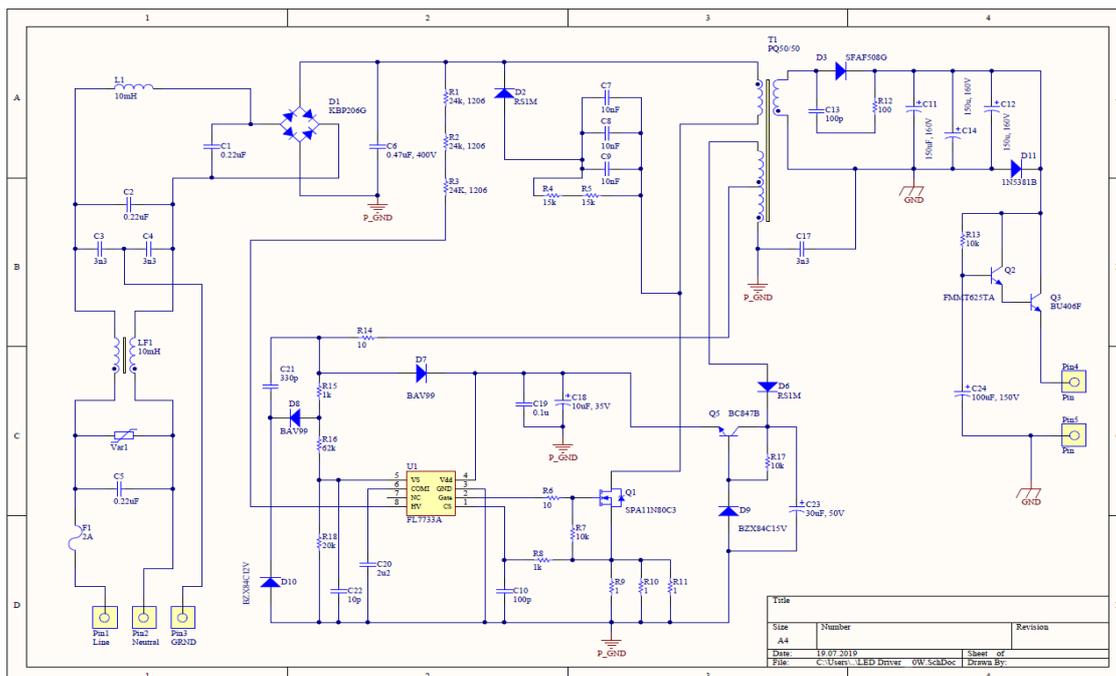


Рисунок 2. Схема драйвера светодиода

На рис. 2. показан разработанный блок питания мощностью 60 Вт для светодиодного освещения. Драйвер светодиода был разработан для промышленного и офисного использования, для переменной сети с номинальным напряжением 140-275 В и возможностью работы до 300 В. По возможности была выбрана универсальная и наиболее востребованная модель драйвера мощностью 60Вт и выходным напряжением 60В. Наиболее распространенные модели драйверов представлены от 24 до 100 Вт и выходного напряжения от 12 до 170 В. Поэтому представляется правильным разработать источник питания на среднюю мощность и выходное напряжение, чтобы в будущем при необходимости можно было внести изменения в развитый источник для расширения линейки.

На рис. 2. драйвер состоит из основных строительных блоков: предохранитель F1, защита от высоковольтных скачков напряжения (молние защита) Var1, входной фильтр для подавления высокочастотных помех, диодный выпрямитель D1, цепь управления, регулятор напряжения / ток светодиодов, выходной фильтр — это основные составляющие современного стабилизатора. Все эти структурные блоки содержат качественные стабилизаторы тока / напряжения, отвечающие требованиям электромагнитной совместимости, безопасности, надежности светодиодной лампы, высокой эффективности.

Предохранитель F1 необходим для установки и предназначен для предотвращения возгорания в случае выхода из строя источника, выбирается с допустимым рабочим током, превышающим ток, потребляемый драйвером, и с учетом пусковых токов.

Варистор Var1 защищает драйвер светодиода от импульсного шума на входе, чтобы удовлетворить требованиям устойчивости электронного устройства к помехам в сети. Если максимальное входное напряжение переменного тока составляет 300 В, то значение напряжения варистора должно находиться в диапазоне 450-750 В. В то же время, чтобы соответствовать требованиям невосприимчивости к помехам по сетям, предохранитель и варистор выбираются таким образом, чтобы предохранитель не перегорал при кратковременном высоковольтном импульсном напряжении в сети при включении варистора. работа, поглощающая энергию импульса.

Входные компоненты: емкость C5 (класс X2), индуктивность LF1, емкость C1 (класс X2), емкость C2 (класс Y1), емкость C3 (класс Y1), емкость C4 (класс Y1) образуют входной фильтр электромагнитных помех. Входной фильтр предназначен для подавления электромагнитных помех, создаваемых источником светодиодов, и очень эффективен в борьбе с кондукторными (проводными) помехами и излучаемыми помехами.

Светодиодный стабилизатор состоит из первичного ключа MOSFET Q1, трансформатора T1, выпрямительного диода D3 на вторичной стороне и микросхемы контроллера FL7733A. Стабилизатор выполнен на базе обратного преобразователя с гальванической развязкой. Контроллер стабилизатора FL7733A обеспечивает обратный ход в режиме разрывных токов, при этом для стабилизации выходного напряжения используется сигнал вспомогательной силовой обмотки. Это уменьшает количество компонентов, необходимых для организации обратной связи.

Силовые полупроводниковые компоненты транзистора Q1 и выпрямительный диод D3 стабилизатора выбираются исходя из того, что режим работы не выходит за пределы их безопасной зоны, указанной в технических характеристиках компонентов. Кроме того, силовые полупроводники выбираются из соображений цены и оптимизации потерь мощности. Как правило, полупроводниковые компоненты, выбранные из соображений оптимизации потерь в существующих условиях эксплуатации в изделии, имеют достаточную область безопасной эксплуатации, то есть значения их допустимых токов и напряжений достаточно выше необходимого минимума. Потери мощности в силовых полупроводниках импульсного преобразователя складываются из проводящих потерь (омических потерь в полевых транзисторах или при прямом переходе в диодах) и динамических потерь, то есть коммутационных потерь. Как правило, минимальные потери достигаются, когда выбирается полупроводник, у которого кондукторные и динамические потери равны (сбалансированы).

Анализ стабилизатора. Как видно на схеме на первичной стороне, для стабилизации тока использовалась микросхема FL7733A. Пассивный линейный стабилизатор на вторичной стороне перед выходом.

Рассмотрим работу преобразователя более подробно [13-17].

Схема на рис. 3. наглядно показывает временные шаги преобразователя.

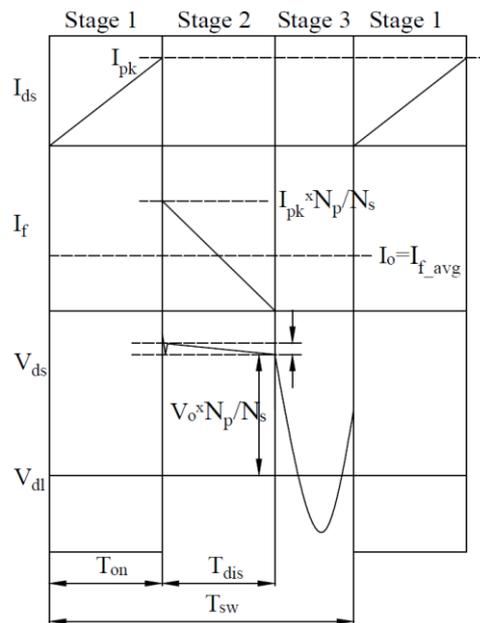


Рисунок 3. Фазовая диаграмма передатчика (Flyback)

На этапе 1: во время включения (T_{on}) полевого МОП-транзистора Q1 входное напряжение V_{dl} (на входном конденсаторе C_{dl}) прикладывается к первичной обмотке трансформатора T1. Ток I_{ds} транзистора Q1 линейно увеличивается со временем:

$$I_{ds}(t) = \frac{V_{dl}}{L1} \cdot t, \quad (1)$$

до максимального значения I_{pk} :

$$I_{pk} = \frac{V_{dl}}{L1} \cdot T_{on}, \quad (2)$$

где $L1$ - индуктивность смещения первичной обмотки трансформатора. За это время в трансформаторе T1 накапливается энергия от сети. Пусть P_o будет выходной мощностью преобразователя, тогда средний входной ток преобразователя за период переключения $I_{in} = P_o / V_{dl}$. Из баланса заряда нетрудно рассчитать, что средний входной ток и пиковый ток связаны соотношением: $T_{on} \cdot I_{pk} / 2 = T_{sw} \cdot I_{in}$, где T_{sw} - период переключения основного ключа Q1. Из (2) несложно найти зависимость, определяющую необходимое время включения главного ключа, от нагрузки и параметров схемы:

$$T_{on} = \frac{\sqrt{2P_o \cdot L1 \cdot T_{sw}}}{V_{dl}} \quad (3)$$

На этапе 2: в течение времени T_{dis} транзистор Q1 выключен, энергия, накопленная в трансформаторе T1, высвобождается через диод Df на вторичной стороне T1, заряжая выходной конденсатор C_o . Пока диод Df проводит, сумма выходное напряжение V_o и прямое напряжение V_f на диоде прикладываются ко вторичной обмотке трансформатора. Вторичный ток I_f линейно уменьшается со временем от максимального значения $I_{pk} \cdot N_p / N_s$ до нуля в конце стадии:

$$I_f(t) = I_{pk} \frac{N_p}{N_s} - \frac{V_o}{L2} \cdot t \quad (4)$$

где N_p и N_s соответственно количество обмоток на первичной и вторичной сторонах, а $L2$:

$$L2 = \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \cdot L1 \quad (5)$$

- индуктивность смещения вторичной обмотки. Из (4) нетрудно найти, что время разряда определяется по формуле:

$$T_{dis} = \frac{N_s}{N_p} \cdot \frac{\sqrt{2P_0 \cdot L1 \cdot T_{sw}}}{V_0} \quad (6)$$

В этом случае условие разрывных токов должно выполняться, когда время разряда меньше времени замкнутого состояния переключателя Q1: $T_{dis} < T_{off} = T_{sw} - T_{on}$, или другим способом: $T_{on} + T_{dis} < T_{sw}$.

На этапе 3: когда ток вторичной обмотки I_f достигает нуля, в результате процесса блокировки диода D_f возрастает обратное напряжение диода, напряжение на вторичной стороне трансформатора $T1$ и напряжение V_a на вспомогательной уменьшение обмотки. Напряжения на обмотках трансформатора начинают колебаться из-за резонанса между индуктивностью намагничивания трансформатора $T1$ и эффективной выходной емкостью транзистора Q1.

Для выбора оптимальных компонентов схемы полезно найти текущие значения токов на первичной и вторичной стороне. Текущие значения токов будем рассчитывать по известной формуле:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \cdot \int_0^{T_{sw}} I(t)^2 dt} \quad (7)$$

После несложных расчетов получаем для действующего значения первичной стороны:

$$I_{rms1} = \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \cdot \int_0^{T_{on}} \left(\frac{I_{pk}}{T_{on}} \cdot t \right)^2 dt} = I_{pk} \sqrt{\frac{T_{on}}{3 \cdot T_{sw}}} = I_{in} \sqrt{\frac{4 \cdot T_{sw}}{3 \cdot T_{on}}} \quad (8)$$

Для эффективного значения вторичной стороны:

$$\begin{aligned} I_{rms2} &= \sqrt{\frac{1}{T_{sw}} \cdot \int_0^{T_{dis}} \left(\frac{N_p}{N_s} \cdot \frac{I_{pk}}{T_{dis}} \cdot t \right)^2 dt} = \frac{N_p}{N_s} \cdot I_{pk} \sqrt{\frac{T_{dis}}{3 \cdot T_{sw}}} = \\ &= \sqrt{\frac{N_p \cdot V_{dl}}{N_s \cdot V_0}} \cdot I_{in} \sqrt{\frac{4 \cdot T_{sw}}{3 \cdot T_{on}}} \end{aligned} \quad (8)$$

Зная текущие значения токов в электрических цепях, можно рассчитать потери проводимости (омические потери и потери при прямом переходе в диодах) электронных элементов - магнитных (катушечных) компонентов и полупроводников. Чтобы получить представление о суммарных потерях электронных элементов (компонентов) схемы, необходимо рассчитать их динамические потери, то есть потери на переключение или перемагничивание в случае магнитных компонентов. Выбор лучшего электронного компонента будет сводиться к выбору компонента с минимальными общими потерями мощности [18,19].

Экспериментальный образец. FL7733A - это контроллер активной коррекции коэффициента мощности (PFC), используемый в одноступенчатой топологии обратной связи или топологии с низким коэффициентом усиления (рис. 4) [20].

На рисунке 5 показана типичная электрическая схема FL7733A. Принципиальным отличием предлагаемой нами реализации от типовых схем является использование пассивного стабилизатора на вторичной стороне и некоторые схемные изменения на первичной стороне. Внесенные нами улучшения отражаются в сравнении двух схем во время функциональных тестов.

Согласно схеме драйвера светодиода были разработаны шаблоны для верхней и нижней сторон печатной платы (рис.6).

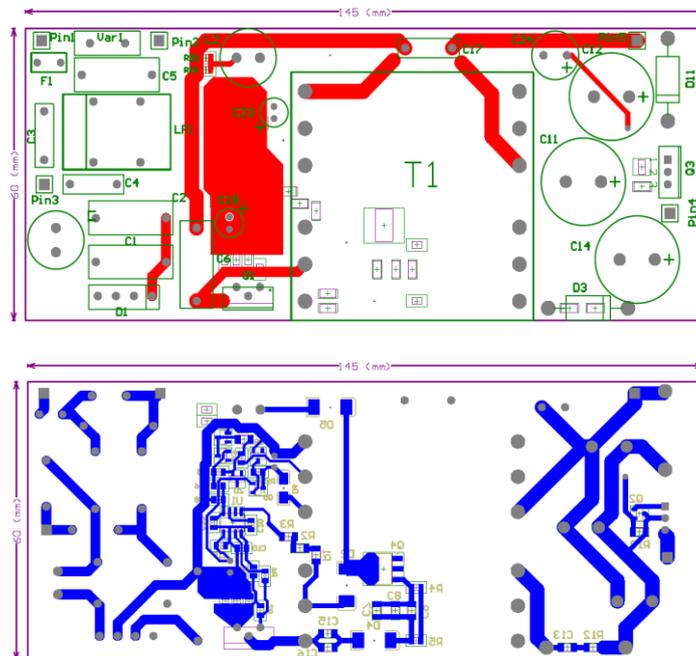


Рисунок 6. Верхний и нижний планы печатной платы светодиода

Собран и отлажен лабораторный образец блока питания (драйвера) светодиода, рис.7.

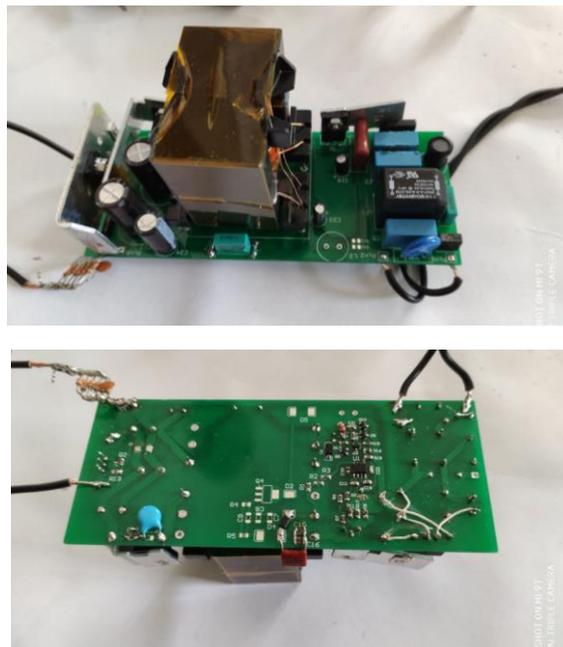
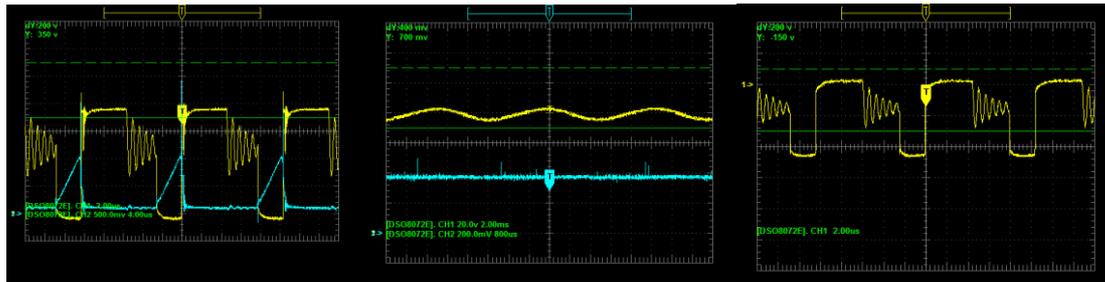


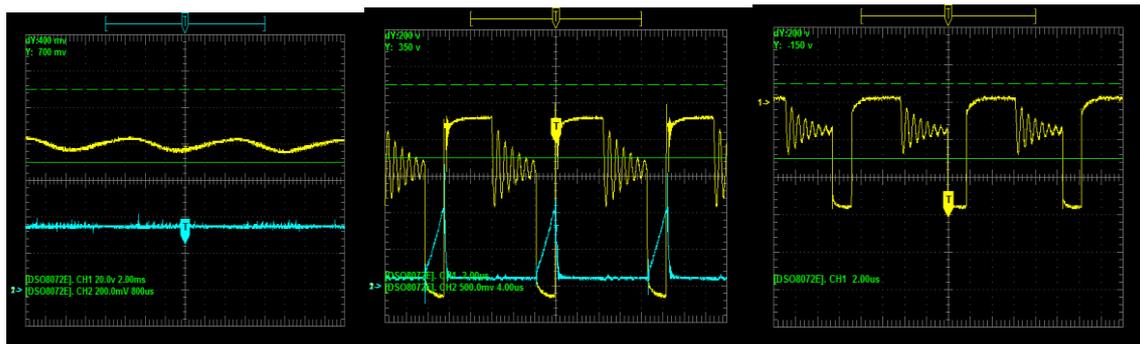
Рисунок 7. Внешний вид лабораторного образца драйвера светодиода, вид сверху и снизу.

I. Тестирование. Проведены функциональные испытания экспериментального лабораторного образца инновационного светодиодного драйвера мощностью 60 Вт. Эксперимент проводился при различных входных напряжениях, в частности 160 и 220 В.

Как видно из графиков (рис. 8), в обоих случаях при 160 и 220 В картина на выходах идентична. К моменту начала цикла сердечник трансформатора полностью размагничен, и в нем нет тока. В момент поступления управляющего сигнала от ШИМ-контроллера силовой выключатель Q1 размыкается и ток в трансформаторе начинает увеличиваться. Происходит скачок тока, связанный с зарядом паразитной емкости трансформатора. К этому времени выходной диод также полностью закрыт.



а) Ключевое напряжение и ток на первичной стороне при $V_{in} = 160$ В б) выходное напряжение диода на вторичной стороне при $V_{in} = 160$ В в) выходное напряжение и ток при $V_{in} = 160$ В



а) Ключевое напряжение и ток на первичной стороне при $V_{in} = 220$ В б) выходное напряжение диода на вторичной стороне при $V_{in} = 220$ В в) выходное напряжение и ток при $V_{in} = 220$ В

Рисунок 8. Графики напряжений и тока драйвера светодиода

Далее силовой транзистор отключается, ток в нем резко падает с I_{pk} до нуля, а напряжение начинает быстро расти и достигает V_{MAX} .

К следующему моменту ток во вторичной обмотке трансформатора полностью прекратился, а выходной диод замкнулся. Таким образом, трансформатор «подвешен в воздухе», и на его первичной обмотке возникают относительно низкочастотные колебания, вызванные колебательным контуром из-за индуктивности намагничивания трансформатора и некоторой эквивалентной емкости, образованной межвитковой / межобмоточной емкостью. и выходная мощность переключателя питания.

Затем открывается клавиша включения и процесс повторяется.

На графиках (рис. 8) все описанные этапы работы драйвера происходят в штатном режиме, максимальное напряжение, возникающее при отключении тока ключом Q1, лежит в пределах, допускаемых компонентами схемы, т.е. превышение допустимого предельного напряжения на ключе и диодах. При входном напряжении 160 В максимальное напряжение V_{MAX} достигало 400 В, а при 220 В - 600 В. Компоненты, которые используются в схеме, могут работать при напряжении 800 В, что позволяет не бояться выхода из строя при

падении входного напряжения. На вторичной стороне аналогично падения напряжения лежат в пределах допустимой нормы выходного диода.

Важно отметить, что выходной ток, измеренный при различных напряжениях, совершенно ровный (рис. 8). Это достигается за счет использования пассивного стабилизатора на выходе схемы. По сравнению с тестами штатной схемы для микросхемы FL7733A (рис.9) наша схема выгодно отличается от постоянного тока на выходе, когда, как и в штатной схеме, наблюдаются колебания тока небольшой амплитуды с частотой входное напряжение, негативно влияющее на мерцание поставляемых диодов.

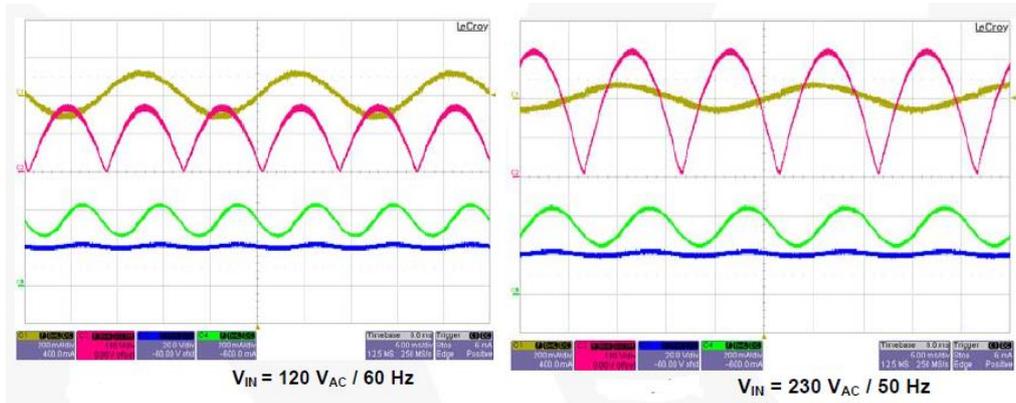


Рисунок 9. Входное и выходное напряжение и ток в стандартной схеме с FL7733A

II. Тепловые испытания. Проведены тепловые испытания экспериментального лабораторного образца инновационного драйвера светодиода.

Во время тестирования инновационный драйвер был подключен к внешней сети и на выходе к диодам, чтобы потребляемая светодиодами мощность не превышала 60 Вт.

На рисунке 10 показаны карты температурных условий сверху и снизу. Измерение производилось на специальном тепловизоре через 1 час работы драйвера, чего достаточно для стабилизации температуры в системе. Обычно температура контура стабилизируется в течение 30-40 минут.

Как видно из измерений, основными источниками тепла в цепи являются ключ Q1 на первичной стороне, выходной транзистор пассивного стабилизатора Q3 и выходной диод D3 на вторичной стороне. Нагрев этих элементов не превышал 80 градусов, что находится в допустимых пределах работы этих компонентов.

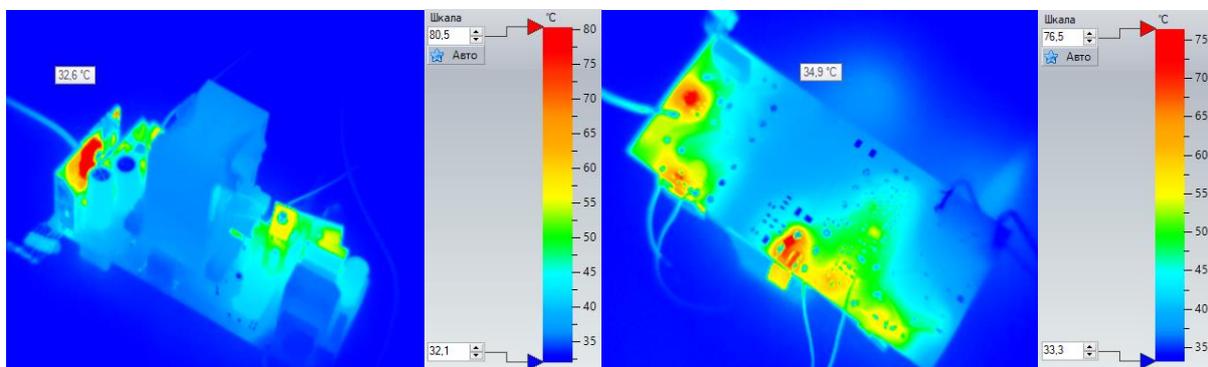


Рисунок 10. Температурная карта

Поскольку это экспериментальный образец, из-за отсутствия кожуха и других теплоотводящих элементов элементы схемы нагреваются немного выше среднего. После

доработки схемы уменьшатся ее габариты, в частности трансформатор уменьшится. Также будут добавлены диффузоры тепла - радиаторы и корпус, точнее на металлический корпус планируется прикрепить ТЭНы, транзисторы, ключи и диоды. Это значительно снизит нагрев этих элементов и повысит надежность и долговечность схемы.

Вывод. Разработана упрощенная схема управления - за счет использования управления на первичной стороне и пассивного линейного стабилизатора.

В предлагаемой схеме используется микросхема FL7733A. Стандартная схема использования этой микросхемы существенно уступает предложенной нами. Это подтверждают функциональные тесты. Они показывают, что на выходе штатной схемы есть колебания тока на частоте входного напряжения. Они сильно влияют на мерцание светодиодов и пагубно сказываются на их жизни. В разработанной нами схеме этот недостаток устранен за счет использования пассивного регулятора тока на вторичной стороне.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Масштаб светодиодного промышленного освещения достигнет 2,9 млрд долларов США в 2016 году // [www.ledinside.com / node / 24822](http://www.ledinside.com/node/24822). 2 марта 2016 г.

[2] Глобальное светодиодное и интеллектуальное уличное освещение (2016-2026) / www.prnewswire.com, 24 января 2017 г.

[3] Глобальное светодиодное и интеллектуальное уличное освещение (2015-2025) / www.northeast-group.com, Reportlinker / Vol 2, апрель 2015.

[4] Решения для современных тенденций в области светодиодного освещения с низким энергопотреблением /Бэйн Джонсон, Джеймс Ли//www.fairchildsemi.com. Март 2012 г.

[5] Ван Ха Нгуен, Сангук Нам, Килсу Сео, Йонгсу Парк и Ханджунг Сонг, «Низкая стоимость, высокий коэффициент мощности, диммируемый, монолитный светодиодный драйвер прямого переменного тока со встроенным ступенчатым диммером для наружного применения», Международный журнал инженерии Технологии. Том 8, №6, декабрь 2016 г., - стр. 414-417. DOI:10.7763/ИЕТ. 2016.V8.924.

[6] X. Ma, B. Ю, K. Фен, Дж. Лай и Ч. Чжэн, «Новый предварительный регулятор PFC на основе SEPIC без электролитического конденсатора для применения в светодиодном освещении с ШИМ-регуляцией яркости на основе схемы заполнения впадин», *Конгресс и выставка IEEE Energy Conversion 2011*, Феникс, Аризона, сентябрь 2011 г., стр. 2310-2317. DOI: 10.1109 / ECCE.2011.6064075.

[7]X. Ma, B. Ю, Ч. Чжэн, Дж. Лай, К. Фэн и Б. Чен, «Предрегулятор PFC с универсальным входом и высоким коэффициентом мощности без электролитического конденсатора для применения в светодиодном освещении с ШИМ-регуляцией яркости», 2011 г. Конгресс и выставка IEEE Energy Conversion, Феникс, Аризона, сентябрь 2011 г., стр. 2288-2295.DOI: 10.1109 / ECCE.2011.6064072.

[8] Ю. Ху, Л. Хубер и М. М. Йованович, «Одноступенчатый светодиодный драйвер переменного / постоянного тока с универсальным входом и регулируемым током повышающего индуктора PFC», в *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, нет. 3, стр. 1579-1588, март 2012 г.,DOI:10.1109 / TPEL.2010.2082564.

[9]М. Бркович и С. Цук, «Формирователь входного тока с использованием преобразователя Cuk», [Труды] Четырнадцатая Международная конференция по электросвязи и энергетике - INTELEC '92, Вашингтон, округ Колумбия, США, август 1992 г., стр. 532-539,DOI:10.1109 / INTLEC.1992.268391.

[10] DSL Симонетти, Дж. Себастьян и Дж. Учедда, «Пререгуляторы коэффициента мощности Sepic и Cuk с прерывистой проводимостью: анализ и проектирование», в *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, нет. 5, стр. 630-637, октябрь 1997 г., DOI: 10.1109 / 41.633459.

[11]KI Hwu, YT Yau и L. Lee, "Powering LED using-High-Efficiency SR Flyback Converter", in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, нет. 1, стр. 376-386, январь-февраль. 2011 г., DOI: 10.1109 / TIA.2010.2091234.

[12] X.-C. Чой, "AN4151. Разработка полумостового резонансного преобразователя LLC с использованием переключателя мощности Fairchild (FPS)," Fairchild Semiconductor, 2007.

[13] Карбоне, Росарио. «Метод пассивной коррекции коэффициента мощности для однофазных тиристорных управляемых выпрямителей». Международный журнал схем, систем и обработки сигналов, том 3, выпуск 2, март 2008 г., стр. 169-179.

[14] Сум, К.К. «Усовершенствованный пассивный формирователь тока с заполнением впадин», Тр. Power Syst. Мир, октябрь 1997 г., стр. 1-8.

[15] Йе Т. Анализ преобразователей коррекции коэффициента мощности. Тезис. Рочестерский технологический институт, стр. 235, 1992.

[16] Азази, Х.З., Э. Эль-Холи, С.А. Махмуд и С.С. Шокралла. «Обзор пассивных и активных схем для коррекции коэффициента мощности в однофазных преобразователях переменного тока в постоянный с малой мощностью», Труды 14-й Международной конференции по энергетическим системам Ближнего Востока (MEPCON'10), Каирский университет, Египет, декабрь 2010 г., стр. 217-224, документ ID 154.

[17] Одноступенчатый обратный ход с высоким коэффициентом мощности для светодиодного освещения / Stockton Wu / Application Note AN012, май 2014 г.

[18] Вэнь-Тянь ЦАЙ, округ Пиндун (TW); Чинг-Пан Ли, округ Цзиньмэнь (TW); По-Йен CHEN, Тайбэй (TW); Чинг-Тсай PAN, Hsinchu City (TW) «Схема пассивной коррекции коэффициента мощности, электронное устройство, использующее то же самое, и методы работы» Патент США 2014/0056046, 27 февраля 2014 г.

[19] Максат Тузельбаев «Схема коррекции коэффициента мощности Valley-Fill с активным контролем угла проводимости» Патент США 2015/0194883, 9 июля 2015 г.

[20] Руководство пользователя FEBFL7733A-L5U008A / Fairchild Semiconductor Corporation, 2014.

REFERENCES

[1] Massstab svetodiodnogo promyshlennogo osveshcheniya dostignet 2,9 mlrd dollarov SShA v 2016 godu // www.ledinside.com / node / 24822. 2 marta 2016 g.

[2] Global'noe svetodiodnoe i intellektual'noe ulichnoe osveshchenie (2016-2026) / www.prnewswire.com, 24 yanvarya 2017 g.

[3] Global'noe svetodiodnoe i intellektual'noe ulichnoe osveshchenie (2015-2025) / www.northeast-group.com, Reportlinker / Vol 2, aprel' 2015.

[4] Resheniya dlya sovremennykh tendentsii v oblasti svetodiodnogo osveshcheniya s nizkim energopotrebleniem / Bein Dzhonson, Dzheims Li//www.fairchildsemi.com. Mart 2012 g.

[5] Van Kha Nguen, Sanguk Nam, Kilsu Seo, Iongsu Park i Khandzhung Song, «Nizkaya stoimost', vysokii koeffitsient moshchnosti, dimmiruemyi, monolitnyi svetodiodnyi draiver pryamogo peremennogo toka so vstroennym stupenchatym dimmerom dlya naruzhnogo primeneniya», Mezhdunarodnyi zhurnal inzhenerii Tekhnologii. Tom 8, No6, dekabr' 2016 g., - str. 414-417. DOI:10.7763/IJET. 2016.V8.924.

[6] Kh. Ma, V. Yu, K. Fen, Dzh. Lai i Ch. Chzhen, «Novyi predvaritel'nyi regulyator PFC na osnove SEPIC bez elektroliticheskogo kondensatora dlya primeneniya v svetodiodnom osveshchenii s ShIM-regulirovkoj yarkosti na osnove skhemy zapolneniya vpadin», Kongress i vystavka IEEE Energy Conversion 2011, Feniks, Arizona, sentyabr' 2011 g., str. 2310-2317. DOI: 10.1109 / ECCE.2011.6064075.

[7] Kh. Ma, V. Yu, Ch. Chzhen, Dzh. Lai, K. Fen i B. Chen, «Predregulyator PFC s universal'nym vkhodom i vysokim koeffitsientom moshchnosti bez elektroliticheskogo kondensatora dlya primeneniya v svetodiodnom osveshchenii s ShIM-regulirovkoj yarkosti», 2011 g. Kongress i vystavka IEEE Energy Conversion, Feniks, Arizona, sentyabr' 2011 g., str. 2288-2295. DOI: 10.1109 / ECCE.2011.6064072.

[8] Yu. Khu, L. Khuber i M. M. Iovanovich, «Odnostupenchatyi svetodiodnyi draiver peremennogo / postoyannogo toka s universal'nym vkhodom i reguliruемым tokom povyshayushchego induktora PFC», v IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, net. 3, str. 1579-1588, mart 2012 g., DOI:10.1109 / TPEL.2010.2082564.

[9] M. Brkovich i S. Tsuk, «Formirovatel' vkhodnogo toka s ispol'zovaniem preobrazovatelya Cuk», [Trudy] Chetyrnadtsataya Mezhdunarodnaya konferentsiya po elektrosvyazi i energetike - INTELEC '92, Vashington, okrug Kolumbiya, SShA, avgust 1992 g., str. 532-539, DOI:10.1109 / INTLEC.1992.268391.

[10] DSL Simonetti, Dzh. Sebast'yan i Dzh. Ucheda, «Preregulyatory koeffitsienta moshchnosti Sepic i Cuk s preryvистой provodimost'yu: analiz i proektirovanie», v IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, net. 5, str. 630-637, oktyabr' 1997 g., DOI: 10.1109 / 41.633459.

[11] KI Hwu, YT Yau и L. Lee, "Powering LED using-High-Efficiency SR Flyback Converter", in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, net. 1, стр. 376-386, январь-февраль. 2011 г., DOI: 10.1109 / TIA.2010.2091234.

[12] Kh.-S. Choi, "AN4151. Razrabotka polumostovogo rezonansnogo preobrazovatelya LLC s ispol'zovaniem pereklyuchatelya moshchnosti Fairchild (FPS)," Fairchild Semiconductor, 2007.

[13] Karbone, Rosario. «Metod passivnoi korrektsii koeffitsienta moshchnosti dlya odnofaznykh tiristornykh upravlyaemykh vypryamitelei». Mezhdunarodnyi zhurnal skhem, sistem i obrabotki signalov, tom 3, vypusk 2, mart 2008 g., str. 169-179.

[14] Sum, K.K. «Usovershenstvovannyi passivnyi formirovatel' toka s zapolneniem vpadin», Tr. Power Syst. Mir, oktyabr' 1997 g., str. 1-8.

[15] Ie T. Analiz preobrazovatelei korrektsii koeffitsienta moshchnosti. Tezis. Rochesterskii tekhnologicheskii institut, str. 235, 1992.

[16] Azazi, Kh.Z., E. El'-Kholi, S.A. Makhmud i S.S. Shokralla. «Obzor passivnykh i aktivnykh skhem dlya korrektsii koeffitsienta moshchnosti v odnofaznykh preobrazovatelyakh peremennogo toka v postoyannyi s maloi moshchnost'yu», Trudy 14-i Mezhdunarodnoi konferentsii po energeticheskim sistemam Blizhnego Vostoka (MEPCON'10), Kairskii universitet, Egipet, dekabr' 2010 g., str. 217-224, dokument ID 154.

[17] Odnostupenchatyi obratnyi khod s vysokim koeffitsientom moshchnosti dlya svetodiodnogo osveshcheniya / Stockton Wu / Application Note AN012, mai 2014 g.

[18] Ven'-Tyan' TsAI, okrug Pindun (TW); Ching-Ran Li, okrug Tszin'men' (TW); Po-Yen CHEN, Taibei (TW); Ching-Tsai PAN, Hsinchu City (TW) «Skhema passivnoi korrektsii koeffitsienta moshchnosti, elektronnoe ustroistvo, ispol'zuyushchee to zhe samoe, i metody raboty» Patent SShA 2014/0056046, 27 fevralya 2014 g.

[19] Maksat Tuzel'baev «Skhema korrektsii koeffitsienta moshchnosti Valley-Fill s aktivnym kontrolem ugla provodimosti» Patent SShA 2015/0194883, 9 iyulya 2015 g.

[20] Rukovodstvo pol'zovatelya FEBFL7733A-L5U008A / Fairchild Semiconductor Corporation, 2014.

М.Е. Калекеева*, Ю.Г. Литвинов

Азаматтық авиация академиясы, Алматы, Қазақстан

*e-mail: kalekeeva.m@mail.ru

ЭКСПЕРИМЕНТАЛДЫ СЫНАУ ЖАҢА ЖОҒАРЫ СЕРІКТІЛІГІ СИД-ДРАЙВЕР

Андатпа. Бұл мақалада жаңа жоғары тиімді жарықдиодты драйвер бар. Жарықдиодты драйвердің дамыған нұсқасы белсенді AC-DC түрлендіргішіне негізделген. Ұсынылған тізбектің ерекшелігі-FL7733A микроконтроллеріне негізделген бастапқы жағында ток/ кернеу тұрақтандырғышын және екінші жағында пассивті тұрақтандырғышты қолдану. Ағымдағы мәннің ағымдағы мәндерін есептеу әдістемесі ұсынылған. Ұсынылған схемаға сәйкес жарықдиодты драйвердің эксперименттік үлгісі құрастырылған және жинақталған. Функционалды сынақтар жүргізілді, бұл жарықдиодты драйвердің стандартты схемасынан жоғары сапалы артықшылықты көрсетеді. Температуралық сынақтар жүргізілді, олар бойынша драйвер элементтері шамадан тыс температуралық жүктемелерге ұшырамайды және қалыпты температуралық шектерде жұмыс істейді.

Негізгі сөздер: жарық диоды, драйвер, кері сокқы, түрлендіргіш, тұрақтандырғыш.

М.Е. Kalekeyeva*, Y.G. Litvinov

Civil Aviation Academy, Almaty, Kazakhstan

*e-mail: kalekeeva.m@mail.ru

EXPERIMENTAL TESTING NEW HIGH PERFORMANCE LED DRIVER

Abstract. This article introduces a new high-performance LED driver. The developed version of the LED driver is based on an active AC-DC converter with a reverse-pass topology. A special feature of the proposed scheme is the use of a current/ voltage stabilizer on the primary side based on the FL7733A microcontroller and a passive stabilizer on the secondary side. The method of calculating the current values of the current value is presented. According to the proposed scheme, an experimental sample of the LED driver was designed and assembled. Functional tests were carried out, which show a qualitative advantage over the standard LED driver circuit. Temperature tests were carried out, and it is clear that the driver elements do not experience excessive temperature loads and operate within normal temperature limits.

Keywords: LED, driver, reverse gear, converter, stabilizer.