Russian Technological Journal.
2023;11(5):81–93

ISSN 2782-3210 (Print)
ISSN 2500-316X (Online)

УДК 621.383.2.032.12+681.586.7
https://doi.org/10.32362/2500-316X-2023-11-5-81-93

CC BY

НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

DC/DC-преобразователь для питания спектральных ламп

М.Ю. Никольшин [1],
А.В. Фрунзе [2],
В.К. Битюков [1, @]

[1] *МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия*
[2] *АНО НТП «Термоконт», Москва, 119361 Россия*
[@] *Автор для переписки, e-mail: bitukov@mirea.ru*

Резюме

Цели. Цель работы – создание DC/DC-преобразователя для питания ламп с полым катодом, которые в настоящее время широко используются в качестве высокостабильных источников спектральных линий в установках спектрального абсорбционного анализа и в иных случаях. Зачастую для таких ламп используются сетевые источники питания, т.к. установки с использованием ламп с полым катодом выполняются в стационарном исполнении. Однако препятствий принципиального характера для выполнения такого рода установок в переносном варианте нет. Для этого, в первую очередь, следует отказаться от привязки питания к сети переменного тока. Особое внимание при этом должно быть обращено на питание самой спектральной лампы, т.к. от пульсаций ее питающего напряжения зависит амплитудная стабильность излучения. Следовательно, разработка импульсного DC/DC-преобразователя с высоким КПД и малыми пульсациями является актуальной и целесообразной проблемой.

Методы. Поставленная задача решена методами математических расчетов, схемотехнического моделирования в системе автоматизированного проектирования *LTSpice XVII* и экспериментальной проверки.

Результаты. Выполнен анализ топологий импульсных DC/DC-преобразователей, разработаны структурная и принципиальная электрические схемы преобразователя, проведены их расчеты и моделирование, разработана печатная плата. Для обеспечения высокостабильного излучения разработан и создан автономный высоковольтный DC/DC-преобразователь, имеющий малый уровень пульсаций (~250 мВ) выходного напряжения (~491 В) при токе нагрузке ~20 мА.

Выводы. Показана принципиальная возможность получения высокого напряжения при использовании топологии повышающего DC/DC-преобразователя с дросселем. Экспериментальная проверка подтвердила корректность расчетов и моделирования высоковольтного DC/DC-преобразователя для питания спектральных ламп с полым катодом.

Ключевые слова: спектральная лампа с полым катодом, газоразрядная лампа, импульсный преобразователь, DC/DC-преобразователь, высоковольтный преобразователь, моделирование

© М.Ю. Никольшин, А.В. Фрунзе, В.К. Битюков, 2023

• **Поступила:** 27.01.2023 • **Доработана:** 07.05.2023 • **Принята к опубликованию:** 13.07.2023

Для цитирования: Никольшин М.Ю., Фрунзе А.В., Битюков В.К. DC/DC-преобразователь для питания спектральных ламп. *Russ. Technol. J.* 2023;11(5):81–93. https://doi.org/10.32362/2500-316X-2023-11-5-81-93

Прозрачность финансовой деятельности: Авторы не имеют финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

DC/DC converter to power spectral lamps

Mikhail Yu. Nikolshin [1],
Alexander V. Frunze [2],
Vladimir K. Bityukov [1, @]

[1] *MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia*
[2] *TERMOKONT, Moscow, 119361 Russia*
[@] *Corresponding author, e-mail: bitukov@mirea.ru*

Abstract

Objectives. The paper describes the creation of a DC/DC converter for powering hollow cathode lamps widely used currently as highly stable sources of spectral lines in spectral absorption analyzers and other applications. Typically, mains power supplies are used for such lamps, since installations using hollow cathode lamps are manufactured as stationary. However, there are no principal obstacles to manufacturing portable versions by simply substituting the power supply. However, special attention should in this case be paid to the power supply of the spectral lamp itself, since the amplitude stability of the radiation depends on the smoothness of its supply voltage. Therefore, the development of the pulse DC/DC converter with high efficiency and low rippling is a relevant and expedient problem.

Methods. The set task is solved by methods of mathematical calculations, circuit simulation in *LTSpice XVII* computer-aided design system, and experimental verification.

Results. The structural and principal electrical circuit of a prototype converter is developed on the basis of a topological analysis of pulse DC/DC converters, along with its calculations and simulation, and a printed circuit board. The developed autonomous high-voltage DC/DC converter has a low ripple level (~250 mV) of the output voltage (~491 V) at a load current of ~20 mA to ensure highly stable radiation.

Conclusions. The possibility of obtaining a high voltage when using the topology of a step-up DC/DC converter with a choke is demonstrated. The experimental verification confirmed the correctness of calculations and modeling of a high-voltage DC/DC converter for powering hollow cathode spectral lamps.

Keywords: hollow cathode spectral lamp, gas discharge lamp, pulse converter, DC/DC converter, high-voltage converter, simulation

• **Submitted:** 27.01.2023 • **Revised:** 07.05.2023 • **Accepted:** 13.07.2023

For citation: Nikolshin M.Yu., Frunze A.V., Bityukov V.K. DC/DC converter to power spectral lamps. *Russ. Technol. J.* 2023;11(5):81–93. https://doi.org/10.32362/2500-316X-2023-11-5-81-93

Financial disclosure: The authors have no a financial or property interest in any material or method mentioned.

The authors declare no conflicts of interest.

ВВЕДЕНИЕ

Для получения высокостабильных спектров определенных длин волн используются лампы с полым катодом [1–5]. При возникновении разряда в лампе такого типа ее катод и инертный газ-наполнитель начинают излучать энергию в ультрафиолетовом и видимом спектральном диапазонах. Длины волн излучения определяются составом газа-наполнителя и катодного сплава. Например, лампа ЛФ-6М с цинковым напылением катода имеет основную спектральную линию 229.6 нм.

По принципу действия лампа с полым катодом является газоразрядной лампой, отсюда следует, что условия возникновения разряда не отличаются от аналогичных у других газоразрядных ламп, например, у индикаторных ламп с неоновым наполнением и тиратронов. Однако питание индикаторов возможно обеспечивать со значительным уровнем пульсаций, что недопустимо для спектральных ламп, т.к. пульсации тока, протекающего через лампу, вызывают изменение амплитуды спектральных составляющих. Учитывая, что спектральные лампы используются в контрольно-измерительной аппаратуре, интенсивность формируемых спектральных составляющих должна быть как можно более стабильной. Стабильность интенсивности излучения зависит как от свойств самой лампы, так и от параметров питающего напряжения. Свойства лампы, влияющие на стабильность интенсивности излучения, такие как эмиссия, чистота стекла, долговечность и т.п., в настоящей работе не рассматриваются.

Известно [6], что стабильность параметров источника питания достигается применением системы отрицательной обратной связи (ООС). Применительно к устройствам со спектральными лампами это достигается введением петли ООС либо по току потребления лампы, либо по уровню излучаемого светового потока. Причем уменьшение пульсаций излучения лампы в значительной степени связано с понижением пульсаций ее питающего напряжения.

Как правило, приборы, использующие спектральные газоразрядные лампы, имеют сетевое питание [7]. Это определяет стационарный характер их использования. Сетевой источник питания традиционно выполняют по схеме с непрерывным регулированием. Такие устройства позволяют получить на выходе стабильное напряжение с малыми пульсациями. При этом вопросы об их КПД и массогабаритных параметрах не являются актуальными. В [7] предложен один из вариантов реализации такого источника питания для спектральных ламп, в котором для получения высокого напряжения использован принцип умножения сетевого напряжения.

Однако актуален и принципиально возможен и переносной форм-фактор использования приборов со спектральной лампой. Для таких автономных устройств целесообразно применение импульсного источника питания в силу меньших его массогабаритных параметров по сравнению с линейными источниками вторичного электропитания.

ПАРАМЕТРЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ И ЕГО СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Технические требования к выходному напряжению и силе тока нагрузки DC/DC-преобразователя определяются параметрами выпускаемых отечественных ламп с полым катодом, которые приведены в табл. 1.

Таблица 1. Параметры напряжения зажигания и силы тока отечественных ламп с полым катодом

Тип лампы	Напряжение зажигания, В	Сила тока лампы, мА
ЛТ-2	450	20
ЛВ-2	300	20
ЛТ-6М	500	12

Можно сформулировать следующие базовые требования к импульсному преобразователю для ламп с полым катодом: выходное напряжение 500 В; ток нагрузки не менее 0.02 А; пульсации выходного напряжения при токовой нагрузке 20 мА не более 0.5 В; входное напряжение ~15 В.

Эти параметры вполне можно получить с помощью DC/DC-преобразователя, построенного по схеме классического повышающего преобразователя (рис. 1) [8, 9].

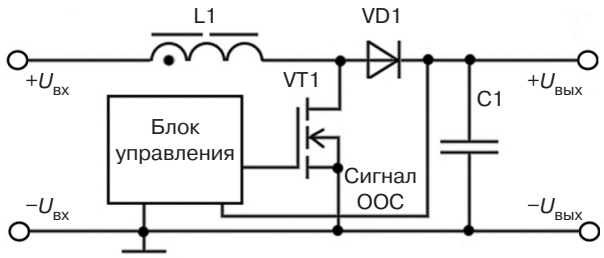

Рис. 1. Схема силовой части повышающего DC/DC-преобразователя. Здесь и на следующих рисунках обозначения элементов схем соответствуют обозначениям, принятым в ГОСТ 2.710-81[1]

[1] ГОСТ 2.710-81. *Единая система конструкторской документации. Обозначения буквенно-цифровые в электрических схемах*. М.: Издательство стандартов; 1985. [GOST 2.710-81. *Unified system for design documentation. Alpha-numerical designations in electrical diagrams*. Moscow: Izd. Standartov; 1985 (in Russ.).]

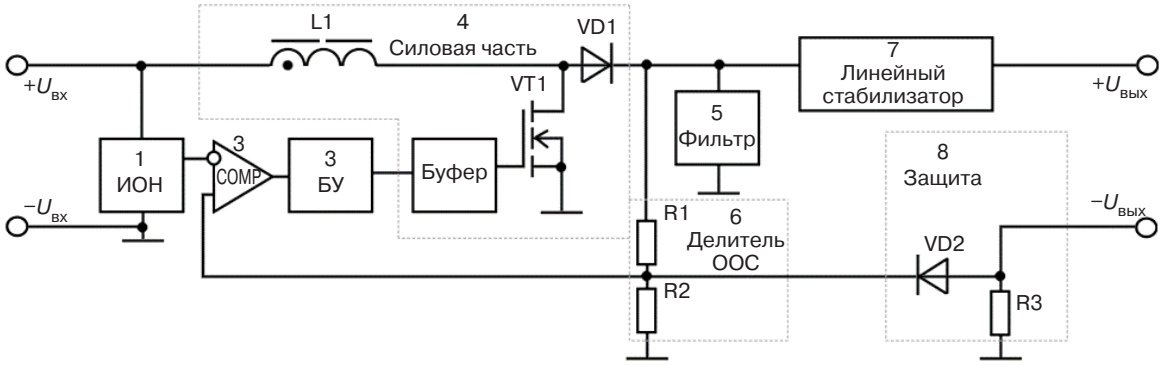

Рис. 2. Структурная схема DC/DC-преобразователя

Регулировка выходного напряжения преобразователя осуществляется широтно-импульсной (ШИМ) или частотно-импульсной модуляцией. Особенности этих модуляций рассмотрены в [8–12].

Блок управления изменяет коэффициент заполнения импульсов при достижении заданного порога выходного напряжения. В качестве основного элемента блока управления необходимо использовать схему, которая изменяет коэффициент заполнения, либо частоту импульсов при достижении некоего порога выходного напряжения. В качестве такового можно использовать широко распространенный интегральный таймер КР1441ВИ1[2] аналог микросхемы TLC555[3], представляющей собой КМОП-версию[4] NE555), который можно включить в режиме астабильного мультивибратора, т.е. генератора прямоугольных импульсов с заданной скважностью. Регулировка выходного напряжения в схеме обеспечивается изменением тока между контактом Control (вывод 5 для 8-выводного корпуса) и общим проводом схемы. При этом будет меняться частота выходных импульсов. В качестве регулировочного элемента, который изменяет ток контакта Control, используется биполярный транзистор.

В качестве датчика, который будет детектировать напряжение 500 В на выходе преобразователя, необходима схема, четко фиксирующая факт достижения указанного напряжения. Связано это с тем, что коммутатор вывода Control имеет, во-первых, область активного режима, при котором он открыт не полностью, и во-вторых, имеет технологический разброс напряжений открывания. Например, один биполярный транзистор может быть открыт полностью при 0.76 В, другой же при 0.78 В, третий при 0.75 В и т.д. Разброс напряжений вызовет разброс напряжений стабилизации, т.е. открывание транзистора должно обеспечиваться сторонней схемой, которая имеет минимальный разброс напряжения срабатывания.

В качестве такого датчика возможно использовать компаратор, к примеру, К554СА301А[5] (аналог LM311[6]), к инвертирующему входу которого подключен источник опорного напряжения (ИОН), реализованный на параметрическом стабилизаторе напряжения, а к неинвертирующему – средняя точка делителя выходного напряжения, рассчитанного таким образом, что при входном напряжении 500 В на его средней точке будет напряжение, равное выходному напряжению ИОН. При превышении напряжения на неинвертирующем входе компаратор закрывает встроенный выходной транзистор, тем самым устанавливая на выходе высокое напряжение. Это высокое напряжение открывает транзистор, подключенный к выводу Control микросхемы КР1441ВИ1, тем самым останавливая генерацию. При снижении уровня выходного напряжения ниже 500 В компаратор меняет свое состояние из-за превышения уровня опорного напряжения над выходным напряжением делителя, а транзистор закрывается, вновь вызывая генерацию импульсов.

Структурная схема преобразователя показана на рис. 2.

Функциональное назначение блоков DC/DC-преобразователя, отмеченных на рис. 2 цифрами, следующее:

1 – ИОН. Предназначен для формирования стабильного напряжения, являющегося опорным

[2] Производство ОАО «Микрон», г. Зеленоград, Россия. [Manufactured by Mikron, Zelenograd, Russia.]

[3] TLC555 datasheet. https://datasheet.lcsc.com/lcsc/2008261939_HGSEMI-TLC555N_C725329.pdf. Дата обращения 20.05.2023. / Accessed May 20, 2023.

[4] КМОП (комплементарная структура металл-оксид-полупроводник) – технология и схемотехника интегральных микросхем, выполненная на основе *p*- и *n*-канальных транзисторов с изолированным затвором. [A complementary metal-oxide semiconductor (CMOS) is the integrated circuit technology and circuit design based on *p*- and *n*-channel transistors with insulated gate.]

[5] Производство ОАО «Микрон», г. Зеленоград, Россия. [Manufactured by Mikron, Zelenograd, Russia.]

[6] LM311 datasheet. https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/lm211-d.pdf. Дата обращения 20.05.2023. / Accessed May 20, 2023.

для срабатывания компаратора 2 при достижении заданного выходного напряжения.

2 – Компаратор (COMP). Пока напряжение на выходе делителя ООС 6 менее напряжения, вырабатываемого ИОН, компаратор имеет на своем выходе низкий уровень напряжения. Низкий уровень на входе блока управления 3 разрешает генерацию импульсов. При превышении напряжения на выходе делителя ООС 6 над уровнем ИОН компаратор на выходе устанавливает высокий уровень напряжения, который запрещает блоку управления 3 генерировать импульсы.

3 – Блок управления (БУ). Формирует импульсы прямоугольной формы, которые управляют силовой частью 4 преобразователя путем включения или выключения МОП-транзистора[7] VT1.

4 – Силовая часть. В ее состав входят дроссель L1, на котором наводится ЭДС индукции, ключевой МОП-транзистор VT1, коммутирующий правый по схеме отвод дросселя L1 либо к диоду VD1, либо к «земле», выпрямительный диод VD1 и буферный каскад. Буферный каскад необходим для согласования слаботочного выходного каскада блока управления 3 с большим током заряда затвора МОП-транзистора VT1 при его открывании и закрывании за малый промежуток времени.

5 – Фильтр. Предназначен для сглаживания выходного напряжения.

6 – Делитель ООС. Коэффициент деления делителя определяет выходное напряжение: когда напряжение на выходе делителя ООС, подключенного к неинвертирующему входу компаратора 2, станет выше выходного напряжения ИОН 1 (которое подведено к инвертирующему его входу), компаратор 2 установит высокий уровень, и блок управления 3 перестанет генерировать импульсы, тем самым останавливая преобразование до тех пор, пока уровень на выходе компаратора вновь не станет низким. Это достигается только в случае если напряжение на выходе делителя 6, поддерживаемое емкостным фильтром 5, вновь не станет меньше напряжения ИОН 1. Выходное напряжение $U_{\text{дел}}$ делителя определяется по формуле

$$U_{\text{дел}} = U_{\text{in}} \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \qquad (1)$$

где U_{in} – входное напряжение делителя (в данной схеме это выходное напряжение преобразователя), R_1 и R_2 – сопротивления плеч делителя отрицательной обратной связи.

[7] МОП-транзистор («металл-оксид-полупроводник») – полевой транзистор с изолированным затвором. [The metal-oxide-semiconductor field-effect transistor (MOSFET) is a field-effect transistor with insulated gate.]

7 – Линейный стабилизатор. Для снижения уровня пульсаций выходного напряжения использован компенсационный стабилизатор напряжения с непрерывным регулированием. Схема его приведена на рис. 3 (элементы R16, VD6–VD10, VT7, C7). Выходное напряжение стабилизатора равно сумме напряжений стабилизации стабилитронов VD6–VD10 плюс напряжение база-эмиттер транзистора VT7 (порядка 0.5–0.7 В). Расчеты показали, что при выходном напряжении импульсного преобразователя 530 В, выходном напряжении линейного стабилизатора 500 В и токе нагрузки 20 мА на регулирующем транзисторе будет рассеиваться мощность 0.6 Вт.

8 – Защита. При превышении током номинальной величины, определяемой сопротивлением резистора R3, напряжение на неинвертирующем входе компаратора 2 станет выше уровня напряжения ИОН 1, что вызовет прекращение генерации импульсов блоком управления 3. По сути, это параллельный канал обратной связи. Диод VD2 предназначен для предотвращения протекания тока от делителя ООС 6 через резистор R3. Сопротивление резистора R3 вычисляется исходя из напряжения переключения компаратора $U_{\text{ИОН}}$, протекающего тока нагрузки, при котором срабатывает защита $I_{\text{защ}}$, и прямого падения напряжения $U_{\text{VD2 пр}}$ на диоде VD2 по формуле:

$$R_3 = \frac{U_{\text{ИОН}} + U_{\text{VD2 пр}}}{I_{\text{защ}}}. \qquad (2)$$

Для тока срабатывания защиты 25 мА, опорного напряжения 3.3 В и прямого падения напряжения на диоде 0.6 В сопротивление резистора R3 равно 156 Ом. Этот резистор включен последовательно с нагрузкой, и на нем неизбежно упадет некоторая часть выходного напряжения. Рабочее напряжение спектральных ламп находится в промежутке 250–300 В, а рекомендуемый ток поддержания разряда – до 2/3 максимального, т.е. 8–12 мА. Стоит отметить, что срок службы спектральных ламп нормируется в миллиампер-часах, т.е. снижение тока повышает не только эмпирический, но и документально зафиксированный паспортный срок службы лампы. Эквивалентное сопротивление лампы, соответственно, будет лежать в промежутке от 20.8 до 37.5 кОм. В наихудшем случае, т.е. когда сопротивление лампы минимально, падение напряжения на R2, вычисляемое по формуле (1), составит 3.7 В, т.е. менее 1% от выходного напряжения, что на практике совершенно незаметно. Если же необходимо точное соответствие выходного напряжения паспорту, то его можно скорректировать установкой выходного напряжения не на холостом ходу, а под

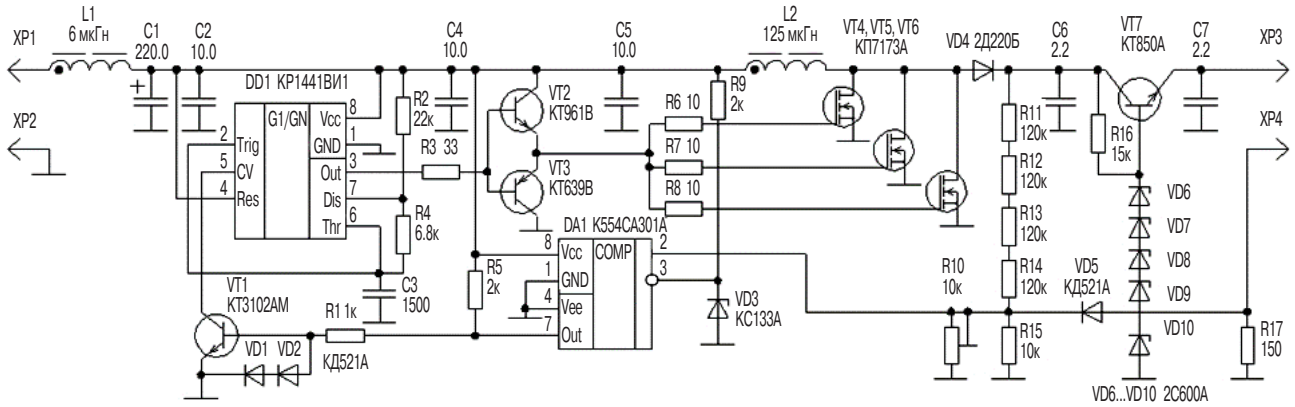

Рис. 3. Принципиальная электрическая схема DC/DC-преобразователя

нагрузкой, в качестве которой может выступать резистор, сопротивление которого будет эквивалентно сопротивлению конкретного типа лампы.

Стоит подробнее остановиться на выборе типа и номинала дросселя L1. Как известно, существуют два режима работы повышающего преобразователя – режим неразрывных токов и режим разрывных токов. Режим неразрывных токов означает, что ток через обмотку дросселя L1 протекает во все фазы работы преобразователя. Он изменяется, но никогда не становится равным нулю. В режиме разрывных токов ток через обмотку дросселя L1 при замыкании ключевого транзистора успевает упасть до нуля. С точки зрения понижения уровня пульсаций предпочтительнее режим неразрывных токов. Однако расчет дросселя по методике [8] показывает, что значение индуктивности для режима неразрывных токов для ШИМ будет лежать в пределах от 1.5 до 5.0 мГн (в зависимости от частоты работы преобразователя). Такой дроссель имеет значительные размеры, массу и стоимость. Это предопределило использование в преобразователе режим разрывных токов с индуктивностью дросселя порядка 50–150 мкГн. Неизбежное повышение пульсаций при этом было нивелировано применением линейного стабилизатора напряжения.

ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА

Принципиальная электрическая схема DC/DC-преобразователя для питания спектральных ламп представлена на рис. 3.

Элементы L1, C1 и C2 образуют входной фильтр. Дроссель L1 сглаживает входной ток, тем самым снижая уровень импульсных помех у источника питания преобразователя.

На элементах DD1, R2, R4 и C3 выполнен задающий генератор. Частота импульсов до перехода в режим стабилизации составляет 27.7 кГц, а коэффициент заполнения равен 0.8.

Силовая часть преобразователя построена на элементах R3, VT2–VT6, R6–R8, L2. Обращает на себя внимание схемотехническая особенность построения силовой части – параллельное включение МОП-транзисторов VT5, VT6, VT7, работающих в ключевом режиме. КП7173А[8] – один из немногих отечественных[9] МОП-транзисторов, подходящих для данного применения по уровню напряжения «сток-исток». К сожалению, сопротивление его открытого канала оставляет желать лучшего и может достигать 2 Ом (согласно данным о его полном аналоге STP4NK60Z[10]). Очевидно, что при силе токе стока 4 А и коэффициенте заполнения 0.5 среднеквадратичное значение рассеиваемой мощности составит 4 Вт. При этом не учтены потери, вызываемые нахождением рабочей точки транзистора в активном режиме во время открывания и закрывания канала. Такая рассеиваемая мощность допустима для транзистора, но вынуждает использовать для него охладители, а это существенно понижает КПД преобразователя. Одним из путей решения этой проблемы является параллельное включение нескольких транзисторов.

Параллельное включение МОП-транзисторов допустимо, т.к. даже в случае (неизбежного) разброса сопротивлений каналов транзистор с наименьшим сопротивлением будет больше греться из-за большего протекающего тока. При повышении температуры кристалла МОП-транзистора сопротивление его открытого канала возрастает, тем самым вызывая снижение тока.

[8] Справочные данные на КП7173А. [Reference data on KP7173A.] https://integral.by/sites/default/files/pdf/kp7173.pdf. Дата обращения 20.05.2023. / Accessed May 20, 2023.

[9] Производство ОАО «Интеграл», г. Минск, Республика Беларусь. [Manufactured by Integral, Minsk, Belarus.]

[10] STP4NK60Z datasheet: https://www.st.com/resource/en/datasheet/stp4nk60z.pdf. Дата обращения 20.05.2023. / Accessed May 20, 2023.

Таблица 2. Рассеиваемая мощность параллельно включенных транзисторов

Количество транзисторов, шт	Эквивалентное сопротивление, Ом	Суммарная рассеиваемая мощность при силе тока 4 А и коэффициенте заполнения 0.5, Вт	Рассеиваемая мощность на 1 транзистор в случае равенства сопротивлений каналов, Вт
3	0.667	1.35	0.45
4	0.5	1.00	0.25
5	0.4	0.80	0.20

Расчет необходимого количества ключевых транзисторов продиктован током, который протекает через них, а также их нагревом.

Максимальная температура перехода транзистора КП7173А составляет +150 °С, тепловое сопротивление «кристалл-корпус» составляет 1.78 К/Вт. Тепловое сопротивление «кристалл-среда» для корпуса КТ-28-2 (ТО-220), в котором смонтирован кристалл транзистора КП7173А, составляет, по различным данным, от 50 °С/Вт до 70 °С/Вт. При использовании преобразователя в условиях УХЛ 4.2[11] (максимальная температура воздуха составляет +40 °С), приняв запас в +25 °С на нагрев внутри изделия, а также выбрав максимальную температуру перехода транзистора в +100 °С, получают допустимый перегрев корпуса в +35 °С. В случае теплового сопротивления «кристалл-среда» 70 °С/Вт получают максимальную рассеиваемую мощность, равную 0.5 Вт. Следовательно, трех транзисторов (рассеиваемая мощность на каждом 0.45 Вт, температура кристалла 96.5 °С, температура корпуса 54.2 °С) с точки зрения тепловых режимов без использования охладителей будет достаточно[12].

Транзисторы VT2 (КТ639В[13]) и VT3 (КТ961В[14]) являются драйверными для полевых транзисторов VT4, VT5 и VT6, т.к. затвор МОП-транзистора представляет собой емкость, которую для открытия и закрытия транзистора необходимо быстро заряжать и разряжать. Полный заряд Q затвора [13] для транзистора STP4NK60Z составляет 26 нКл, как указано в его технической документации. Зная полный заряд и необходимое время T сообщения этого заряда, сила тока I определяется по формуле:

$$I = \frac{Q}{T}. \quad (3)$$

Для заряда в 78 нКл (три параллельно включенных транзистора) и времени заряда 100 нс ток заряда составит 780 мА[15]. Выход микросхемы КР1441ВИ1 на такой ток не рассчитан, следовательно, необходим буферный каскад. При этом ток, потребляемый по входу буферным каскадом, будет в $h_{21э}$ раз меньше отдаваемого тока. Согласно [14], минимальный коэффициент передачи тока $h_{21э}$ для транзисторов КТ961В и КТ639В составляет 100, из чего следует что максимальный ток, отдаваемый микросхемой, сократится до 7.8 мА. Резистор R5 служит для ограничения тока, а резисторы R9–R11, помимо ограничения тока, также подавляют резонансные колебания по цепи «емкость-«затвор-исток»-индуктивность стока» [15]. В качестве накопительного дросселя L2 используется дроссель Д13–14 с последовательно включенными обмотками (125 мкГн, 4 А, 0.05 Ом, 2 МГц). Выпрямление выходного напряжения осуществляется диодом VD4 типа 2Д220Б[16].

Схема стабилизации выходного напряжения выполнена на компараторе DA1, транзисторе VT1 и его обвязке, параметрическом стабилизаторе напряжения (ИОН) на стабилитроне VD3 (3.3 В), делителе R11–R15. Верхнее плечо делителя R11–R15 состоит из четырех последовательно соединенных резисторов для повышения максимально допустимого приложенного к ним напряжения. Резистор R10 – подстроечный, вращением его движка выставляется выходное напряжение 530 В. В случае его обрыва выходное напряжение установится на уровне 160 В. При включении преобразователя выходное напряжение начинает расти, следовательно, начинает увеличивается

[11] ГОСТ 15050-69. *Машины, приборы и другие технические изделия. Исполнения для различных климатических районов. Категории, условия эксплуатации, хранения и транспортирования в части воздействия климатических факторов внешней среды*. М.: Стандартинформ; 2010. [GOST 15050-69. *Machines, instruments and other industrial products. Modifications for different climatic regions. Categories, operating, storage and transportation conditions as to environment climatic aspects influence*. Moscow: Standardinform; 2010 (in Russ.).]

[12] При тепловом сопротивлении 50 °С/Вт температура кристалла составит 87.5 °С, температура корпуса 49.2 °С. [At the thermal resistance of 50 °C/W, the crystal temperature is 87.5 °C while the body temperature is 49.2 °C.]

[13] Производство АО «Группа Кремний ЭЛ», г. Брянск, Россия. [Manufactured by GRUPPA KREMNI EL, Bryansk, Russia.]

[14] Производство ОАО «Интеграл», г. Минск, Республика Беларусь. [Manufactured by Integral, Minsk, Belarus.]

[15] 26 нКл заряда затвора – предельный случай, типовое значение составляет 18.8 нКл. [The limiting case is 26 nC of gate charge; the typical value is 18.8 nC.]

[16] Производство НПП ТЭЗ, г. Томилино, Россия. [Manufactured by the Scientific and Production Enterprise TOMILINO ELECTRONIC PLANT, Tomilino, Russia.]

Таблица 3. Используемые компоненты и их аналоги

Тип по схеме	Модель	Аналог (полный или частичный)	Примечание
КР1441ВИ1	TLC555	Полный	–
К554СА301А	LM311	Полный	–
КП7173А	SPP20N60C3	Частичный	Добавлен резистор 1.4 Ом в сток для приближения к $R_{\text{СИ отк}}$ КП7173А, где $R_{\text{СИ отк}}$ – сопротивление сток-исток в открытом состоянии транзистора
2Д220Б	DI_US1J[1]	Частичный	Совпадает по емкостям, обратному напряжению $U_{\text{обр}}$, прямому току $I_{\text{пр}}$, однако имеет меньшее время обратного восстановления (75 нс против 600 нс)
2С600А	PH_BZX585-B75[2], PH_BZX585-B51[20]	Полный	В модели использована сборка из стабилитронов на 75 и 51 В, на суммарное напряжение стабилизации 601 В
КС133А[3]	BZX84C3V3[19]	Полный	–
КТ961В	BD139[4]	Полный	–
КТ639В	BD140[22]	Частичный	Совпадает по напряжению коллектор-эмиттер $U_{\text{кэ}}$, току коллектора $I_{\text{к}}$ и граничной частоте $F_{\text{гр}}$
КТ850А	BD139	Частичный	Совпадает по $U_{\text{кэ}}$, $I_{\text{к}}$ и $F_{\text{гр}}$
КТ3102А[5]	2N3904[6]	Частичный	Имеет меньшую $h_{21\text{э}}$, однако в данном конкретном случае это не имеет значения

[1] Производство компании «Vishay», США. [Manufactured by Vishay, USA.]
[2] Производство компании «Nexperia», Нидерланды. [Manufactured by Nexperia, Netherlands.]
[3] Производство АО «НЗПП Восток», г. Новосибирск, Россия. [Manufactured by Novosibirsk Semiconductor Device Plant, Novosibirsk, Russia.]
[4] Производство компании «ST Microelectronics», Швейцария. [Manufactured by ST Microelectronics, Switzerland.]
[5] Производство АО «Группа Кремний ЭЛ», г. Брянск, Россия. [Manufactured by GRUPPA KREMNI EL, Bryansk, Russia.]
[6] Производство компании «Diotec Semiconductor», Германия. [Manufactured by Diotec Semiconductor, Germany.]

и напряжение на выходе делителя. Как только оно сравняется или станет выше опорного напряжения 3.3 В, компаратор установит высокий уровень на выходе, открыв транзистор VT1 и замкнув вывод 5 микросхемы DD1 на общий провод, что вызовет прекращение генерации импульсов. Напряжение на выходе при этом будет поддерживаться емкостным фильтром. Как только напряжение на выходе делителя упадет ниже 3.3 В, компаратор установит низкий уровень, закрыв транзистор VT1 и тем самым вновь разрешая генерацию импульсов.

Емкостной фильтр выходного напряжения выполнен на конденсаторе С6. Использовано параллельное включение 10 керамических конденсаторов 0.22 мкФ × 630 В типоразмера 2220 суммарной емкостью 2.2 мкФ.

Линейный стабилизатор выполнен на транзисторе VT7 КТ850А[17], стабилитронах VD6-VD10 2С600А[18] и токозадающем резисторе R16. Использовано последовательное включение пяти стабилитронов для получения напряжения стабилизации 500 В, т.к. стабилитронов на 500 В отечественная промышленность не выпускает.

Защита по току выполнена на элементах R18 и VD7. При превышении тока через нагрузку (следовательно, и через резистор R17) 25 мА падение напряжения на резисторе R17 за вычетом падения напряжения на диоде VD5 составит 3.3 В. Это заставит компаратор DD2 перевести выход в высокий уровень, тем самым прекратив генерацию импульсов. Диод VD5 предназначен для предотвращения протекания тока от делителя ООС к резистору R17.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Моделирование выполнялось в программе *LTSpice XVII* [16]. Были использованы модели активных компонентов, приведенные в табл. 3.

Схема модели приведена на рис. 4.

Моделирование осуществлялось при помощи директивы .tran 0 500m 1u uic – анализ переходного процесса, время начала снятия данных 0 с, время окончания снятия данных 0.5 с, шаг моделирования 1 мкс, включены переходные процессы в реактивностях.

[17] Производство АО «Группа Кремний ЭЛ», г. Брянск, Россия. [Manufactured by GRUPPA KREMNI EL, Bryansk, Russia.]
[18] Производство АО «НЗПП Восток», г. Новосибирск, Россия. [Manufactured by Novosibirsk Semiconductor Device Plant, Novosibirsk, Russia.]

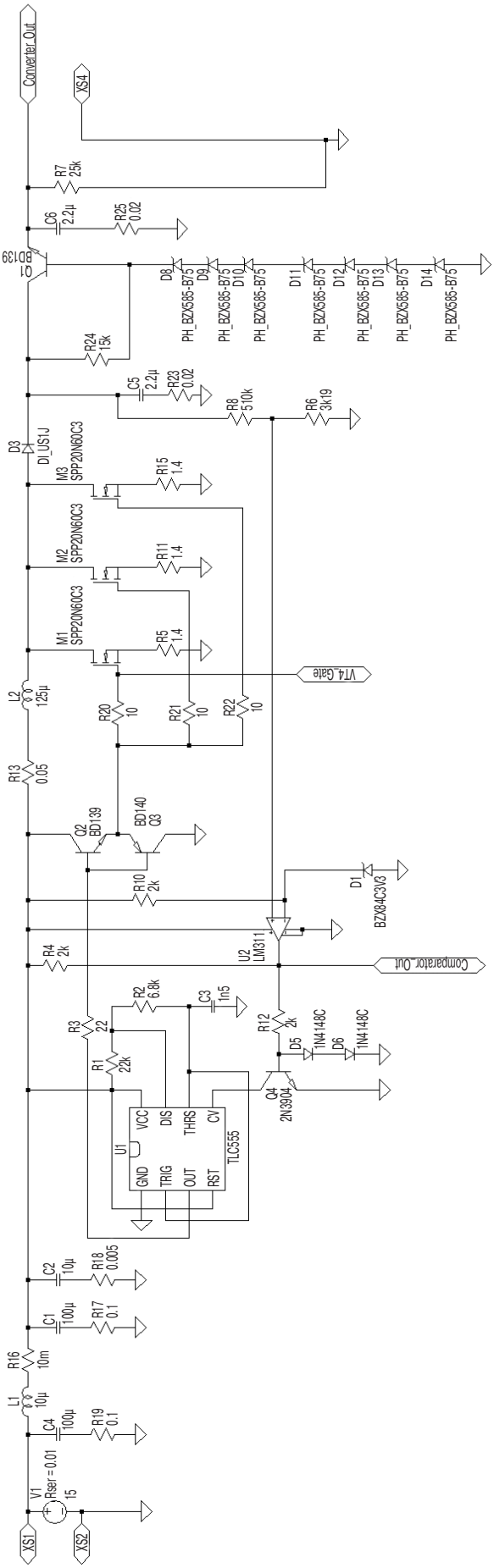

Рис. 4. Принципиальная схема преобразователя в *LTSpice*

Основные характерные диаграммы приведены на рис. 5.

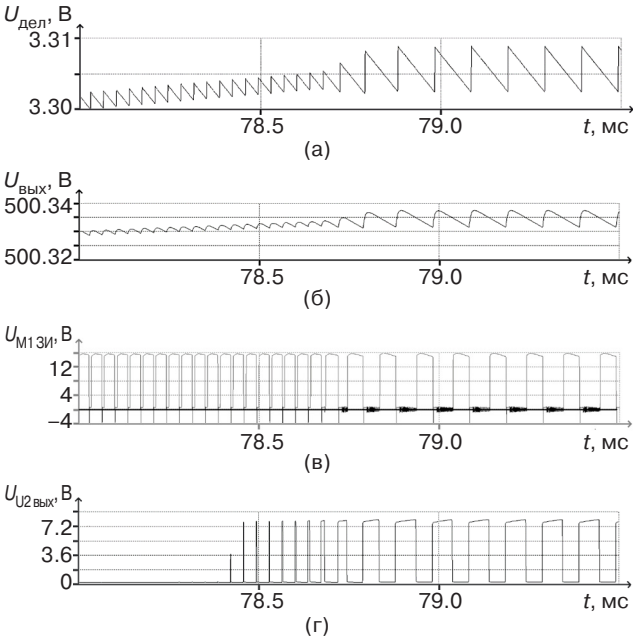

Рис. 5. Характерные диаграммы работы преобразователя: (а) напряжение на выходе делителя обратной связи $U_{дел}$, (б) выходное напряжение преобразователя $U_{вых}$, (в) напряжение на затворе полевого транзистора М1 $U_{М1\,ЗИ}$, (г) напряжение на выходе компаратора U2 $U_{U2\,вых}$

Преобразователь в модели выходит на рабочий режим приблизительно через 79 мс после старта. В это время напряжение на выходе делителя обратной связи $U_{дел}$ доходит до уровня опорного напряжения компаратора. Выход компаратора $U_{U2\,вых}$ устанавливается в уровень «высокое состояние». Высокий уровень сигнала на выходе компаратора, который образуется по достижении выходного напряжения 500 В, вызывает останов генерации на выходе микросхемы TLC555.

СБОРКА И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Преобразователь собран на двухсторонней печатной плате из фольгированного стеклотекстолита. Рисунок печатных дорожек выполнен полностью на нижней стороне платы. Верхняя сторона платы использована под общий провод, тем самым минимизировано ее сопротивление и индуктивность, что важно в импульсных высокочастотных схемах [17]. Монтаж смешанный. Фото печатной платы приведено на рис. 6.

Экспериментальный стенд преобразователя состоял из лабораторного блока питания Element PSN-305D[19], который обеспечивал питание преобразователя;

Рис. 6. Собранная плата преобразователя

ручного мультиметра Fluke 17B+[20] в режиме вольтметра для измерения выходного напряжения; настольного мультиметра Uni-T UT802[21] в режиме миллиамперметра для измерения выходного тока. Для снятий форм напряжений использовался цифровой осциллограф Rigol MSO 4024[22]. Фотографии стенда приведены на рис. 7 и 8, осциллограмма пульсаций на выходе преобразователя под нагрузкой – на рис. 9.

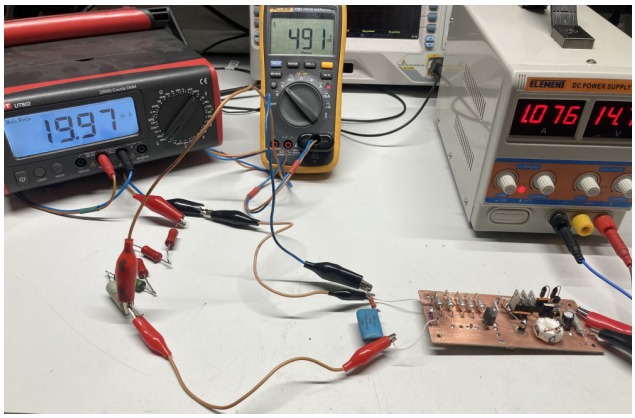

Рис. 7. Проверка нагрузочной способности преобразователя

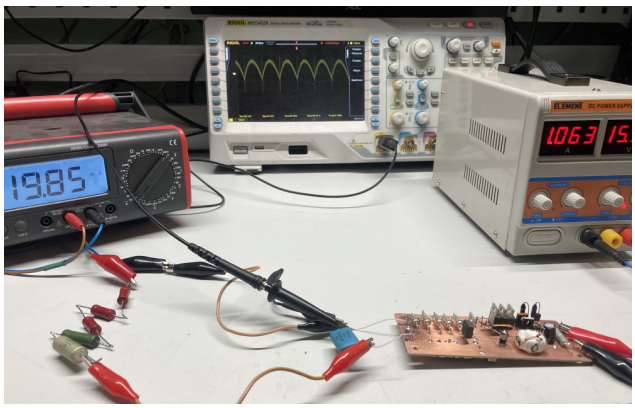

Рис. 8. Проверка уровня пульсаций на выходе преобразователя под нагрузкой

[19] Производство компании «Element», КНР. [Manufactured by Element, China.]

[20] Производство компании «Fluke», КНР. [Manufactured by Fluke, China.]

[21] Производство компании «Uni-Trend Group», КНР. [Manufactured by Uni-Trend Group, China.]

[22] Производство компании «Rigol Technologies», КНР. [Manufactured by Rigol Technologies, China.]

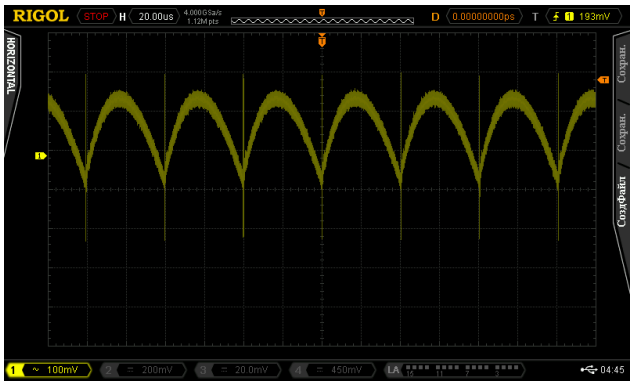

Рис. 9. Осциллограмма пульсаций выходного напряжения под нагрузкой

Преобразователь имеет выходное напряжение 491 В при токе 20 мА, что подтверждает его нагрузочную способность. В качестве нагрузки использовался составной резистор суммарным сопротивлением 25 кОм.

Для проверки уровня пульсаций осциллограф был подключен к выходу преобразователя через дифференцирующую RC-цепочку с номиналами 0.022 мкФ и 100 кОм. Частота среза фильтра высших частот образованного такой цепочкой, составляет 72 Гц по уровню 3 дБ.

Пиковый уровень пульсаций составлял 250 мВ (0.05% относительно 500 В), что подтверждает вышеизложенные выкладки относительно малого уровня пульсаций рассматриваемого преобразователя.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представлены результаты разработки, моделирования, схемотехнической сборки и экспериментального исследования специализированного импульсного DC/DC-преобразователя для питания спектральных ламп. Разработка принципиальной схемы проводилась с расчетом на минимальное число настроечных операций при сборке (как показано, от данной операции возможно и отказаться), а также на отсутствие необходимости использования теплоотвода и минимизацию использования импортной элементной базы. Моделирование DC/DC-преобразователя осуществлялось частично на приближенных аналогах, для чего в схему были введены дополнительные элементы для приближения параметров моделей к реально используемым компонентам. Печатная плата для преобразователя трассировалась с учетом минимизации индуктивности и сопротивления высокочастотных проводников и общего провода. Работоспособность преобразователя (в т.ч. с эквивалентом нагрузки для достижения требуемого выходного тока) и соответствие измерений результатам моделирования подтвердили корректность расчетов и моделирования. Преобразователь обеспечивает напряжение 491 В при токе порядка 20 мА и пиковом уровне пульсаций в 250 мВ (0.05%).

Вклад авторов. Все авторы в равной степени внесли свой вклад в исследовательскую работу.

Authors' contribution. All authors equally contributed to the research work.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Москалев Б.И. *Разряд с полым катодом*. М.: Энергия; 1969. 184 с.
2. Максимов Д.Е., Рудневский Н.К. *Спектральный анализ с применением разряда в полом катоде.* Горький: ГГУ; 1979. 119 с.
3. Максимов Д.Е., Рудневский Н.К., Рудневский А.Н., Шабанова Т.М. *Спектральный анализ с применением разряда в полом катоде*. Горький: ГГУ; 1983. 71 с.
4. Гармаш А.В. *Введение в спектроскопические методы анализа. Оптические методы анализа*. М.: РАН ВХК; 1995. 38 с.
5. Битюков В.К., Горбунов Р.А., Симачков Д.С., Фрунзе А.В. Высокостабильный источник спектральных линий. *Оптика и спектроскопия.* 2019;126(4): 528–532. http://doi.org/10.21883/OS.2019.04.47525.50-18
6. Каганов В.И., Битюков В.К. *Основы радиоэлектроники и связи.* М.: Горячая линия-Телеком; 2012. 542 с.

REFERENCES

1. Moskalev B.I. *Razryad s polym katodom* (*Discharge with Hollow Cathode*). Moscow: Energiya; 1969. 184 p. (in Russ.).
2. Maksimov D.E., Rudnevskii N.K. *Spektral'nyi analiz s primeneniem razryada v polom katode* (*Spectral Analysis Using Hollow Cathode Discharge*). Gor'kii: GGU; 1979. 119 p. (in Russ.).
3. Maksimov D.E., Rudnevskii N.K., Rudnevskii A.N., Shabanova T.M. *Spektral'nyi analiz s primeneniem razryada v polom katode* (*Spectral Analysis Using Hollow Cathode Discharge*). Gor'kii: GGU; 1983. 71 p. (in Russ.).
4. Garmash A.V. *Vvedenie v spektroskopicheskie metody analiza. Opticheskie metody analiza* (*Introduction to Spectroscopic Methods of Analysis. Optical Methods of Analysis*). Moscow: RAN VKhK; 1995. 38 p. (in Russ.).

7. Скворцов Е.А., Симачков Д.С. Устройство по созданию высокостабильного излучения на основе ламп с полым катодом. В сб.: *Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем «Радиоинфоком – 2021»: Сборник научных статей V международной научно-практической конференции*. М.: РТУ МИРЭА; 2021. С. 405–408. URL: https://www.elibrary.ru/aelqox
8. Битюков В.К., Симачков Д.С., Бабенко В.П. *Источники вторичного электропитания*. М.: Инфра-Инженерия; 2020. 376 с.
9. Бабенко В.П., Битюков В.К., Симачков Д.С. Понижающе-повышающий DC/DC преобразователь с единственной индуктивностью. *Микроэлектроника.* 2022;51(1):60–70. https://doi.org/10.31857/S0544126921060041
10. Сергеев Б.С. *Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания: Справочник*. М.: Радио и связь; 1992. 224 с.
11. Мелешин В.И. *Транзисторная преобразовательная техника*. М.: Техносфера; 2005. 632 с.
12. Найвельт Г.С., Мазель К.Б., Хусаинов Ч.И. и др. *Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник*; под ред. Г.С. Найвельта. М.: Радио и связь; 1985. 576 с.
13. Бабенко В.П., Битюков В.К. Измерение заряда затвора для ключей на мощных MOSFET транзисторах. В сб.: *Современные проблемы профессионального образования: опыт и пути решения. Материалы Второй всероссийской научно-практической конференции с международным участием.* Иркутск: Иркутский государственный университет путей сообщения; 2017. С. 37–41. URL: https://www.elibrary.ru/zebetl
14. Зайцев А.А., Миркин А.И., Мокряков В.В. *Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности*: *Справочник;* под ред. А.В. Голомедова. М.: КУбК-а; 1995. 640 с.
15. Новиков П. Затворный резистор. Часть 1. *Силовая электроника*. 2018;6(75):4–8.
16. Володин В.Я. *LTspice: компьютерное моделирование электронных схем.* СПб.: БХВ-Петербург; 2010. 400 с.
17. Барнс Дж. *Электронное конструирование: Методы борьбы с помехами*: пер. с англ. М.: Мир; 1990. 238 с.

5. Bityukov B.K., Gorbunov R.A., Simachkov D.S., Frunze A.V. A Highly Stable Source of Spectral Lines. *Opt. Spectrosc*. 2019;126(4):450–453. https://doi.org/10.1134/S0030400X19040040
[Original Russian Text: Bityukov B.K., Gorbunov R.A., Simachkov D.S., Frunze A.V. A Highly Stable Source of Spectral Lines. *Optika i spektroskopiya*. 2019;126(4):528–532 (in Russ.). http://doi.org/10.21883/OS.2019.04.47525.50-18]
6. Kaganov V.I., Bityukov V.K. *Osnovy radioelektroniki i svyazi* (*Fundamentals of Radioelectronics and Communications*). Moscow: Goryachaya liniya – Telekom; 2012. 542 p. (in Russ.).
7. Skvortsov E.A., Simachkov D.S. High-stability radiation device based on hollow cathode lamps. In: *Actual Problems and Perspectives for the Development of Radio Engineering and Infocommunication Systems* (*Radioinfocom 2021*): *Proceedings of the 5th International Scientific and Practical Conference*. Moscow: RTU MIREA; 2021. P. 405–408 (in Russ.). Available from URL: https://www.elibrary.ru/aelqox
8. Bityukov V.K., Simachkov D.S., Babenko V.P. *Istochniki vtorichnogo elektropitaniya* (*Secondary Power Sources*). Moscow: Infra-Inzheneriya; 2020. 376 p. (in Russ.).
9. Babenko V.P., Bityukov V.K., Simachkov D.S. DC/DC Buck-Boost Converter with Single Inductance. *Russ. Microelectron.* 2021;50(6):471–480. https://doi.org/10.1134/S1063739721060044
10. Sergeev B.S. *Skhemotekhnika funktsional'nykh uzlov istochnikov vtorichnogo elektropitaniya* (*Schematics of Functional Units of Secondary Power Sources. Reference-book*). Moscow: Radio i svyaz'; 1992. 224 p. (in Russ.).
11. Meleshin V.I. *Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika* (*Transistor Converter Technology*). Moscow: Tekhnosfera; 2005. 632 p. (in Russ.).
12. Naivel't G.S., Mazel' K.B., Khusainov Ch.I., et al. *Istochniki elektropitaniya radioelektronnoi apparatury* (*Power Supply Sources REA: reference-book*). Naivelt G.S. (Ed.). Moscow: Radio i svyaz'; 1985. 576 p. (in Russ.).
13. Babenko V.P., Bityukov V.K. Gate charge measurement for high power MOSFET switches. In: *Modern Problems of Vocational Education: Experience and Solutions. Materials of the Second All-Russian scientific-practical conference with international participation*. 2017. Irkutsk: Irkutsk State Transport University; 2017. P. 37–41 (in Russ.).
14. Zaitsev A.A., Mirkin A.I., Mokryakov V.V. *Poluprovodnikovye pribory. Tranzistory srednei i bol'shoi moshchnosti* (*Semiconductor Devices. Medium and High Power Transistors: Handbook*). Golomedov A.V. (Ed.). Moscow: KUbK-a; 1995. 640 p. (in Russ.).
15. Novikov P. Gate resistor. Part 1. *Silovaya elektronika = Power Electronics*. 2018;6(75):4–8 (in Russ.).
16. Volodin V.Ya. *LTspice: komp'yuternoe modelirovanie elektronnykh skhem* (*LTspice: Computer Simulation of Electronic Circuits*). St. Petersburg: BKhV-Peterburg; 2010. 400 p. (in Russ.).
17. Barnes J.R. *Electronic System Design: Interference and Noise Control Techniques*. Transl. from Engl. Moscow: Mir; 1990. 238 p. (in Russ.).
[Barnes J.R. *Electronic System Design: Interference and Noise Control Techniques*. New Jersey: Prentice Hall; 1987. 244 p.]

Об авторах

Никольшин Михаил Юрьевич, аспирант, кафедра радиоволновых процессов и технологий Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: florenica@yandex.ru. SPIN-код РИНЦ 6339-2251, https://orcid.org/0009-0004-5353-7781

Фрунзе Александр Вилленович, д.т.н., директор, Автономная некоммерческая организация по исследованию, разработке и внедрению научно-технических приборов «Термоконт» (119361, Россия, Москва, ул. Озерная, д. 42). E-mail: alex.fru@mail.ru. Scopus Author ID 6507641791, SPIN-код РИНЦ 7558-6141, https://orcid.org/0009-0006-8602-3650

Битюков Владимир Ксенофонтович, д.т.н., профессор, профессор кафедры радиоволновых процессов и технологий Института радиоэлектроники и информатики ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: bitukov@mirea.ru. Scopus Author ID 6603797260, Researcher ID Y-8325-2018, SPIN-код РИНЦ 3834-5360, https://orcid.org/0000-0001-6448-8509

About the authors

Mikhail Yu. Nikolshin, Postgraduate Student, Department of Radio Wave Processes and Technology, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: florenica@yandex.ru. RSCI SPIN-code 6339-2251, https://orcid.org/0009-0004-5353-7781

Alexander V. Frunze, Dr. Sci. (Eng.), Director of TERMOKONT Autonomous Non-Profit Organization for Research, Development and Implementation of Scientific and Technical Devices (42, Ozernaya ul. Moscow, 119361 Russia). E-mail: alex.fru@mail.ru. Scopus Author ID 6507641791, RSCI SPIN-code 7558-6141, https://orcid.org/0009-0006-8602-3650

Vladimir K. Bityukov, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Department of Radio Wave Processes and Technology, Institute of Radio Electronics and Informatics, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: bitukov@mirea.ru. Scopus Author ID 6603797260, Researcher ID Y-8325-2018, RSCI SPIN-code 3834-5360, https://orcid.org/0000-0001-6448-8509