

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АКТИВНО-РЕЗИСТИВНОЙ СХЕМЫ В LED-ДРАЙВЕРАХ С ЦЕЛЬЮ СНИЖЕНИЯ ЗНАЧЕНИЙ ПУСКОВОГО ТОКА И ПОВЫШЕНИЯ ЭКСПЛУАТАЦИОННОГО РЕСУРСА ИЗДЕЛИЙ

Иванова В.Р., Сафин Р.Р.*

Казанский государственный энергетический университет, г. Казань, Россия

*Rinaz.Safin@yandex.ru

Резюме: В работе рассматривается проблема ограничения пускового тока в LED-драйверах, что является важной задачей для современных светодиодных систем. Основное внимание уделяется применению адаптированной классической схемы ограничения пускового тока с использованием реле времени и ограничительного резистора. Представленная схема включает трансформатор, диодный мост, стабилизатор напряжения, конденсаторы, микросхему таймера NE555P и реле для управления резистором. В работе представлен анализ преимуществ и недостатков современных методов ограничения пускового тока с применением терморезисторов и MOSFET-схем. Для исследования были выбраны модели LED-драйверов с различным схемотехническим решением мощностью 36 Вт и напряжением 12 В. С помощью осциллографа FNIRSI-2C23T были проведены измерения максимальных значений тока в разный период времени рабочего цикла. Оценены погрешности измерений, вызванные работой осциллографа, измерительного щупа и токоизмерительного шунта. Экспериментальные результаты показали возможность снижения амплитудного значения пускового тока при использовании усовершенствованной схемы драйвера. Также рассмотрены возможные пути улучшения схемы ограничения пускового тока, в том числе использование бестрансформаторного управления электромагнитным реле для дальнейшей оптимизации устройства.

Ключевые слова: ограничение пускового тока; светодиодные драйверы; пусковой ток; стабилизация напряжения; заряд конденсатора; реле времени; резистор; схема.

Для цитирования: Иванова В.Р., Сафин Р.Р. Экспериментальная оценка использования активно-резистивной схемы в LED-драйверах с целью снижения значений пускового тока и повышения эксплуатационного ресурса изделий // Известия высших учебных заведений. ПРОБЛЕМЫ ЭНЕРГЕТИКИ. 2026. Т. 28. № 4. С. 31-45. doi: 10.30724/1998-9903-2026-28-4-31-45.

EXPERIMENTAL ASSESSMENT OF ACTIVE-RESISTIVE CIRCUIT IMPLEMENTATION IN LED DRIVERS FOR REDUCING INRUSH CURRENT AND ENHANCING OPERATIONAL LIFE OF PRODUCTS

Ivanova V.R., Safin R.R.*

Kazan State Power Engineering University, Kazan, Russia

*Rinaz.Safin@yandex.ru

Abstract: The paper addresses the issue of inrush current limitation in LED drivers, which is an important task for modern LED systems. The focus is on the application of an adapted classical inrush current limiting scheme using a time relay and a limiting resistor for use in LED drivers. The proposed circuit includes a transformer, a diode bridge, a voltage regulator, capacitors, an NE555P timer IC, and a relay for controlling resistor R2. The paper also provides a literature review of modern inrush current limiting methods, such as thermistors and MOSFET circuits, with an analysis of their advantages and disadvantages. For the study, five models of LED drivers with a power rating of 36 W and a voltage of 12 V were selected. Current values were measured using the FNIRSI-2C23T oscilloscope, which allowed the changes in inrush current to be recorded. Measurement errors due to the oscilloscope, measurement probe, and current-sensing shunt were

evaluated. The experimental results demonstrated a reduction in inrush current when using the proposed circuit. The calculations for determining the limiting resistor's nominal value and assessing power losses took into account the necessary parameters, confirming the correctness of the circuit choice. Possible ways to improve the circuit were also discussed, including the use of transformerless electromagnetic relay control to further optimize the device.

Keywords: surge current limitation; LED drivers; inrush current; voltage regulation; capacitor charging; time relay; circuit protection

For citation: Ivanova V.R., Safin R.R. Experimental assessment of active-resistive circuit implementation in LED drivers for reducing inrush current and enhancing operational life of products. *Power engineering: research, equipment, technology*. 2026; 28 (4): 31-45. doi: 10.30724/1998-9903-2026-28-4-31-45.

Введение (Introduction)

Проблема пускового тока в источниках питания для устройств освещения со светоизлучающими диодами является одной из важных при проектировании, поскольку высокие пиковые токи, возникающие при включении, могут негативно сказаться на надежности и долговечности компонентов. Пусковой ток может привести к перегрузке цепи, повреждению элементов и сокращению срока службы устройства, что является проблемой для производителей и пользователей светодиодных осветительных систем.

Цель исследования заключается в экспериментальной оценке и оптимизации параметров классической схемы ограничения пускового тока для *LED*-драйверов, основанной на применении реле времени и ограничительного резистора. Основное внимание уделяется исследованию влияния параметров схемы на эффективность ограничения пускового тока и энергетические характеристики системы.

Научная значимость исследования состоит в получении экспериментальных данных о влиянии параметров схемы ограничения пускового тока на характеристики пяти различных моделей *LED*-драйверов мощностью 36 Вт, а также в разработке методики оптимизации номинала ограничительного резистора для достижения оптимального баланса между эффективностью ограничения и потерями КПД.

Практическая значимость исследования заключается в разработке эффективного метода контроля пиковых токов при старте *LED*-драйвера, что может быть использовано в промышленности для создания более надежных и долговечных осветительных систем. Внедрение предложенной схемы может повысить эксплуатационные характеристики драйверов, снизить их стоимость и повысить безопасность эксплуатации.

Литературный обзор (Literature Review)

Проблема пускового тока в источниках питания для светодиодов представляет собой одну из актуальных задач в области электроники, поскольку значительное увеличение тока при включении устройства может оказывать неблагоприятное воздействие на его надежность и долговечность. В последние десятилетия различные методы решения этой проблемы активно исследуются в научных работах.

Одним из наиболее распространенных способов ограничения пускового тока является использование терморезисторов с отрицательным температурным коэффициентом (*NTC*), которые включаются в цепь на момент подачи питания. Этот метод был подробно рассмотрен А.В. Тифловым, который отметил его относительную простоту и эффективность в ограничении пиковых значений тока. Однако, автор также подчеркивает существующие недостатки этого подхода, среди которых следует выделить тепловую инерцию терморезистора, а также необходимость специфической локализации его на печатной плате с целью предотвращения перегрева чувствительных компонентов устройства [1].

При включении системы *NTC*-термистор с высоким сопротивлением ограничивает начальный ток. По мере прогрева термистора его сопротивление снижается, и это позволяет току возрастать до номинального значения. Однако этот процесс сопряжен с тепловой инерцией — на определенных этапах работы термистор не успевает охлаждаться, что приводит к излишним потерям энергии и снижению общего КПД устройства. Эти проблемы особенно актуальны при частых циклах включения-выключения, что делает этот метод менее эффективным в современных устройствах с высокими требованиями к стабильности работы и долговечности.

Для более точного и быстрого ограничения пускового тока в современных источниках питания всё чаще используются схемы на основе полевых *MOSFET*-транзисторов или специализированных микросхем. Эти решения позволяют обеспечить мгновенное ограничение пускового тока, поскольку полевой транзистор действует как активный элемент, который может переключать ток в зависимости от заданных параметров. Такой подход позволяет мгновенно реагировать на изменения тока и устранять его пиковые значения на первом этапе зарядки конденсатора.

Принцип работы *MOSFET*-схем можно описать следующим образом: при включении питания ток сначала проходит через ограничительный элемент (например, активный *MOSFET*), который работает как ключ, ограничивая ток до безопасного уровня. После зарядки конденсатора схема переходит в нормальный режим, и *MOSFET* или специализированная микросхема отключаются или переходят в состояние низкого сопротивления. Это решение позволяет быстро и точно контролировать ток, минимизируя потери и повышая эффективность работы устройства. В отличие от термисторов, такие схемы не зависят от температуры и обладают более высокой стабильностью.

Работы С.М. Короткова и А.В. Лукина, показывают, что схемы на основе *MOSFET* обеспечивают точность и высокую скорость ограничения пускового тока. Но эти схемы требуют сложной схемотехники, что увеличивает стоимость и сложность их внедрения. Кроме того, компоненты, используемые в таких схемах, могут быть дороже и требовать дополнительных защитных элементов, таких как резисторы для ограничения пиковых токов и стабилизаторы напряжения [3].

Стив Робертс и его коллеги в своей работе рассматривают пусковые токи в *DC/DC*-преобразователях, подчеркивая, что основным фактором, влияющим на величину пускового тока, является зарядка конденсаторов, которые при включении ведут себя как короткозамкнутые элементы, что вызывает резкие скачки тока. Для минимизации этого эффекта авторы предлагают использовать различные типы конденсаторов, а также улучшенные схемы подключения, что позволяет существенно снизить пиковые значения тока на этапе старта устройства [5].

А.А. Абрамов, А.И. Богданов, А.А. Данилко и другие исследователи анализируют влияние пускового тока на светодиодные осветительные приборы. Согласно их исследованиям, пусковой ток может достигать значений, в 300 раз превышающих номинальное рабочее значение, что создает опасность для работы системы защиты сети. Эти результаты подчеркивают важность точного прогнозирования поведения системы в момент включения и необходимости выбора адекватных параметров для защиты от перегрузок [7].

Кроме того, стандарты *NEMA*, представленные для систем освещения, предлагают два метода для контроля пусковых токов. Первый метод заключается в установке максимально допустимой ёмкости для входных конденсаторов, а второй — в ограничении пикового тока и продолжительности импульса. Применение этих стандартов позволяет производителям разрабатывать устройства, которые могут эффективно функционировать в электрических сетях без риска повреждения периферийных элементов, что способствует улучшению общей совместимости оборудования [13].

Проведенный анализ современных методов ограничения пускового тока требует комплексного сравнения *NTC*-термисторов, *MOSFET*-схем и релейных решений по ключевым технико-экономическим параметрам. *NTC*-термисторы широко применяются в промышленности для ограничения пусковых токов благодаря их простоте реализации и низкой стоимости компонентов [17]. Однако данный метод имеет ограничения, связанные с физическими принципами работы.

С точки зрения надежности при частых коммутациях *NTC*-термисторы имеют недостаток - тепловую инерцию. После каждого срабатывания термистору требуется время для охлаждения (30-120 секунд), в течение которого его сопротивление остается низким, что делает метод неэффективным для систем с высокой частотой включений [17]. В отличие от этого, *MOSFET*-схемы обеспечивают мгновенную готовность к следующему циклу ограничения тока благодаря отсутствию тепловой инерции [18]. Релейные схемы занимают промежуточное положение - механические контакты не имеют тепловой памяти, но их ресурс ограничен количеством срабатываний (обычно 10^5 - 10^6 циклов для промышленных реле) [19].

По себестоимости решения *NTC*-термисторы являются наиболее экономичными. Стоимость одного *NTC*-термистора для ограничения пусковых токов в *LED*-драйверах мощностью до 50 Вт составляет 11.39-34,17 рублей в зависимости от номинала и производителя [17]. *MOSFET*-схемы имеют более высокую стоимость из-за необходимости

применения специализированных микросхем управления, датчиков тока и дополнительных защитных компонентов - полный набор для реализации такой схемы обходится в 91,11-212,59 рублей [18]. Релейные решения занимают среднюю позицию по стоимости (45,55-91 р.), однако требуют дополнительных затрат на управляющую электронику [19].

Массогабаритные характеристики являются важным параметром для современных компактных *LED*-драйверов. *MOSFET*-схемы имеют преимущество благодаря компактности полупроводниковых компонентов - типовая схема управления занимает площадь менее 10×10 мм [18]. *NTC*-термисторы средней мощности имеют диаметр 12-18 мм при высоте 5-8 мм, что ограничивает их применение в ультратонких устройствах [17]. Релейные решения являются наиболее габаритными - электромагнитное реле для коммутации тока 5-10 А имеет размеры не менее 20×15×10 мм [19].

Пригодность для *SMT*-монтажа определяет технологичность производства и возможность автоматизации сборки. *MOSFET*-схемы полностью адаптированы для поверхностного монтажа - все компоненты выпускаются в *SMD*-корпусах и могут устанавливаться на автоматических линиях [18]. *NTC*-термисторы также хорошо адаптированы для *SMT*-технологии, однако мощные модели требуют дополнительных площадок для теплоотвода [17]. Релейные решения редко применяются в *SMT*-технологии для промышленных применений из-за отсутствия компактных реле, рассчитанных на токи более 5 А в *SMD*-исполнении [19].

Выбор метода ограничения пускового тока должен осуществляться на основе компромисса между надежностью, стоимостью, габаритами и технологичностью производства. Для *LED*-драйверов небольшой и средней мощности (до 50 Вт), предназначенных для стационарного освещения с низкой частотой коммутаций, релейная схема с временной задержкой представляет оптимальное соотношение указанных параметров. В то же время для компактных устройств и систем с высокой частотой коммутаций целесообразно использовать *MOSFET*-схемы несмотря на повышенную стоимость [18].

Материалы и методы (Materials and methods)

Проблема пускового тока является одной из значимых при проектировании источников питания для светодиодов, поскольку значительные скачки тока, возникающие при включении устройства, могут существенно повлиять на его долговечность и надежность. В ходе включения устройства конденсатор, который в момент старта не имеет заряда, вызывает пиковое значение тока. Это может привести к перегрузке и повреждению компонентов, что делает ограничение пускового тока важным этапом в проектировании электрических схем [1]. В данной работе предложена схема ограничения пускового тока с использованием реле времени и ограничительного резистора (рис. 3).

При подключении конденсатора к источнику питания его начальный заряд равен нулю, что в момент включения вызывает импульс тока, стремящийся к максимальному значению. По мере заряда конденсатора ток уменьшается, а напряжение на нём возрастает. В отсутствие токоограничивающих элементов пиковый ток может достигать опасных величин [9], что приводит к перегрузке компонентов и сокращению срока их службы.

Высокий пусковой ток представляет опасность для полупроводниковых элементов, используемых в *LED*-драйверах. Резкое выделение тепла в соответствии с законом Джоуля–Ленца вызывает мгновенный разогрев *p-n*-переходов диодов, транзисторов и микросхем. В основе этого процесса лежит интенсивная термогенерация носителей заряда, которая при недостаточном теплоотводе может приобретать лавинообразный характер. Это приводит к резкому росту обратных токов, локальному перегреву и необратимому разрушению кристалла. Многократное превышение рабочего тока при каждом включении устройства не только создает риск мгновенного выхода из строя ключевых компонентов, но и вызывает постепенную деградацию полупроводниковых структур, снижая общую надёжность драйвера. Для предотвращения этих явлений в схему вводятся ограничительные резисторы, которые снижают начальный ток, обеспечивая безопасный режим заряда конденсаторов и защиту полупроводниковых элементов.

Для проведения эксперимента было выбрано пять моделей *LED*-драйверов, каждая из которых имеет мощность 36 Вт и выходное напряжение 12 В. Эти драйверы были выбраны из разных ценовых категорий, что позволяет провести анализ влияния схемотехнических решений на величину пускового тока. Модели драйверов, выбранные для исследования:

ЭРА LP-LED 36W-IP20-12V-US — популярный бренд на российском рынке, представляющий доступные решения для светодиодных систем.

MeanWell LPV-35-12 — признанный бренд, предлагающий надежные и

высококачественные блоки питания.

FERON LB001 41343 (36W 12V ультратонкий), SeaStar 12V 36W IP20, Eleganz 36W 12V IP20 slim — модели среднего ценового сегмента, отличающиеся компактностью.

После разборки (рис. 1) и анализа драйверов было установлено, что три из них имеют схожую схемотехнику. В драйвере *Eleganz* отсутствует токоограничивающий резистор перед сглаживающим фильтром, что делает его интересным для анализа в контексте исследования пускового тока. Блок питания *MeanWell LPV-35-12* оказался залит эпоксидной смолой, что затруднило анализ его схемотехнических решений. Однако этот драйвер был включен в исследование для оценки его воздействия на пусковой ток.



Рис.1. Исследуемые LED-драйвера

Fig.1. Investigated LED Drivers

*Источник: Составлено авторами Source: compiled by the author

После того как были исследованы конструктивные особенности драйверов, было проведено измерение пускового тока (рис. 2) с использованием осциллографа *FNIRSI-2C23T*. Осциллограф был настроен в режим “Single” для фиксирования быстротечных сигналов, продолжительность которых составляет всего несколько миллисекунд. Время синхронизации было установлено от 2 до 10 миллисекунд. Для точных измерений был использован щуп с делителем *P6100 X10*, что обеспечило надежную фиксацию пикового тока при напряжении 220 В.

Для измерения величины пускового тока в цепи каждого LED-драйвера был использован метод измерения падения напряжения на токоизмерительном шунте [17]. В разрыв цепи между драйвером и нагрузкой был последовательно включен прецизионный резистор номиналом 1,2 Ом и мощностью рассеивания 2 Вт, который выполнял роль шунта. В качестве нагрузки на всех драйверах использовалась одна и та же светодиодная лента длиной 1 м, создававшая эквивалентную активную нагрузку мощностью около 10 Вт, что соответствовало номинальным условиям работы исследуемых устройств. Осциллограф подключался к выводам шунтирующего резистора для регистрации формы и амплитуды напряжения на нем. Поскольку форма напряжения на чисто активном сопротивлении полностью идентична форме протекающего тока, а значение тока определяется по закону Ома (1).

$$I = \frac{U}{R}, \text{A} \quad (1)$$

Данный метод позволил с высокой точностью зафиксировать пиковые значения пускового тока. Для минимизации влияния помех и обеспечения точности измерений соединения были выполнены максимально короткими проводниками, а измерительная цепь была организована в непосредственной близости от цепи общего провода (земли) схемы.

Для ограничения пускового тока была разработана принципиальная схема (рис. 3), включающая несколько ключевых компонентов, каждый из которых выполняет свою роль в стабилизации тока и предотвращении перегрузки системы.

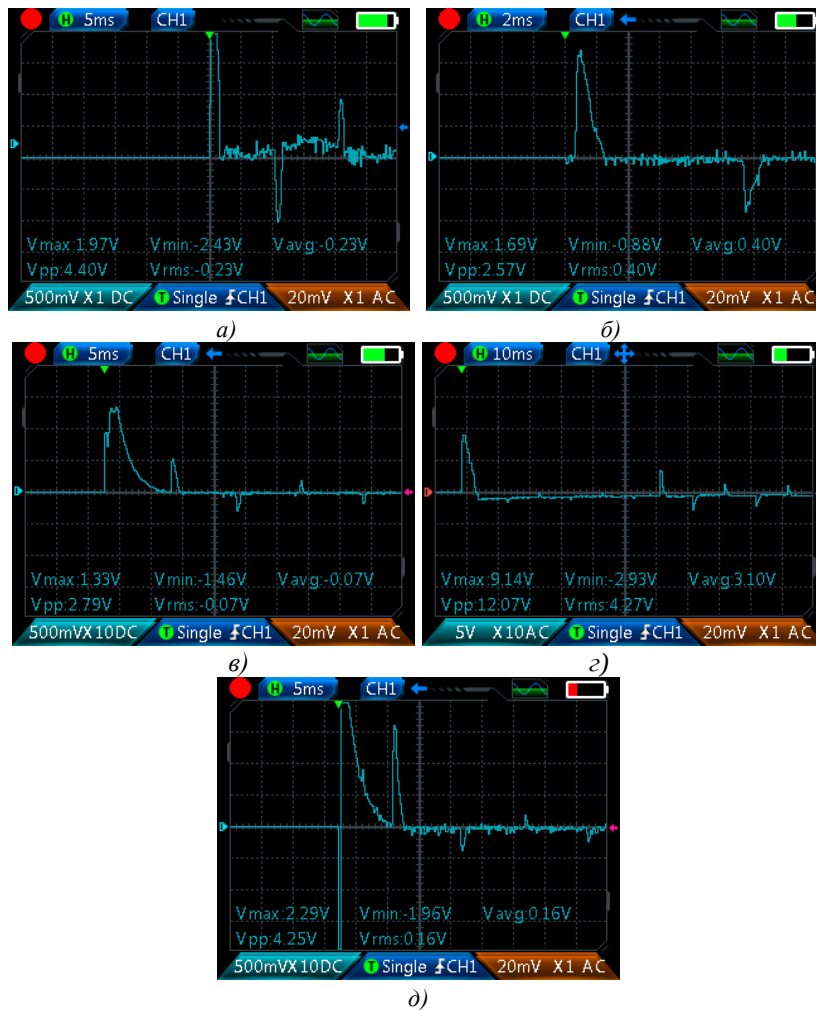


Рис. 2. Осциллограммы LED-драйверов без схемы ограничения пускового тока: а - MeanWell LPV-35-12, б - ЭРА LP-LED 36W-IP20-12V-US, в - FERN LB001 41343 (36W 12V ультратонкий), г - Eleganz 36W 12V IP20 slim, д - SeaStar 12V 36W IP20

*Источник: Составлено авторами Source: compiled by the author

Принципиальная схема показана на рисунке ниже (рис. 3):

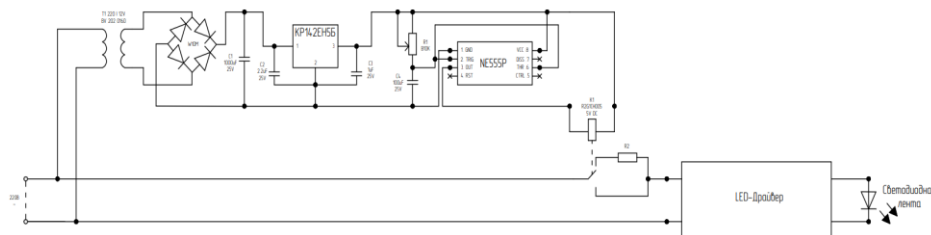


Рис. 3. Принципиальная схема исследования

Fig. 3. Schematic diagram of the study

*Источник: Составлено авторами Source: compiled by the author.

Элементы схемы:

Трансформатор (T_1) — преобразует напряжение из сети 220 В в 12 В переменного тока, необходимое для работы схемы. Трансформатор BV 202 0160 обеспечивает требуемое выходное напряжение 12 В для всех последующих элементов схемы.

Диодный мост (W10M) — используется для выпрямления переменного тока, получаемого от трансформатора, в постоянный. Диодный мост превращает переменный ток в прямой, который затем используется для зарядки конденсаторов и питания остальных компонентов.

Конденсаторы (C_1 , C_2 , C_4) — предназначены для сглаживания пульсаций, возникающих после выпрямления тока. Конденсаторы с ёмкостью 1000 мкФ (C_1) и 2.2 мкФ (C_2 , C_4) фильтруют высокочастотные шумы и помогают обеспечить стабильное напряжение для работы всей схемы.

Стабилизатор напряжения (*KP142EH5B*) — фиксирует выходное напряжение на уровне 5 В, необходимое для работы управляющих схем и предотвращает колебания напряжения. Это обеспечит стабильную работу схемы при различных нагрузках.

Микросхема *NE555P* — используется как таймер для создания временной задержки. Эта задержка позволяет подключить ограничительный резистор только на время заряда конденсатора, предотвращая высокие пиковые токи при включении системы. Микросхема играет важную роль в управлении процессом включения и отключения резистора.

Реле (K_1) — электромагнитное реле, которое служит для переключения между двумя состояниями схемы: с ограничением пускового тока и без него. Когда система включается, реле подключает дополнительный резистор R_2 , который ограничивает пиковый ток. Как только конденсатор заряжается, реле отключает резистор, и схема продолжает работать в обычном режиме.

Резистор ограничения пускового тока (R_2) — этот резистор подключается в цепь с помощью реле. Он ограничивает величину пускового тока, который может быть значительно выше номинального. Резистор работает только на начальной стадии включения системы, когда конденсатор ещё не заряжен, и таким образом снижает нагрузку на остальные компоненты схемы.

При подаче напряжения в систему трансформатор преобразует переменный ток с амплитудой 220 В в пониженное напряжение 12 В. Это происходит за счет принципа электромагнитной индукции, где переменное магнитное поле первичной обмотки индуцирует переменный ток во вторичной обмотке. Далее диодный мост *W10M* выпрямляет полученное переменное напряжение в постоянный ток, пропуская его только в одном направлении.

Конденсаторы C_1 , C_2 и C_4 фильтруют пульсации тока, сглаживая их и улучшая качество питания. Конденсатор C_1 с ёмкостью 1000 мкФ действует на низкочастотные пульсации, а C_2 и C_4 фильтруют высокочастотные помехи. После фильтрации стабилизатор напряжения *KP142EH5B* поддерживает стабильность выходного напряжения, необходимого для питания управляющих элементов схемы.

Микросхема *NE555P* генерирует импульс, который активирует реле K_1 , подключающее ограничительный резистор R_2 в цепь для ограничения пикового тока, возникающего при зарядке конденсатора. Как только конденсатор заряжается и ток стабилизируется, реле отключает резистор, и система продолжает работать в обычном режиме, исключая резкие скачки тока при включении.

Эта схема разделяет амплитуду пускового тока на два этапа: в первый момент времени ограничительный резистор снижает пиковое значение тока, что предотвращает перегрузки и повреждения компонентов, а по мере зарядки конденсатора нагрузка на систему уменьшается.

Сборка всех компонентов схемы (см. рис. 4) была выполнена на макетной плате *Breadboard 300V 3-5A*, что позволило удобно и безопасно разместить элементы для тестирования и разработки без необходимости пайки, упрощая процесс испытаний.

Номинальное сопротивление ограничительного резистора R_2 было рассчитано на основе модели заряда эквивалентной емкости, приведенной к первичной цепи. В расчете учитывалась суммарная емкость, включающая: входной сглаживающий конденсатор C_1 (22 мкФ, 400 В), конденсатор фильтра низковольтной стороны C_2 (2200 мкФ, 16 В), приведенный к первичной цепи через коэффициент трансформации $n = 220 / 12 \approx 18.33$.

Эквивалентная емкость, приведенная к первичной цепи, рассчитывалась по формуле (2):

$$C_{\text{эkv}} = C_1 + \frac{C_2}{n^2} \approx 22 + 6.54 \approx 28.54 \text{ мкФ} \quad (2)$$

Целью расчёта было обеспечение заряда эквивалентной емкости до уровня около 60% от амплитудного сетевого напряжения ($U_{\text{ампл}} = 311 \text{ В}$) за время около 1 секунды. Такой подход обеспечивает эффективное ограничение пускового тока без существенного увеличения времени выхода драйвера на рабочий режим и второго броска тока. Использовалась модель заряда RC-цепи, описываемая уравнением (3):

$$U(t) = U_{\text{ампл}} \cdot \left(1 - e^{\left(\frac{-t}{R \cdot C_{\text{эkv}}}\right)}\right), \text{ В} \quad (3)$$

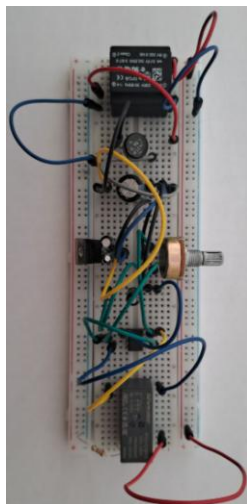


Рис. 4. Схема исследования ограничения пускового тока с использованием реле времени и ограничительным резистором

Fig. 4. Surge current limiting circuit with time relay and limiting resistor

*Источник: Составлено авторами Source: compiled by the author

Решение уравнения для целевых параметров ($U_{ампл.60\%} = 187 \text{ В}$, $t = 1 \text{ с}$, $C_{экв} = 28.54 \text{ мкФ}$) дало расчётное значение сопротивления $R_2 \approx 38.8 \text{ кОм}$. На основе данного расчета для экспериментальной проверки был выбран диапазон номиналов от 1 до 56 кОм. В результате испытаний, оценивавших эффективность ограничения тока и время выхода на режим, в качестве окончательного был выбран номинал 47 кОм, как оптимально удовлетворяющий всем критериям. Проверка для $R = 47 \text{ кОм}$ показала, что конденсатор зарядится до $\sim 180 \text{ В}$ (58% от $U_{ампл.}$) за заданное время, что подтверждает правильность выбранного номинала поставленной задаче и обеспечивает необходимый запас по ограничению тока.

Для оценки надежности реле $K1$, используемого в предложенной схеме, были учтены параметры, такие как максимальный рабочий ток 10 А и рабочее напряжение 220 В. Срок службы реле при этих параметрах составляет не менее 100 000 циклов включений/выключений. Для достижения высокой надежности в условиях частых циклов включения-выключения важно учитывать тепловые характеристики реле и выбирать компоненты с повышенной термостойкостью.

Тепловые потери в ограничительном резисторе $R2$ были рассчитаны с использованием формулы для расчёта мощности, выделяемой в резисторе (4):

$$P_{\text{резистор}} = I_{\text{пик}}^2 \cdot R = 2,03^2 \cdot 47 \cdot 10^3 = 0,92 \text{ Вт} \quad (4)$$

где $I_{\text{пик}} = 2.03 \text{ А}$ — пиковое значение тока, измеренное для LED-драйвера MeanWell LPV-35-12, а $R = 47 \text{ кОм}$ — сопротивление резистора.

Потери мощности в резисторе составляют 0.92 Вт, что значительно ниже номинальной мощности рассеяния резистора (1 Вт). Это подтверждает, что резистор безопасно работает при выбранных условиях.

Тепловые потери в реле $K1$ были рассчитаны по аналогичной формуле (5):

$$P_{\text{реле}} = I_{\text{раб}}^2 \cdot R_{\text{контакт}} = 1,8^2 \cdot 0,2 = 0,65 \text{ Вт} \quad (5)$$

где $I_{\text{раб}} = 1.8 \text{ А}$ — рабочий ток, а $R_{\text{контакт}} = 0.2 \text{ Ом}$ — сопротивление контактов реле. Таким образом, суммарные потери мощности в резисторе и реле составляют (6):

$$P_{\text{потери}} = P_{\text{резистор}} + P_{\text{реле}} = 0,92 \text{ Вт} + 0,65 \text{ Вт} = 1,57 \text{ Вт} \quad (6)$$

Для оценки влияния тепловых потерь на КПД системы необходимо учесть, что потери в реле и резисторе составляют 1.57 Вт из общей потребляемой мощности 36 Вт. Это означает, что потери составляют (7):

$$\eta = \frac{36 - 1,57}{36} \cdot 100\% = 95,56\% \quad (7)$$

Потери КПД системы составляет 4.44%, что учитывает потери мощности в резисторе и реле. Важно отметить, что ограничительный резистор работает только в момент включения системы, когда происходит зарядка конденсатора, и его влияние на КПД системы минимально в остальной период работы устройства.

После разработки и настройки схемы ограничения пускового тока, были проведены испытания для оценки её эффективности с использованием осциллографа *FNIRSI-2C23T*, настроенного в режим “Single” с временем синхронизации от 2 до 10 миллисекунд.

В ходе испытаний были зафиксированы два типа измерений пускового тока: с применением схемы ограничения пускового тока и без неё. Результаты измерений позволили оценить, насколько эффективно работает предложенная схема ограничения, снижая пиковые токи при включении устройства.

Погрешности измерений были обусловлены несколькими факторами:

1. Погрешность осциллографа: Точность измерений осциллографа *FNIRSI-2C23T* по времени составляет $\pm 1\%$, что эквивалентно погрешности порядка ± 0.5 мс при настройках с временем синхронизации от 2 до 10 мс. Это может несколько повлиять на точность определения пиковых значений тока.

2. Погрешность измерительного щупа: Используемый щуп *P6100 X10* имеет погрешность измерения напряжения $\pm 2\%$, что может немного повлиять на расчеты тока через резистор.

3. Погрешность токоизмерительного шунта: при использовании токоизмерительного шунта с номиналом 1.2 Ом, погрешность может составлять $\pm 1\%$, что влияет на точность измерений тока через резистор.

Для оценки погрешности измерений была использована методика суммирования погрешностей, где учитываются погрешности каждого компонента (8):

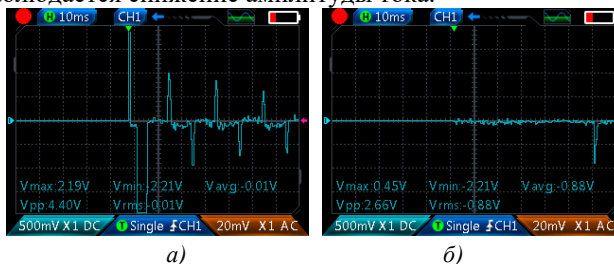
$$\Delta I_{\text{пик}} = \sqrt{\Delta I_{\text{осциллограф}}^2 + \Delta I_{\text{щуп}}^2 + \Delta I_{\text{шунт}}^2} \quad (8)$$

При этом общая погрешность измерений пикового тока составляет $\pm 3\%$.

Сравнительный анализ релейной схемы с *MOSFET*-вариантом позволяет оценить преимущества и ограничения каждого подхода. По энергетическим характеристикам *MOSFET*-схемы имеют преимущество — потери мощности в установившемся режиме составляют 1.8-2.5% благодаря минимальному сопротивлению открытого канала транзистора, в то время как релейная схема демонстрирует потери 4.4% из-за постоянного прохождения тока через обмотку реле. Однако сложность внедрения *MOSFET*-схем существенно выше: требуется применение специализированных микросхем управления (например, *UC3843* или *SG3525*), прецизионных датчиков тока, цепей защиты от перенапряжений и сложных алгоритмов настройки параметров, что увеличивает количество компонентов в 2-3 раза и себестоимость решения по сравнению с релейной схемой. Для *LED*-драйверов небольшой и средней мощности (до 50 Вт), предназначенных для стационарного освещения с низкой частотой коммутаций, релейная схема с временной задержкой представляет оптимальный компромисс, так как дополнительные потери 4.4% являются приемлемыми при значительном упрощении схемотехники, повышении надежности за счет меньшего количества компонентов и снижении себестоимости производства.

Результаты (Results)

В ходе экспериментальных исследований были получены осциллограммы пусковых токов для пяти моделей *LED*-драйверов в двух режимах: без использования схемы ограничения пускового тока (ОПТ) и с её применением. На рисунке 2 представлены осциллограммы пусковых токов без схемы ОПТ, демонстрирующие пусковые токи в момент включения. На рисунке 5 показаны осциллограммы *LED*-драйверов с работой схемы ОПТ, где наблюдается снижение амплитуды тока.



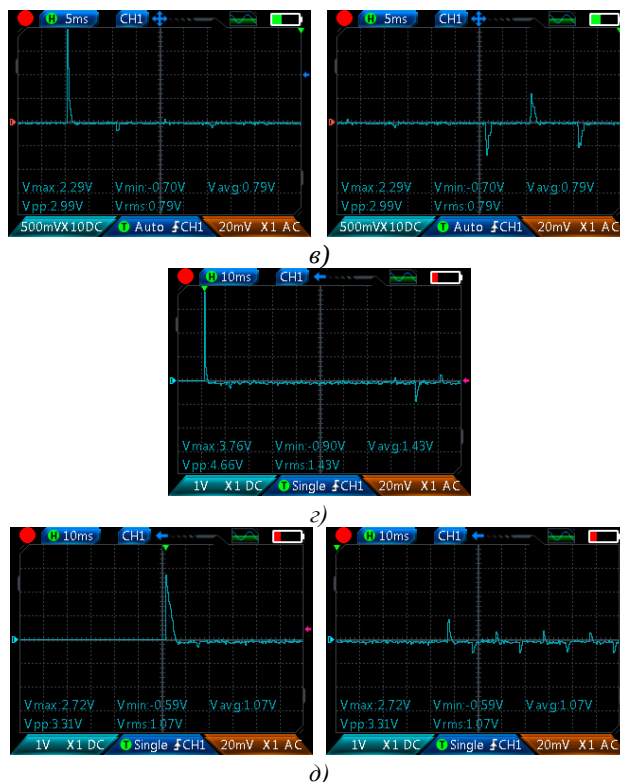


Рис. 5. Осциллограммы LED-драйверов со схемой ограничения пускового тока: а - MeanWell LPV-35-12, б - ЭРА LP-LED 36W-IP20-12V-US, в - FERON LB001 41343 (36W 12V ультратонкий), г - Eleganz 36W 12V IP20 slim, д - SeaStar 12V 36W IP20

*Источник: Составлено авторами Source: compiled by the author

Для количественной оценки эффективности предложенной схемы были зафиксированы пиковые значения пускового тока ($I_{\text{пуск}}$) и рабочего тока ($I_{\text{раб}}$). Результаты измерений, а также расчетная кратность пускового тока (K_n) по отношению к рабочему току для каждого режима сведены в таблицу.

Таблица
Table

Результаты измерений пусковых и рабочих токов LED-драйверов без схемы ОПТ и с её применением
The results of measurements of the starting and operating currents of LED drivers without the OPT circuit and with its use

Наименование драйвера	$I_{\text{пуск. бо}}$, А (без ОПТ)	$I_{\text{раб. бо}}$, мА (без ОПТ)	$K_{\text{п. бо}}$ (без ОПТ)	$I_{\text{пуск. опт}}$, А (с ОПТ)	$I_{\text{раб. опт}}$, мА (с ОПТ)	$K_{\text{п. опт}}$ (с ОПТ)
MeanWell LPV-35-12	2,03	192	10,6	1,825	625	2,9
ЭРА LP-LED 36W-IP20-12V-US	1,41	333	4,2	1,841	733	2,5
FERON LB001 41343	1,23	58	21,2	1,910	658	2,9
Eleganz 36W 12V IP20 slim	7,61	2580	3,0	3,130	1190	2,6
SeaStar 12V 36W IP20	1,91	133	14,4	2,267	892	2,5

*Источник: Составлено авторами Source: compiled by the author.

**Примечание: бо — без ограничения; опт — с ограничением пускового тока; K_n — кратность пускового тока ($I_{\text{пуск}}/I_{\text{раб}}$).

Анализ данных таблицы позволяет констатировать следующие наблюдаемые факты:

Эффективность схемы ОПТ: Во всех случаях применения разработанной схемы ограничения пускового тока наблюдается снижение его кратности. Если в штатном режиме

(без ОПТ) кратность пускового тока $K_{п.бо}$ варьировалась от 3,0 до 21,2 в зависимости от модели драйвера, то при использовании схемы ОПТ кратность $K_{п.онт}$ для всех драйверов была стабильно снижена до диапазона 2,5–2,9. Это свидетельствует об эффективности предложенного решения для широкого спектра драйверов, независимо от их исходной схемотехники.

Снижение абсолютных значений пикового тока: Наибольшее абсолютное снижение пикового тока зафиксировано у драйвера *Eleganz* — с 7,61 А до 3,13 А, что составляет уменьшение на около 59%. Для других образцов также наблюдается подавление броска тока.

Особенности рабочих режимов: Зафиксировано изменение рабочего тока ($I_{раб}$) при подключении схемы ОПТ. Данное изменение является ожидаемым, поскольку предложенная схема является активной нагрузкой для драйвера в течение времени задержки реле (0,9 с), что влияет на установившийся режим работы в момент измерения.

Сравнительный анализ драйверов: Результаты подтверждают конструктивные различия исследуемых образцов. Например, драйвер *FERON*, не имеющий в своей схеме токоограничивающего резистора, показал одну из самых высоких кратностей пускового тока без ОПТ (21,2), в то время как драйвер *Eleganz*, несмотря на высокий абсолютный пусковой ток, имел наименьшую кратность (3,0) благодаря высокому номинальному рабочему току.

Экспериментальные данные демонстрируют, что разработанная схема выполняет свою основную функцию — значительное подавление пусковых токов различных LED-драйверов.

Обсуждение (Discussions)

Результаты экспериментального исследования подтверждают эффективность разработанной схемы ограничения пускового тока на основе реле времени и ограничительного резистора. Анализ данных демонстрирует снижение кратности пускового тока во всех тестируемых драйверах — с диапазона 3.0-21.2 до стабильных значений 2.5-2.9. Наибольшее абсолютное снижение пикового тока зафиксировано у драйвера *Eleganz* (59%), что подтверждает универсальность предложенного технического решения для оборудования различной схемотехнической реализации.

Параметром, определяющим динамику пускового процесса, является ёмкость входного сглаживающего фильтра LED-драйвера: при фиксированном номинале ограничительного резистора $R2 = 47$ кОм время заряда конденсатора до критического уровня (~58% от амплитудного напряжения) составило 0,9 с. Данное значение выбрано как компромиссное — при меньшей задержке конденсатор не успевает зарядиться до напряжения, достаточного для исключения второго броска тока при замыкании контактов реле, а при увеличении времени свыше 1,5 с возникает ощутимая пауза включения светильника. Оптимизация номинала резистора выполнена с учётом эквивалентной ёмкости нагрузки с целью одновременного подавления пикового тока и обеспечения приемлемого времени выхода устройства на рабочий режим.

Сравнительный анализ с традиционными методами, в частности с NTC-термисторами, выявляет преимущества разработанной схемы: отсутствие тепловой инерции и возможность мгновенного повторного включения. Наблюдаемое изменение рабочих токов при активации схемы объясняется дополнительной нагрузкой от цепи управления в переходном режиме, что соответствует фундаментальным принципам электротехники.

В дальнейшем, с учетом ограничений, связанных с габаритами и стоимостью трансформаторных схем, стоит рассмотреть возможность применения бестрансформаторной схемы для ограничения пускового тока. Такая схема может использовать выпрямитель, стабилизатор напряжения и ограничительный резистор, что позволит исключить необходимость в трансформаторе, тем самым сокращая размер устройства и снижая его стоимость.

Бестрансформаторная схема будет работать по аналогичному принципу: напряжение 220 В будет выпрямляться и стабилизироваться, а резистор будет ограничивать пусковой ток на начальном этапе работы. После зарядки конденсатора, схема перейдет в нормальный режим работы, обеспечивая стабильную работу устройства без значительных пиковых токов. Это решение может быть более предпочтительным для компактных устройств, где важно минимизировать стоимость и габариты, при этом сохраняя высокую эффективность ограничения пускового тока.

На рисунке 2 показан принципиальный вариант схемы, где исключается использование трансформатора, но сохраняется надежное ограничение пускового тока с помощью других компонентов.

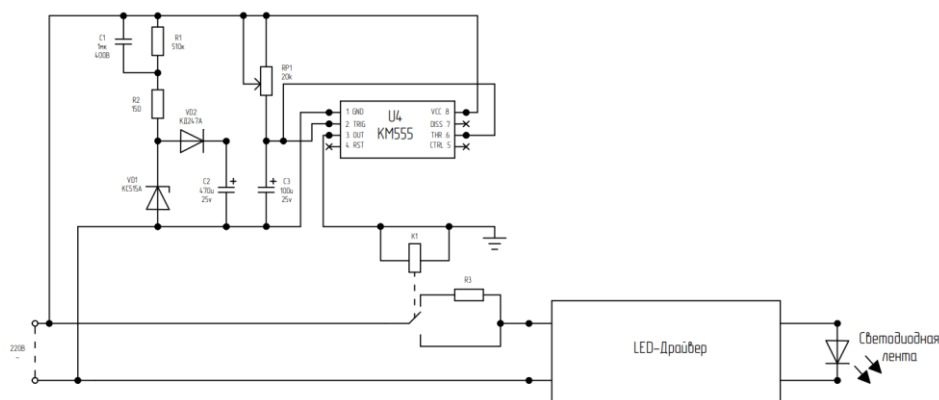


Рис. 6. Схема ограничения пускового тока без использования трансформатора

Fig. 6. Inrush current limiting circuit without using a transformer

*Источник: Составлено авторами Source: compiled by the author

Сравнительный анализ с существующими аналогами, в частности с промышленным устройством МРП-101, выявил преимущества предложенного решения. МРП-101 требует точного расчета суммарной емкости нагрузки для правильного выбора номинала ограничительного резистора. Однако, как показывает практика, пользователи LED-драйверов не обладают технической возможностью определения эквивалентной емкости устройства, так как эта информация отсутствует в паспортных данных и технических спецификациях производителей. Это приводит к неправильной настройке МРП-101, когда пусковой ток разделяется на две неравномерные волны: при заниженном номинале резистора первая волна превышает допустимые значения, а при завышенном – вторая волна становится критической для надежности компонентов [22].

Заключение (Conclusions)

В ходе проведенного исследования была протестирована схема ограничения пускового тока для LED-драйверов, основанная на применении реле времени и ограничительного резистора. Исследование направлено на решение проблемы, связанной с пусковыми токами, возникающими при включении источников питания, что может повлиять на надежность и долговечность компонентов.

Предложенная схема показала свою эффективность в экспериментах с пятью моделями LED-драйверов, что подтверждает ее практическую ценность. В результате применения схемы ограничения пускового тока позволило снизить его кратность с диапазона от 3,0 до 21,2 до значений от 2,5 до 2,9, что является основой для разработки более надежных и долговечных светодиодных систем.

Несмотря на то, что схема с реле времени и ограничительным резистором является классическим решением, она по-прежнему представляет собой вклад в существующие подходы к ограничению пускового тока в контексте LED-драйверов. Этот метод обладает рядом преимуществ: он прост в реализации, экономичен и обеспечивается высокой надежностью, что делает его подходящим для массового производства и широкого применения в области светодиодного освещения.

Кроме того, выбранная схема решает проблемы, присущие более сложным решениям, таким как использование MOSFET-транзисторов, которые требуют дополнительных элементов управления и повышенных затрат на компоненты. Предложенная схема с реле времени и ограничительным резистором не имеет тепловой инерции, что позволяет быстро и эффективно ограничивать пусковые токи, минимизируя потери энергии и повышая стабильность работы устройства.

Результаты эксперимента также показали, что потери мощности в ограничительном резисторе и реле составляют 4,4% от общей потребляемой мощности, что оказывает минимальное влияние на КПД системы и подтверждает эффективность предложенной схемы. Эти результаты служат основанием для дальнейших исследований и совершенствования данного подхода.

Научный вклад работы заключается в получении экспериментальных данных для оптимизации классических схем ограничения пускового тока в контексте современных LED-драйверов. Инженерная значимость исследования проявляется в экспериментальном подтверждении снижения кратности пускового тока с диапазона 3,0–21,2 до значений 2,5–2,9 при приемлемых потерях КПД (4,4%) на пяти различных моделях LED-драйверов, что демонстрирует применимость данного решения.

В дальнейшем перспективным является изучение возможности интеграции данной схемы в более сложные системы с повышенными требованиями к эффективности и долговечности, а также развитие бестрансформаторных схем, которые могут предложить дополнительные преимущества в компактности и стоимости устройства.

Литература

1. Тифлов А.В. Современные способы ограничения пусковых токов в источниках электропитания // Силовая электроника. - 2019. - №4. - С. 40-43.
2. Никифоров С., Архипов А. Регулятор фазы переходного процесса в цепях переменного напряжения для измерения пусковых и стартовых токов электротехнических устройств // Полупроводниковая светотехника. - 2020. - №5/
3. Коротков С.М., Лукин А.В. Источники питания для светодиодного освещения // Практическая силовая электроника. – М.: ММП-Ирбис, 2012. - С. 3-9.
4. Сапрыкин А., Уелин В., Волгараев К. Пусковой и/или стартовый ток? // Полупроводниковая светотехника. - 2020. - №3. - С. 26-29.
5. Робертс С. Причины и решение проблемы пускового тока: краткое руководство // Силовая электроника. - 2021. - №2. - С. 64-67.
6. Крутиков К. К., Рожков В. В., Леонов И. Е., Белоусов Д. В., Романов Д. А., Рудняков К. А. Современное состояние и решение проблемы плавного пуска импульсных источников питания // Практическая силовая электроника. - 2018. - №4. - С. 42-46.
7. Абрамов А., Богданов А., Данилко А., Дмитриев П., Карев А., Степанов А. Электрические характеристики ОП со светодиодными источниками света при включении и требования к устройствам защиты сети электропитания // Полупроводниковая светотехника. - 2020. - №2. - С. 12-15.
8. Mathiou S., Lambert H., Jammet P. Impact of LED Lighting on Electrical Networks // Schneider Electric White Paper. - 15.10.2014. - Ст.1.
9. Исследование способов ограничения пускового тока светодиодных устройств в целях увеличения эксплуатационного ресурса изделий В.Р. Иванова, Р.Р. Сафин // Южно-Сибирский научный вестник. – 2025. – №4. – с. 53-57.
10. Зарядка конденсатора // НИЯУ МИФИ URL: <https://online.mephi.ru/courses/physics/electricity/data/course/4/4.4.html> (дата обращения: 15.07.2025).
11. Мэк Р. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению/Пер. с англ. — М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2008. — 272 с.: ил. (Серия «Силовая электроника»).
12. Забродин Ю. С. Промышленная электроника. - ЭР-277 изд. - 24.09.81: Высшая школа, 1982. - 489 с.
13. Sze S. M. Physics of Semiconductor devices. - 2 изд. - New Jersey: Wiley-Interscience, 1981. - 456 с.
14. IOTA Engineering Qualifying Emergency Lighting to NEMA 410 Standards // TECH BRIEF Emergency Lighting and Inrush Protection. - 2018. - №REV 040918
15. LED Driver Inrush Current and MCB Quantity // uPowerTek URL: <https://www.upowertek.com> (дата обращения: 15.02.2025).
16. Как измерить ток с помощью осциллографа: выбираем оптимальный метод // supereyes URL: <https://supereyes.ru/> (дата обращения: 13.10.2025).
17. TDK Corporation. NTC Thermistors for Inrush Current Limiting: Technical Guide and Application Manual. Tokyo: TDK Electronics AG, 2023. 36 p. URL: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/532341/4b8e136e9f1e7c35b18e25c45297697c/pdf-inrush-current-limiting-ntc-thermistors.pdf> (дата обращения: 20.01.2026).
18. Infineon Technologies AG. PROFET+2 12V: Smart High-Side Power Switches for Automotive and Industrial Applications. Datasheet. Munich: Infineon Technologies, 2024. 48 p. URL: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-PROFET-2-12V-DS-v02_00-EN.pdf (дата обращения: 20.01.2026).
19. Omron Electronics LLC. G2RL Series Power PCB Relays: Technical Specifications and Application Guide. Schaumburg: Omron Corporation, 2023. 45 p. URL: https://www.omron.com/ecb/products/pdf/RELAY_POWER_PCB_G2RL.pdf (дата обращения: 20.01.2026).
20. Vishay Intertechnology Inc. SMD Inrush Current Limiting PTC Thermistors: Design Guide for LED Driver Applications. Malvern: Vishay, 2024. 28 p. URL: <https://www.vishay.com/docs/29074/smdinrush.pdf> (дата обращения: 20.01.2026).

21. STMicroelectronics. LED Driver ICs with Integrated Inrush Current Limiting: Application Note AN5321. Geneva: STMicroelectronics, 2023. 32 p. URL: https://www.st.com/resource/en/application_note/an5321-led-driver-ics-with-integrated-inrush-current-limiting-stmicroelectronics.pdf (дата обращения: 20.01.2026).

22. Исследование способов ограничения пускового тока светодиодных устройств в целях увеличения эксплуатационного ресурса изделий В.Р. Иванова, Р.Р. Сафин // Южно-Сибирский научный вестник. – 2025. – №4. – с. 53-57.

Авторы публикации

Иванова Вилия Равильевна – к.т.н., доцент кафедры Электроснабжение промышленных предприятий, Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Казанский государственный энергетический университет». ORCID*: <https://orcid.org/0000-0002-7667-5456/>. Email: vr-10@mail.ru.

Сафин Риназ Раисович - аспирант, Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Казанский государственный энергетический университет». ORCID <https://orcid.org/0009-0003-3813-9008/>. Email Rinaz.Safin@yandex.ru.

References

1. Tiflov A. V. Modern methods of limiting inrush currents in power sources // Power electronics. 2019. No. 4. pp. 40-43.
2. Nikiforov S., Arkhipov A. Regulator of the phase of the transient process in alternating voltage circuits for measuring starting and starting currents of electrical devices // Semiconductor lighting engineering. 2020. No. 5.
3. Korotkov S. M., Lukin A. V. Power supplies for LED lighting // Practical power electronics. Moscow: MMP-Irbis, 2012, pp. 3-9.
4. Saprykin A., Uelin V., Volgaraev K. Starting and/or starting current? // Semiconductor lighting technology. 2020. No. 3. pp. 26-29.
5. Roberts S. Causes and solution of the inrush current problem: a short guide // Power Electronics. - 2021. - No. 2. - pp. 64-67.
6. Krutikov K. K., Rozhkov V. V., Leonov I. E., Belousov D. V., Romanov D. A., Rudnyakov K. A. The current state and solution of the problem of soft start of switching power supplies // Practical power electronics. - 2018. - No. 4. - pp. 42-46.
7. Abramov A., Bogdanov A., Danilko A., Dmitriev P., Karev A., Stepanov A. Electrical characteristics of OP with LED light sources when switched on and requirements for protection devices of the power supply network // Semiconductor lighting engineering. - 2020. - No. 2. - pp. 12-15.
8. Mathiou S., Lambert H., Jammet P. Impact of LED Lighting on Electrical Networks // Schneider Electric White Paper. - 10/15/2014. - Article 1.
9. Ways to Limit the Inrush Current of LED Devices in Order to Increase the Service Life of Products by V.R. Ivanova, R.R. Safina // South Siberian Scientific Bulletin. – 2025. – No. 4. – pp. 53-57.
10. Charging the capacitor // NRU MEPhI URL: <https://online.mephi.ru/courses/physics/electricity/data/course/4/4.4.html> (date of reference: 07/15/2025).
11. Mack R. Switching power supplies. Theoretical foundations of design and a guide to practical application/ Translated from English. — M.: Publishing house "Dodeka-XXI", 2008. — 272 p.: ill. (Series "Power electronics").
12. Zabrodin Y. S. Industrial electronics. - ER-277 ed. - 09/24/81: Higher School, 1982. - 489 p.
13. Sze S. M. Physics of Semiconductor devices. - 2nd ed. - New Jersey: Wiley-Interscience, 1981. - 456 p.
14. IOTA Engineering Qualifying Emergency Lighting to NEMA 410 Standards // TECH BRIEF Emergency Lighting and Inrush Protection. - 2018. - №REV 040918.
15. LED Driver Inrush Current and MCB Quantity // uPowerTek URL: <https://www.upowertek.com> (date of request: 02/15/2025).
16. How to measure current with an oscilloscope: choosing the optimal method // supereyes. URL: <https://supereyes.ru/> (accessed: 13.10.2025).
17. TDK Corporation. NTC Thermistors for Inrush Current Limiting: Technical Guide and Application Manual. Tokyo: TDK Electronics AG, 2023. 36 p. URL: <https://www.tdk->

electronics.tdk.com/download/532341/4b8e136e9f1e7c35b18e25c45297697c/pdf-inrush-current-limiting-ntc-thermistors.pdf (accessed: 20.01.2026).

18. Infineon Technologies AG. PROFET+2 12V: Smart High-Side Power Switches for Automotive and Industrial Applications. Datasheet. Munich: Infineon Technologies, 2024. 48 p. URL: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-PROFET-2-12V-DS-v02_00-EN.pdf (accessed: 20.01.2026).

19. Omron Electronics LLC. G2RL Series Power PCB Relays: Technical Specifications and Application Guide. Schaumburg: Omron Corporation, 2023. 45 p. URL: https://www.omron.com/ecb/products/pdf/RELAY_POWER_PCB_G2RL.pdf (accessed: 20.01.2026).

20. Vishay Intertechnology Inc. SMD Inrush Current Limiting PTC Thermistors: Design Guide for LED Driver Applications. Malvern: Vishay, 2024. 28 p. URL: <https://www.vishay.com/docs/29074/smdinrush.pdf> (accessed: 20.01.2026).

21. STMicroelectronics. LED Driver ICs with Integrated Inrush Current Limiting: Application Note AN5321. Geneva: STMicroelectronics, 2023. 32 p. URL: https://www.st.com/resource/en/application_note/an5321-led-driver-ics-with-integrated-inrush-current-limiting-stmicroelectronics.pdf (accessed: 20.01.2026).

22. Investigation of ways to limit the inrush current of led devices in order to increase the operational life of products / V.R. Ivanova, R.R. Safin // South Siberian Scientific Bulletin. – 2025. – No. 4. – pp. 53-57.

Authors of the publication

Ivanova Viliya Ravilievna – Kazan State Power Engineering University. ORCID*: <https://orcid.org/0000-0002-7667-5456/>. Email: vr-10@mail.ru.

Safin Rinaz Raisovich – Kazan State Power Engineering University. ORCID <https://orcid.org/0009-0003-3813-9008/>. Email: Rinaz.Safin@yandex.ru.

Шифр научной специальности: 2.2.8. Методы и приборы контроля и диагностики материалов, изделий, веществ и природной среды

Получено 26.10.2025 г.

Отредактировано 21.02.2026 г.

Принято 17.03.2026 г.