

Практическое пособие по проектированию светодиодного драйвера на основе микросхем IRS2540/IRS2541

Алексей ЕВСТИФЕЕВ
Alexey.Evstifeev@symmetron.ru

В предыдущей статье было рассказано о практическом применении микросхемы HV9910. Микросхема имела явный недостаток — контроль выходного тока по пиковому значению, что ухудшало точность регулирования. Микросхема IRS2540/IRS2541 лишена этого недостатка, поскольку выходной ток контролируется по среднему значению. Хотя микросхема и имеет ряд преимуществ, разработчики неохотно внедряют ее, объясняя это сложностью схемотехники. Цели этой статьи — объяснить принцип работы микросхемы, привести простые методики для расчета и выбора компонентов, заранее предупредить разработчиков о возможных ошибках при проектировании.

Микросхема IRS2540 представляет собой схему управления понижающим неизолированным преобразователем (buck converter) с гистерезисным контролем.

Микросхема содержит:

- схему защиты от пониженного напряжения питания;
- компаратор обратной связи;
- блокирующий компаратор;
- схему формирования эталонных напряжений;

- схему запуска;
- схему формирования «мертвого» времени;
- схему сдвига уровня;
- драйверы верхнего (ведущего) и нижнего (синхронного) ключа.

Внутренняя функциональная схема представлена на рис. 1.

Существует две модификации микросхемы: IRS2540 с допустимым максимальным напряжением 200 В и IRS2541 на 600 В. IRS2540 проектировалась для сетевого напряжения 110 В переменного тока и может най-

ти применение в системах освещения на железной дороге и других системах до 200 В, IRS2541 предназначена для более высоких напряжений (до 600 В в шине питания). Мощные драйверы с максимальным током +0,5/-0,7 А позволяют использовать микросхему совместно с достаточно мощными ключами без дополнительной предраскачки. На рис. 2 представлена типовая схема включения микросхемы. Как видим, это стандартный понижающий регулятор. Через резистор RS1 накапливается энергия на конденсаторе

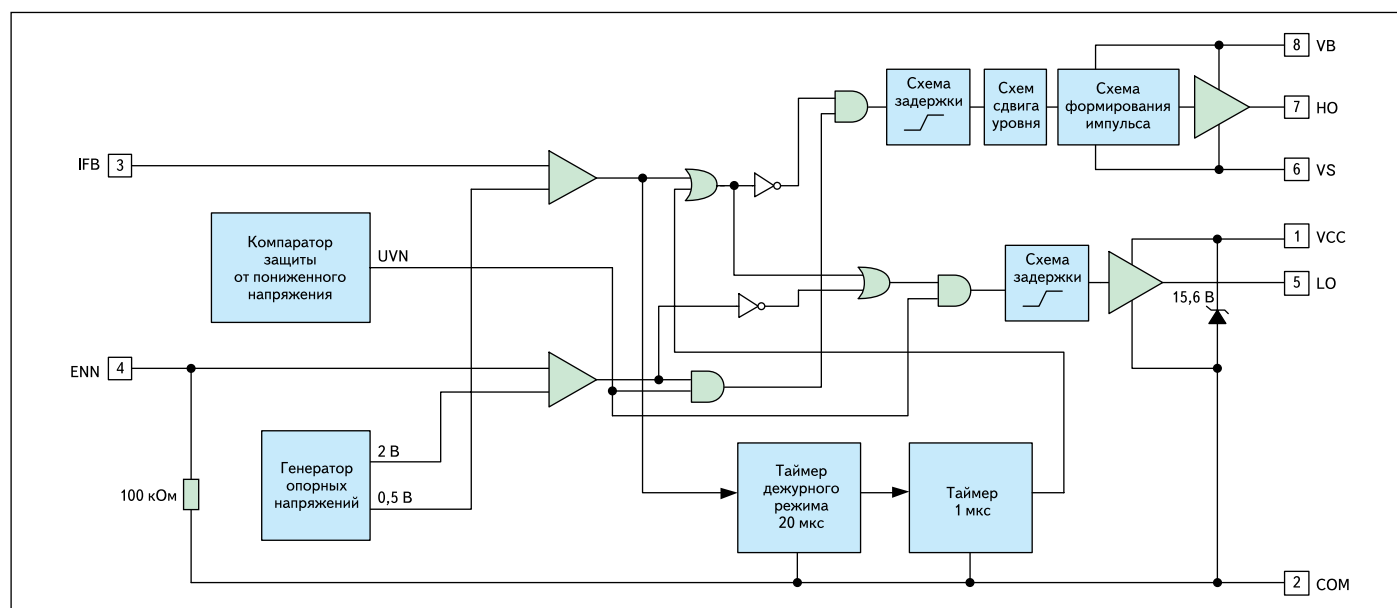


Рис. 1. Внутренняя структура микросхем IRS2540/IRS2541

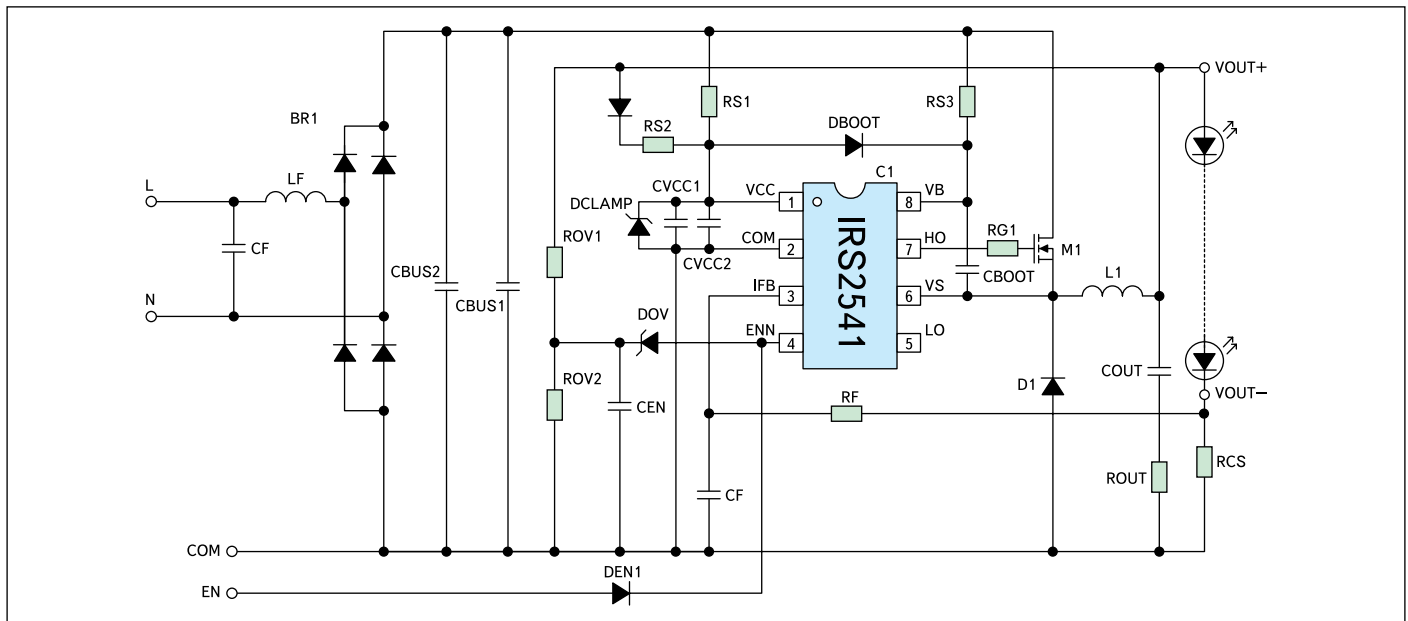


Рис. 2. Стандартная схема включения микросхемы IRS2540/IRS2541

CVCC1 для первого старта, чего хватает на серию импульсов, в дальнейшем микросхема питается от выхода преобразователя через цепочку DVCC и RS2. Значение RS1 должно быть достаточно большим — сотни кОм, чтобы исключить потребление тока и рассеивание дополнительной мощности. RS2 рассчитывается как:

$$RS2 = (V_{out} - 15,6) / 10 \times 10^{-3},$$

где V_{out} — выходное напряжение; 15,6 — напряжение встроенного стабилитрона (В); 10 — номинальный потребляемый ток микросхемой (мА). Резистор RS3 необходим для работы схемы в режиме димминга и обеспечивает заряд бутстрепного конденсатора в режиме, описанном в [4]. Конденсатор CVCC1 выбирается в несколько десятков микрофарад, что обеспечивает достаточную энергию для старта и надежную фильтрацию при димминге. CVCC2 — керамический конденсатор порядка 0,1 мкФ, он устанавливается как можно ближе к выводам микросхемы и подавляет все высокочастотные помехи. Через бутстрепные диод DBOOT и конденсатор CBOOT осуществляется питание верхнего драйвера. Выбор и расчет этих компонентов подробно описан в документах [4, 5]. Диод должен быть достаточно быстрым, из серии Ultrafast, с минимальным временем обратного восстановления и напряжением, большим, чем напряжение шины питания. Контроль выходного тока осуществляется через резистор RCS и полностью зависит от значения данного резистора: $I_{out} = V_{th} / R_{cs}$. Следует обратить внимание на допустимую мощность резистора датчика тока, поскольку при коротком замыкании вся энергия, запасенная в выходном конденсаторе и дросселе, моментально рассеивается на нем:

$$P = \frac{I_0^2 R \int_0^{\infty} e^{-2t/L} dt + \frac{U_0^2}{R} \int_0^{\infty} e^{-2t/RC} dt}{t}$$

Пока выходной ток не достиг номинального значения, встроенный таймер выдает одиночные импульсы длительностью 20 мкс с интервалом 1 мкс. Когда ток достигает номинального значения (ведущий транзистор включен), включается обратная связь, через компоненты CF и RF, которые фильтруют высокочастотную помеху. (Параметры данной цепочки подбираются экспериментальным способом: при достаточно маленьком τ цепочки возможен срыв генерации и «икающий режим», при его росте увеличивается уровень пульсации тока нагрузки.) Сигнал подается на вход IFB. Если напряжение на входе IFB превышает пороговое значение 500 мВ, транзистор отключается. Когда напряжение на входе IFB становится меньше заданного порога, транзистор включается снова через время равное разнице между временем срабатывания компаратора и реальным временем включения транзистора. Данный метод регулирования называется гистерезисным.

Резисторы ROV1, ROV2 и стабилитрон DOV защищают схему от перенапряжения на выходе (от отсутствия нагрузки). Вход микросхемы ENN блокирует генерацию до тех пор, пока напряжение на нем $\geq 2,5$ В. Данная цепочка рассчитывается как:

$$V_{out\ max} = \frac{(2,5 + V_{DOV})(R_{ROV1} + R_{ROV2})}{R_{ROV2}},$$

где V_{DOV} — рабочее напряжение стабилитрона DOV. Этот вход также можно использовать для реализации димминга (регулирования яркости). Поскольку непосредственное изменение тока питания светодиодов ведет к из-

менению спектра излучения, используется регулировка «пачками» (режим «включен/выключен» с очень высокой частотой в несколько кГц, что визуально незаметно). С помощью логического сигнала, поданного на вход ENN, можно управлять состоянием выходов HO и LO. Если присутствует «логическая единица», генерация прекращается, если «логический ноль», то схема функционирует в обычном режиме. Зависимость яркости от рабочего цикла приведена на рис. 3.

На рис. 4 приведены осциллограммы выходов микросхемы HO, LO, ENN в режиме димминга. При проектировании схемы в режиме димминга необходимо проработать схему питания микросхемы, в стандартной схеме диапазон диммирования равен 1/10. Если требуется расширить диапазон регулировки от 0, то микросхему необходимо питать от отдельного источника питания.

Используемый гистерезисный метод управления, в отличие от других методов, позволяет получить очень быстрый отклик системы и не требует цепей компенсации обратной связи. Многие разработчики задаются вопросом: какова частота преобразования светодиодных драйверов, построенных на данной микросхеме? Ведь об этом особо не сказано в описании на микросхему, но этот параметр необходим для расчета эффективности устройства при различных условиях. Итак, время, в течение которого ведущий ключ включен, равно:

$$t_{on} = (1/f) \times ((V_{out} + V_F) / V_{in}), \quad (1)$$

где t_{on} — время, в течение которого ведущий ключ включен, f — частота переключения; V_{out} — выходное напряжение; V_{in} — входное напряжение; V_F — прямое падение напряжения на выпрямительном диоде (поскольку оно достаточно мало и в схеме может быть

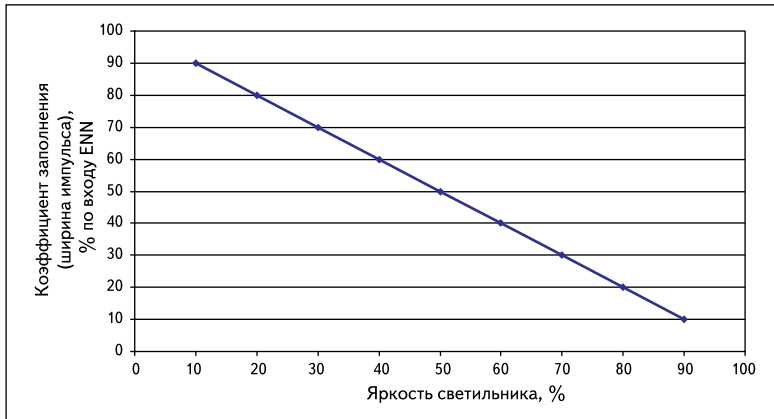


Рис. 3. Зависимость освещенности от коэффициента заполнения «пачек»

использован MOSFET-транзистор в качестве синхронного выпрямителя, пренебрежем данным значением). Размах тока в выходном дросселе равен:

$$\Delta I_L = (1/L) \times (V_{in} - V_{out}) \times t_{on} \quad (2)$$

Подставив (2) в (1), имеем:

$$f = U_{out}/U_{in} \times ((U_{in} - U_{out})/(\Delta I_L \times L)). \quad (3)$$

Представим ΔI_L как:

$$\Delta I_L = V_{th}/ESR, \quad (4)$$

где V_{th} — пороговое напряжение компаратора по входу IFB; ESR — внутреннее сопротивление выходного конденсатора COUT. Подставив (4) в (3), имеем:

$$f = U_{out}/U_{in} \times ((U_{in} - U_{out}) \times ESR)/(V_{th} \times L).$$

Поскольку $I_{out} = V_{th}/R_{cs}$, то

$$f = U_{out}/U_{in} \times ((U_{in} - U_{out}) \times ESR)/(I_{out} \times R_{cs} \times L). \quad (5)$$

В этой формуле мы не учитываем влияние задержки сигнала внутри микросхемы и задержку на включение транзистора, этот параметр имеет место в знаменателе формулы и при довольно высоких частотах преобразования существенно влияет на частоту преобразования.

Судя по формуле (5), частота преобразования зависит от входного и выходного напряжения, индуктивности выходного дросселя и внутреннего сопротивления выходного конденсатора.

Схема наиболее выгодна для построения светодиодных драйверов, рассчитанных на применение совместно с длинными цепочками светодиодов, когда выходное напряжение близко к входному. Также данная схема позволит с легкостью построить светодиодный драйвер на мощности до 200–300 Вт (в отличие от других топологий, таких как flyback).

Мощность, выделяемую на ведущем ключе, можно представить приблизительно как:

$$P_{FET} = I_{LED}^2 R_{Dson} t_{on} + 1/2 I_{LED} V_{in} (t_{switch_off}/T), \quad (6)$$

где I_{LED} — выходной ток драйвера; R_{Dson} — сопротивление транзистора в открытом состоянии; t_{on} — время, в течение которого ключ открыт; t_{switch_off} — время выключения транзистора; T — период ($T = 1/f$). Судя по выражению (5), чем меньше отличаются входное и выходное напряжения, тем ниже частота коммутации и динамические потери. При выборе ведущего транзистора необходимо транзистор брать с заведомо большим допустимым напряжением сток/исток, чем максимальное напряжение шины питания. Что касается выбора остальных параметров, то необходимо отталкиваться от мощности, которую разработчик готов рассеять на транзисторе, от условий охлаждения (отведение тепла на плату корпуса D-пак, D2-пак или TO220 на радиатор). Чем хуже параметры транзистора (больше сопротивление канала), тем он дешевле и тем больше потребуются радиатор для его охлаждения. Речь идет о компромиссе между тепловыделением и ценой. Кроме сопротивления канала в открытом состоянии, следует обратить особое внимание на заряд затвора транзистора. Именно этот параметр повлияет на скорость переключения транзистора и динамические потери. Как правило, низкое сопротивление и в то же время низкое значение заряда затвора — это противоречащие друг другу параметры, и здесь речь также идет о компромиссе между двумя этими величинами. В качестве наилучшей альтернативы в сетевом драйвере можно рассмотреть приборы Coolmos Infineon серии C3 и C6 с допустимым напряжением 500 В, а также серию CP с особо низким зарядом затвора. Если разница в выходном и входном напряжении очень большая, то транзистор следует выбирать максимально быстродействующий в ущерб сопротивлению канала.

Выбор между применением диода D1 или транзистора в качестве синхронного выпрямителя — достаточно кропотливая задача. Потери на диоде равняются:

$$P_D = I_{LED} V_F ((T - t_{on})/T) + Q_{rr} V_{in} f \quad (7)$$

где Q_{rr} — заряд обратного восстановления диода, f — частота. Чтобы снизить статические потери на диоде (первая часть формулы (7)), можно применить полевой транзистор, потери на котором будут равняться:

$$P_{FET} = I_{LED}^2 R_{Dson} ((T - t_{on})/T) + Q_{rr} V_{in} f. \quad (8)$$

Поскольку время коммутации транзисторов гораздо больше времени обратного восстановления диодов, после выключения ведущего транзистора начинает работать внутренний паразитный диод синхронного ключа. Он продолжает работать в течение всего «мертвого» времени до момента открытия синхронного транзистора. Параметры паразитного диода весьма плохие в отличие от внешнего дискретного, и потери на обратное восстановление (вторая часть формулы (8)) могут быть очень существенными, что приведет к перегреву синхронного транзистора. Потери могут быть даже больше, чем в схеме с диодом. Для исключения таких ситуаций необходим расчет. Приемлемым решением может быть применение синхронного транзистора совместно с внешним быстрым HYPERFAST диодом или же транзистора серии CFD Infineon (с внутренним быстрым, оптимизированным под резонансные применения диодом). При выборе синхронного транзистора необходимо выбирать транзистор с заведомо большим предельно допустимым напряжением сток/исток, чем напряжение питания, то же касается и диодов. В случае с низким выходным напряжением следует выбирать транзистор с максимально меньшим значением в ущерб скоростным характеристикам.

Нужно отметить, что схема имеет склонность к перерегулированию (рис. 5). Это связано с невозможностью рекуперации избыточной энергии из LC-контура обратно в шину питания. Такой бросок тока и процентное его соотношение к номинальному зависят от соотношения L и C и добротности контура. При внесении в схему последовательно включенного с выходным конденсатором резистора номиналом в несколько Ом данный эффект исчезает (рис. 6). Схема по-

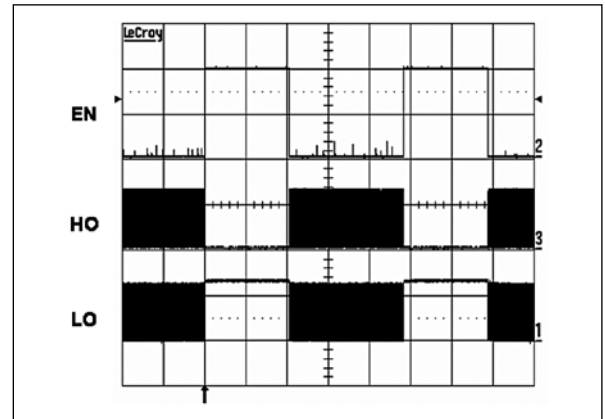


Рис. 4. Осциллограммы выходов микросхемы HO, LO, ENN в режиме димминга

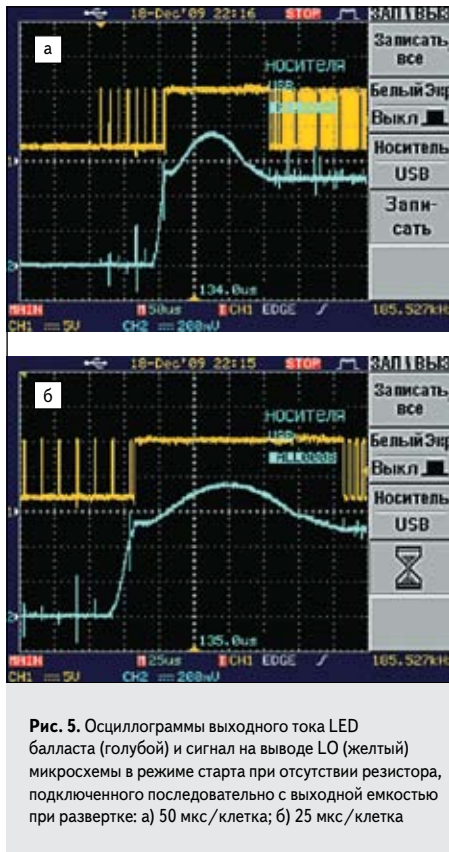


Рис. 5. Осциллограммы выходного тока LED балласта (голубой) и сигнал на выводе LO (желтый) микросхемы в режиме старта при отсутствии резистора, подключенного последовательно с выходной емкостью при развертке: а) 50 мкс/клетка; б) 25 мкс/клетка

зволяет добиться очень высокой точности выходного тока в широком диапазоне напряжений и различном количестве светодиодов в нагрузке.

При проектировании входной секции выпрямителя в мощных драйверах можно рассмотреть пассивный корректор мощности на двух конденсаторах и трех диодах, стандартный активный корректор, например на основе давно зарекомендовавшей себя TDA4863. В настоящий момент довольно широкую популярность получает метод однокаскадного преобразования [6–8] (совмещение функции ККМ и преобразователя в одном каскаде). Этот метод имеет недостатки (наличие пульсаций выходного напряжения или тока), но очевидны и его преимущества, такие как уменьшение количества компонентов

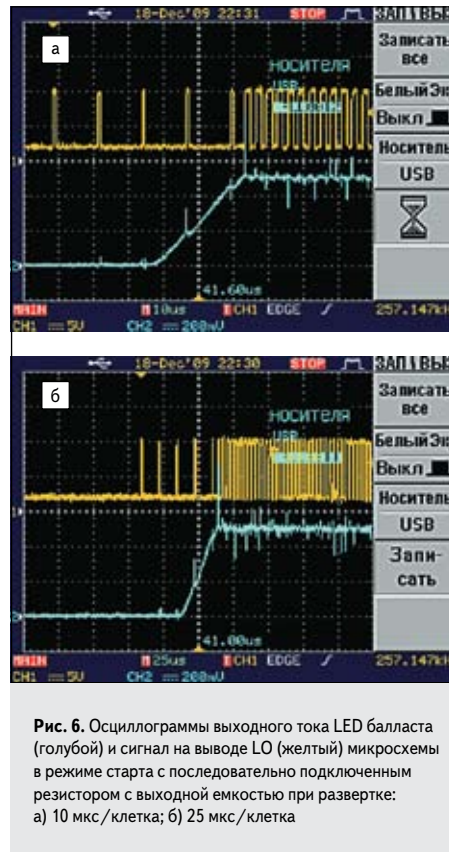


Рис. 6. Осциллограммы выходного тока LED балласта (голубой) и сигнал на выводе LO (желтый) микросхемы в режиме старта с последовательно подключенным резистором с выходной емкостью при развертке: а) 10 мкс/клетка; б) 25 мкс/клетка

и снижение цены при допустимом уровне коэффициента мощности 0,95. При некоторой доработке схемы можно реализовать такой алгоритм управления.

Основные ошибки, которые делают начинающие разработчики при разработке данной схемы, — ошибки трассировки печатной платы и неправильный выбор компонентов. Основные требования при трассировке: вывод VS микросхемы должен подключаться непосредственно к выводу истока транзистора (не к шине исток/диод, а непосредственно к истоку). Длина проводников от электролитического конденсатора CBUS1 до ключей должна быть минимальной. Желательно проводники располагать в двух слоях параллельно друг над другом, чтобы компенсировать индуктивность доро-

жек. Электролитический конденсатор нужно шунтировать керамическим конденсатором. При использовании нижнего синхронного ключа его исток также должен быть подключен непосредственно к выводу COM (ни в коем случае нельзя вывод COM подключать к силовой шине CBUS1 — D1). Исток синхронного транзистора или анод диода объединяются в узел с ROUT и RCS, вывод COM микросхемы нужно подключить к этому узлу. Конденсатор CF подключается как можно ближе к выводам микросхемы (к выводу IFB и COM). Цепь обратной связи через резистор RF не должна проходить параллельно и в близости к силовым высокочастотным проводникам. При выборе силовых транзисторов не стоит отдавать предпочтение очень «старым», медленным транзисторам, это чревато значительным перегревом или даже отсутствием генерации. Данные рекомендации по трассировке подробно описаны в [3, 4], и стоит с особой внимательностью отнестись к этим правилам: от этого зависит работоспособность устройства.

Литература

1. International Rectifier Datasheet IRS254(0,1)(S)PbF LED buck regulator control IC.
2. International Rectifier Application Note AN-1131 Universal Input (90 VAC – 265 VAC) LED Driver Using IRS2541.
3. International Rectifier Reference design IRPLLED1 350 mA to 1.5 A High Voltage LED Driver using IRS2540.
4. International Rectifier Application Note AN-978 HV Floating MOS-Gate Driver Ics.
5. International Rectifier Application Note AN-1123 Bootstrap Network Analysis: Focusing on the Integrated Bootstrap Functionality.
6. Lamar D.G., Zuniga J.S., Alonzo A.R., Gonzalez M.R., Alvarez M.H. A very simple control strategy for power factor correctors driving high-brightness LEDs.
7. Madigan M. T., Erickson R. W., Ismail E. H. Integrated High-Quality Rectifier-Regulators.
8. Cismasiu D. Single-stage PFC AC-DC converters. Department of Electrical and Electronics Engineering, University of Sibiu, Faculty of Engineering.