

Современные радиотехнические и телекоммуникационные системы
Modern radio engineering and telecommunication systems

УДК 621.314.6; 621.373.5
<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2025-13-1-103-114>
EDN UORVPM



НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Резонансный источник электропитания для мощных сверхвысокочастотных устройств

Д.Р. Хафизов^{1, 2, @},
И.Н. Лобов¹,
Л.Ю. Фетисов²

¹ НПО «Алмаз», Москва, 125190 Россия

² МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

@ Автор для переписки, e-mail: hafizov98@yandex.ru

Резюме

Цели. Постоянно растущие требования к техническим параметрам радиопередающих сверхвысокочастотных (СВЧ) устройств вызывают необходимость искать способы повышения их эффективности и надежности, а также уменьшения массогабаритных показателей. Эти требования в значительной мере касаются источников вторичного электропитания. Целью данной работы является разработка источников вторичного электропитания цепей накала и смещения для пролетного многолучевого клистрона, способных работать под высоким потенциалом катода клистрона и обеспечивать стабильное напряжение во всех рабочих режимах.

Методы. Для расчета параметров резонансного контура использован метод аппроксимации первой гармоники.

Результаты. Описан метод разработки источников вторичного электропитания, разработаны источники питания накала и смещения для пролетного многолучевого клистрона. Представлен метод расчета и апробирована конструкция обмоток трансформатора, позволяющие отказаться от использования дросселей как отдельных элементов путем их интеграции внутри одной магнитной системы и обеспечить развязку по высокому потенциалу вторичной обмотки. Проведены испытания источника питания в составе комплексного испытательного моделирующего стенда, получены осциллограммы основных параметров. Показана работа источника питания в режиме переключения при нулевом напряжении для минимального, номинального и максимального входного напряжения в области с индуктивным сопротивлением контура, когда фаза напряжения опережает фазу тока.

Выводы. Коэффициенты полезного действия источников накала и смещения составили 85% и 92% соответственно. Разработанные источники имеют меньшие габариты по сравнению с трансформаторными аналогами и позволяют поддерживать стабильное выходное напряжение при изменении входного напряжения, а использование метода плавного пуска позволит продлить срок службы клистрона.

Ключевые слова: преобразователь напряжения, резонансный преобразователь, электропитание СВЧ-устройств, импульсный трансформатор, клистрон

• Поступила: 11.02.2024 • Доработана: 14.06.2024 • Принята к опубликованию: 11.12.2024

Для цитирования: Хафизов Д.Р., Лобов И.Н., Фетисов Л.Ю. Резонансный источник электропитания для мощных сверхвысокочастотных устройств. *Russian Technological Journal*. 2025;13(1):103–114. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2025-13-1-103-114>, <https://elibrary.ru/UORVPM>

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

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Resonant power supply for high-power microwave devices

Damir R. Hafizov^{1, 2, @},
Ilya N. Lobov¹,
Leonid Y. Fetisov²

¹ NPO "Almaz", Moscow, 125190 Russia

² MIREA – Russian Technological University, Moscow, 119454 Russia

@ Corresponding author, e-mail: hafizov98@yandex.ru

Abstract

Objectives. The ever-increasing demands on the technical parameters of microwave radio transmission devices necessitate a search for ways of improving their efficiency and reliability, as well as means for reducing their weight and size parameters. Since such requirements largely relate to secondary power supplies, the present work set out to develop secondary power supplies for the cathode heating and bias circuits of a floating-drift multibeam klystron capable of operating at a high potential of the klystron cathode and providing stable voltage in all operating modes.

Methods. In order to calculate the parameters of the resonant circuit, the first harmonic approximation method is used.

Results. Approaches for designing secondary supplies are described along with the method for developing the cathode heating and bias supplies for a floating-drift multipath klystron. The calculation method used for testing the design of the transformer windings is presented. The design avoids the use of chokes as separate elements by integrating them inside a magnetic system and providing isolation by high potential of the secondary winding. The results of testing the power supply using complex test bench waveforms are given along with the main obtained parameters. The operation of the power supply is demonstrated in switching mode at zero voltage for the minimum, nominal, and maximum input voltages in the range of the inductive resistance of the circuit when the voltage phase precedes the current phase.

Conclusions. The calculated efficiencies of the presented cathode heating and bias supplies are 85% and 92%, respectively. The developed supplies, which have smaller dimensions than their transformer analogues, allow a stable output voltage to be maintained when the input voltage varies, while the use of the soft start method allows the life of the klystron to be extended.

Keywords: voltage converter, resonant converter, power supply of microwave devices, pulse transformer, klystron

• Submitted: 11.02.2024 • Revised: 14.06.2024 • Accepted: 11.12.2024

For citation: Hafizov D.R., Lobov I.N., Fetisov L.Y. Resonant power supply for high-power microwave devices. *Russian Technological Journal*. 2025;13(1):103–114. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2025-13-1-103-114>, <https://elibrary.ru/UORVPM>

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

The authors declare no conflicts of interest.

ВВЕДЕНИЕ

Клистроны и лампы бегущей волны – мощные усилительные сверхвысокочастотные (СВЧ) приборы, в которых происходит преобразование электронного потока в энергию СВЧ-колебаний [1]. Эти устройства используются в качестве выходного усилителя мощности в радиопередающей аппаратуре [2–4]. Постоянно растущие требования к техническим параметрам радиопередающих СВЧ-устройств вызывают необходимость искать способы повышения их эффективности и надежности, а также уменьшения массогабаритных показателей. Эти требования в значительной мере касаются источников вторичного электропитания.

В настоящее время в источниках электропитания СВЧ-устройств применяют сетевые трансформаторы, работающие на частотах 50 и 400 Гц. Существенным недостатком таких источников питания являются их большие габаритные размеры, которые определяются размерами и массой составных частей. Они состоят из сетевых трансформаторов, фильтров и стабилизаторов напряжения. Стабилизаторы напряжения используются для поддержания высокого уровня стабильности выходного напряжения во вторичной цепи при некотором уменьшении КПД источника.

В настоящий момент наиболее популярными являются импульсные источники питания. Стабилизация напряжения в таких источниках обеспечивается с помощью схемы управления, которая регулирует передачу мощности в трансформатор на первичной стороне, а использование импульсного трансформатора позволяет снизить габариты всего устройства. Высокочастотные импульсные трансформаторы способны работать на частотах более 10^5 Гц. Более того, в сравнении с сетевым трансформатором, масса и размер импульсного трансформатора значительно меньше при одинаковой габаритной мощности сердечника трансформатора.

В основе импульсных источников питания используются широтно-импульсные (ШИМ) преобразователи, которые преобразуют выпрямленное сетевое напряжение в прямоугольное импульсное, а регулировка выходного напряжения в таких преобразователях осуществляется изменением длительности импульсов. Для ШИМ-преобразователей

характерны скачкообразное изменение токов и напряжений, что вызывает большие потери при переключении и ограничивает верхнюю рабочую частоту преобразователя, а большие скорости изменения токов и напряжений создают электромагнитные помехи в широкой области спектра, что является препятствием для использования импульсных источников электропитания мощных СВЧ-устройств [5].

Целью данной работы является разработка источников вторичного электропитания цепей накала и смещения для пролетного многолучевого клистрона, способных работать под высоким потенциалом катода клистрона порядка 25 кВ.

РЕЗОНАНСНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ

Избавиться от вышеуказанных недостатков позволяет источник электропитания с резонансным преобразователем. Его особенность заключается в том, что за счет использования в преобразователе LC-контура форма выходного напряжения близка к синусоидальной, что позволяет значительно снизить уровень помех по сравнению с ШИМ-преобразователями [5, 6]. При этом использование резонансного контура позволяет реализовать метод переключения транзисторов при нуле напряжения, когда ток в контуре по фазе отстает от напряжения, позволяя значительно уменьшить потери при коммутации [7]. Существуют различные топологии резонансных преобразователей, однако, принцип работы у них схожий [8].

В статье рассматривается последовательно-параллельный LLC-преобразователь [9]. Последовательно-параллельный резонансный преобразователь является предпочтительной топологией при разработке источников высокого напряжения благодаря возможности мягкого переключения в широком диапазоне рабочих частот [10]. Схема полумостового резонансного LLC-преобразователя представлена на рис. 1.

Схема состоит из источника входного напряжения V_{in} , транзисторов VT1 и VT2, соединенных по полумостовой схеме, резонансного конденсатора C_r , последовательной индуктивности L_r , трансформатора T с коэффициентом трансформации n и параллельной катушки индуктивности L_{sh}

(индекс «sh» – от англ. shunt – шунт). На практике параллельная индуктивность как отдельный физический элемент может быть исключена из схемы. Это реализуется за счет использования собственной индуктивности намагничивания трансформатора L_m , необходимое значение которой достигается введением воздушного зазора в сердечнике трансформатора, о чем будет рассказано далее. Напряжение на вторичной обмотке выпрямляется диодами VD1 и VD2, после чего поступает на емкостный сглаживающий фильтр, образованный конденсатором C1 и резистором R1 в качестве эквивалента выходной нагрузки. При больших значениях тока вторичной обмотки применяют синхронные выпрямители, где в качестве выпрямителя напряжения используют полевые МОП-транзисторы¹. Благодаря малому сопротивлению канала «сток-исток» такие выпрямители являются более эффективными по сравнению с диодами [11]. Для ограничения бросков тока при включении используют метод плавного пуска [12, 13].

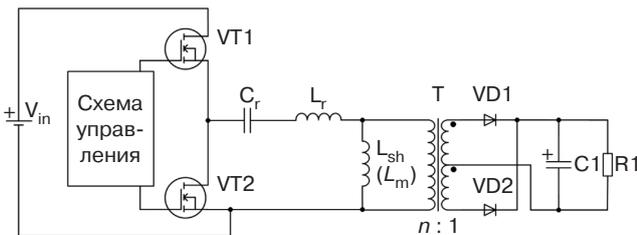


Рис. 1. Схема полумостового резонансного LLC-преобразователя. Здесь и на следующих рисунках обозначения элементов схем соответствуют обозначениям, принятым в ГОСТ 2.710-81²

В резонансном контуре ток отстает от напряжения, что позволяет транзисторам переключаться при нулевом напряжении, в то время как ток протекает через антипараллельный диод транзистора [14]. Синусоидальное напряжение через трансформатор подводится к нагрузке. Регулировка выходного напряжения осуществляется изменением рабочей частоты переключения транзисторов, при этом изменяется режим работы преобразователя.

Ввиду наличия как последовательных, так и параллельных компонент преобразователь имеет нижнюю и верхнюю резонансные частоты [15]. Нижняя частота обусловлена элементами L_r , C_r и величиной L_m , а верхняя – элементами L_r и C_r .

¹ Металл-оксид-полупроводник. [Metal-oxide-semiconductor.]

² ГОСТ 2.710-81. Межгосударственный стандарт. Единая система конструкторской документации. Обозначения буквенно-цифровые в электрических схемах. М.: Издательство стандартов; 1985. [GOST 2.710-81. Interstate Standard. Unified system for design documentation. Alpha-numerical designations in electrical diagrams. Moscow: Izd. Standartov; 1985 (in Russ.).]

РАСЧЕТ РЕЗОНАНСНОГО КОНТУРА

Для расчета используется метод аппроксимации первой гармоники [16]. Проведем расчет параметров источника электропитания накала. Питание источника осуществляется от сети 220 В ± 10% с частотой 400 Гц. Выходное напряжение источника равно (13 ± 0.5) В, номинальный ток – 12 А, максимальный ток – не более 15 А. Коэффициент трансформации n при номинальном входном напряжении определяется при значении коэффициента передачи контура M равным единице.

$$n = M \frac{V_{in} / 2}{V_{out}} = 12, \quad (1)$$

где номинальное входное напряжение $V_{in} = 311$ В, а выходное напряжение $V_{out} = 13$ В.

Эквивалентное сопротивление нагрузки определяется как:

$$R_{ac} = \frac{8n^2 V_{out}}{\pi^2 I_{out}} = 126 \text{ Ом}, \quad (2)$$

индекс «ac» – сокращение от англ. alternating current (переменный ток).

Для определения максимального и минимального коэффициентов передачи используют следующие выражения:

$$M_{min} = \frac{n V_{out_min}}{V_{in_max} / 2} = 0.87, \quad (3)$$

$$M_{max} = \frac{n V_{out_max}}{V_{in_min} / 2} = 1.15, \quad (4)$$

где $V_{out_min} = 12.5$ В, $V_{out_max} = 13.5$ В, $V_{in_min} = 279$ В, $V_{in_max} = 341$ В.

Резонансная частота контура определяется выражением:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}. \quad (5)$$

Выбор рабочей частоты источника электропитания осуществляется исходя из технических условий на конструирование источника для радиолокационной станции и не может превышать 100 кГц.

Значение резонансной частоты выбирается так, чтобы емкость резонансного конденсатора была равной или кратной стандартному значению, например, из ряда E24. Резонансная частота выбрана $f_r = 80$ кГц.

Значение емкости конденсатора C_r определяют по следующей формуле:

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q R_{ac}} = 22 \text{ нФ}, \quad (6)$$

где добротность контура $Q = 0.7$, частота переключений $f = 80$ кГц.

Значение добротности подбирают исходя из максимального и минимального коэффициентов передачи. Для этого на одном графике строят несколько передаточных характеристик с разным значением Q . На этом графике проводят горизонтальные прямые, соответствующие максимальному M_{max} и минимальному M_{min} коэффициентам передачи. Среди построенных кривых коэффициента передачи выбирают такую, которая пересекает обе горизонтальные прямые в выбранном диапазоне частот.

Большое значение Q приводит к уменьшению пикового коэффициента передачи. Для гарантированного обеспечения режима переключения при нуле напряжения во всем рабочем диапазоне частот необходимо обеспечить запас около 15% от пикового коэффициента передачи. Поэтому оптимальным значением является $Q = 0.7$.

Расчет индуктивности L_r проводят по формуле:

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f)^2 C_r} = 181 \text{ мкГн}. \quad (7)$$

Для упрощения расчета индуктивности L_m и L_r объединяют в один параметр общей индуктивности. Соотношение для общей индуктивности определяют так:

$$L_n = \frac{L_m}{L_r}. \quad (8)$$

Величина L_n подбирается путем построения кривых коэффициента передачи контура при различных значениях L_n . С уменьшением L_n увеличивается пиковый коэффициент передачи. Уменьшение L_n приводит к уменьшению индуктивности намагничивания и увеличению тока намагничивания, поэтому оптимальным значением является $L_n = 3 \dots 7$. В расчете используется значение $L_n = 3$ и значение индуктивности намагничивания $L_m = 543$ мкГн.

Используя следующее выражение, можно провести анализ изменений передаточной характеристики при изменении параметров резонансного контура:

$$M = \left| \frac{L_n f_n^2}{[(L_n + 1)f_n^2 - 1] + j[(f_n^2 - 1)f_n Q L_n]} \right|, \quad (9)$$

где f_n – отношение частоты переключений f к резонансной частоте контура f_r ,

$$f_n = \frac{f}{f_r}. \quad (10)$$

При известных значениях L_r , C_r и R_{ac} добротность контура определяется как:

$$Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{R_{ac}}. \quad (11)$$

С использованием приведенных формул получены графики передаточных характеристик преобразователя при разных значениях добротности контура (рис. 2).

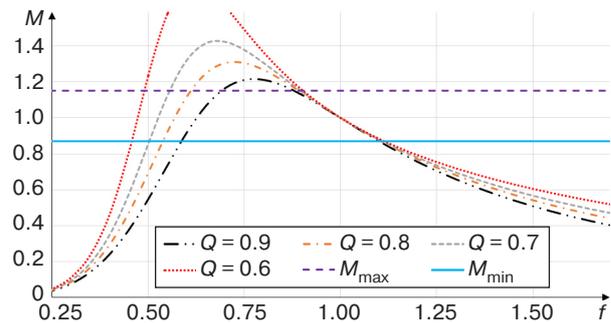


Рис. 2. Зависимость коэффициента передачи от добротности контура (текущая частота нормирована относительно резонансной частоты)

В зависимости от того, в какой области передаточной характеристики работает преобразователь, можно реализовать различные режимы работы с коммутацией: при нулевом токе и при нулевом напряжении [17]. Если рабочая частота преобразователя находится левее пикового коэффициента M , преобразователь работает в области, где емкостное сопротивление преобразователя является основным. При работе на емкостную нагрузку ток в контуре будет опережать напряжение, и реализуется режим переключения при нулевом токе. Работа в этой области приводит к большим потерям, т.к. транзисторы переключаются в жестких условиях. Если рабочая частота преобразователя находится правее пикового коэффициента M , то в этом случае доминирующим является индуктивное сопротивление. При работе в индуктивной области напряжение в контуре опережает ток. В этой рабочей области реализуется режим переключения при нуле напряжения, позволяющий транзисторам переключаться с минимальными потерями. Следовательно, оптимальная рабочая область преобразователя находится правее пикового коэффициента M .

ИНТЕГРИРОВАННАЯ МАГНИТНАЯ СИСТЕМА

Резонансный контур состоит из трех электромагнитных компонентов: трансформатора T , параллельной катушки индуктивности L_{sh} (L_m) и последовательной катушки индуктивности L_r . Каждый

из них выполняется на отдельном сердечнике (магнитопроводе). Наиболее рациональным будет интегрировать указанные компоненты внутри одной магнитной системы на основе трансформатора. Возможность объединения компонентов внутри одной магнитной системы обоснована эквивалентной схемой двухобмоточного трансформатора, в которой выходная нагрузка приведена к первичной обмотке [18]. Индуктивность L_r может быть заменена индуктивностью рассеяния первичной обмотки L_{S1} ³, а параллельная индуктивность L_{sh} может быть заменена индуктивностью намагничивания трансформатора L_m [19].

Для корректной работы схемы с возможностью реализации переключения при нулевом напряжении необходимо учесть, что индуктивность намагничивания должна находиться в пределах $(3...8)L_r$, что достигается введением немагнитного зазора в трансформаторе. В расчете использован сердечник N87 Ercos, типоразмер ER 42/22/15, магнитная проницаемость $\mu = 2200$, индукция насыщения (сатурации) $B_s = 0.49$ Тл.

Индуктивность намагничивания для трансформаторов с зазором определяется следующим образом [20]:

$$L_m = \frac{\mu_{\text{eff}} \mu_0 N_1^2 S_c}{l_{\text{av}}}, \quad (12)$$

где μ_{eff} – эффективная магнитная проницаемость, μ_0 – магнитная постоянная, N_1 – число витков первичной обмотки, S_c – площадь сечения магнитопровода (индекс «с» – от англ. core – сердечник), l_{av} – длина средней линии магнитопровода.

Эффективная магнитная проницаемость – это магнитная проницаемость материала сердечника с зазором, которая определяется так:

$$\mu_{\text{eff}} = \frac{1}{\frac{1}{\mu} + \frac{l_g}{l_{\text{av}}}}, \quad (13)$$

где μ – магнитная проницаемость материала, l_g – длина немагнитного зазора (индекс «g» – от англ. gap – зазор).

Число витков первичной обмотки определяют по формуле:

$$N_1 = \frac{n(V_{\text{out}} + V_f)}{2f_{\text{min}} M_{\text{min}} B S_c} = 20, \quad (14)$$

где прямое падение напряжения на диоде выпрямителя $V_f = 0.6$ В, минимальная рабочая частота

³ L_{S1} – индуктивность рассеяния (индекс «s» – сокращение от англ. scattering – рассеяние) первичной обмотки (1).

$f_{\text{min}} = 72$ кГц, значение максимальной индукции $B = 0.4$ Тл.

Минимальная рабочая частота f_{min} определяется с использованием графика (рис. 2).

Значение максимальной индукции определяется исходя из значения индукции насыщения сердечника по следующей формуле:

$$B = 0.8B_s = 0.4 \text{ Тл.} \quad (15)$$

С учетом коэффициента трансформации число витков вторичной обмотки $N_2 = 2$.

Подставив (13) в (12), вычисляем величину немагнитного зазора для получения необходимой индуктивности намагничивания:

$$l_g = \frac{\mu \mu_0 N_1^2 S_c - l_{\text{av}} L_m}{\mu L_m} = 0.11 \text{ мм}, \quad (16)$$

где площадь сечения магнитопровода $S_c = 170$ мм², длина средней линии магнитопровода $l_{\text{av}} = 99$ мм.

Индуктивность рассеяния первичной обмотки представляет собой часть индуктивности, которая не связана общим магнитным потоком со вторичной обмоткой и магнитопроводом, а магнитный поток замыкается через воздух. Для Ш- и П-образных магнитопроводов индуктивность рассеяния может быть рассчитана по формуле для катушки индуктивности без магнитного сердечника:

$$L_{S1} = \frac{\mu_0 N_1^2 S_{i.s.}}{h_w}, \quad (17)$$

где $S_{i.s.}$ – (индекс «i.s.» – от англ. inductive system – индуктивная система) – эффективная площадь, охватываемая током, не являющаяся площадью магнитопровода, h_w – высота обмотки (индекс «w» – от англ. winding – обмотка).

Эффективная площадь определяется соотношением:

$$S_{i.s.} = l_{w1_av} \delta_{w1}, \quad (18)$$

где l_{w1_av} – средняя длина витка первичной обмотки, δ_{w1} – расстояние от среднего витка первичной обмотки до магнитопровода.

Соотношения (17) и (18) показывают, что для увеличения индуктивности рассеяния необходимо разнести первичную и вторичную обмотки на каркасе трансформатора, увеличивая число витков обмотки и ее толщину, а также уменьшая длину обмотки на магнитопроводе.

Индуктивность рассеяния, близкая к расчетной, может быть получена при использовании секционного способа намотки, показанного на рис. 3.

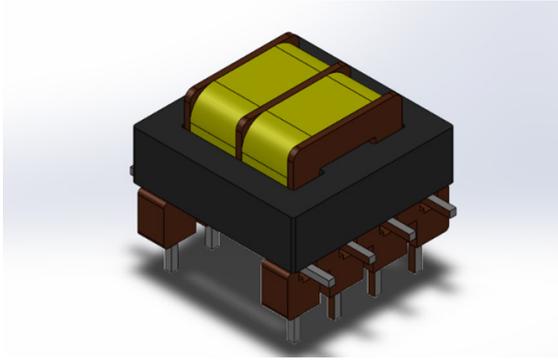


Рис. 3. Расположение обмоток
накального трансформатора

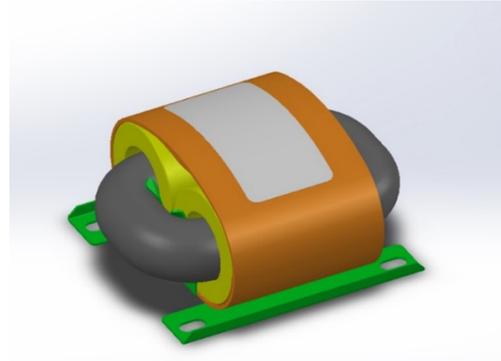


Рис. 4. Пример компоновки высоковольтного
трансформатора для источника электропитания цепи
смещения клистрона

В отличие от способа намотки, когда первичная и вторичная обмотки послойно наматываются по всей длине каркаса, секционный метод позволяет получить наибольшее значение индуктивности рассеяния.

Выполнив намотку трансформатора необходимо проверить, чтобы индуктивность первичной обмотки совпадала со значением полной индуктивности $L_m + L_r$. В случае если оно отличается от расчетного, то разброс можно скомпенсировать, отрегулировав величину зазора в сердечнике. На следующем этапе необходимо проверить, чтобы полученное значение индуктивности рассеяния отличалось от расчетного не более чем на 10%. Для этого замыкают все выходные обмотки между собой и измеряют индуктивность первичной обмотки. Если измеренное значение отличается от расчетного более чем на 10%, то трансформатор необходимо изготовить заново. В случае, если все параметры соответствуют расчетным значениям, то такой трансформатор пригоден для использования.

Метод секционной намотки первичной и вторичной обмотки пригоден для получения относительно небольших уровней выходного напряжения, однако, он неприменим для получения больших напряжений, которые требуются от источников смещения. В источниках смещения выходное напряжение может варьироваться от единиц до десятков киловольт, и обеспечение электрической прочности при таких напряжениях является первостепенной задачей.

Для получения высоких уровней напряжения используют П-образный сердечник, а первичная и вторичная обмотки разносятся друг от друга на некоторое расстояние. Первичная и вторичная обмотки закрепляются на противоположных стрижнях сердечника, а вторичная обмотка разбивается на отдельные секции. После того как намотка завершена обмотки трансформатора заливаются изоляционным компаундом (рис. 4).

ИСПЫТАНИЯ

РАЗРАБОТАННОГО ИСТОЧНИКА

Согласно описанному методу, были разработаны источники питания накала и смещения для пролетного многолучевого клистрона.

Источник цепи накала имеет следующие параметры: напряжение накала $U_n = 13$ В, ток накала номинальный $I_n = 12$ А, емкость резонансного конденсатора $C_r = 22$ нФ, резонансная индуктивность $L_r = 182$ мкГн, резонансная частота $f_r = 80$ кГц. В источнике реализован метод плавного пуска, позволяющий увеличить срок службы клистрона.

Источник смещения клистрона обеспечивает напряжение $U_{см} = 6$ кВ, ток смещения не более $I_{см} = 100$ мА, резонансную частоту $f_r = 80$ кГц, емкость резонансного конденсатора $C_r = 68$ нФ, резонансную индуктивность $L_r = 58$ мкГн.

Сложность разработки таких источников заключается в обеспечении электрической прочности трансформатора по высокому потенциалу вторичной обмотки, находящейся под потенциалом катода около 25 кВ. Для этого трансформатор заливают компаундом. В случае с накальным трансформатором вторичная обмотка выполнена проводом ПВМК⁴ для увеличения электрической прочности. Электрическая прочность изоляции между первичной и вторичной обмотками проверена на пробойной электроустановке при напряжении 30 кВ. Проведены измерения параметров источников. Ниже приведены осциллограммы, демонстрирующие работу преобразователя накала клистрона. На рис. 5 представлены осциллограммы работы преобразователя при номинальном входном напряжении сети: желтая линия (I) – напряжение на датчике тока сопротивлением 0.51 Ом (по вертикали – напряжение в масштабе 1 В/дел),

⁴ Провод высоковольтный монтажный с комбинированной изоляцией.

зеленая линия (2) – напряжение на резонансном конденсаторе (по вертикали – напряжение в масштабе 150 В/дел), красная линия (3) – напряжение «сток-исток» верхнего транзистора VT1. По горизонтали указано время в масштабе 5 мкс/дел. Из представленных осциллограмм видно, что фаза напряжения опережает фазу тока, и контур работает в индуктивной области. Поскольку входное напряжение сети стабильно, преобразователь работает около резонансной частоты $f \approx 80$ кГц, что соответствует рассчитанным значениям. В таком режиме нет необходимости менять рабочую частоту, поскольку параметры преобразователя не зависят от потребляемой мощности.

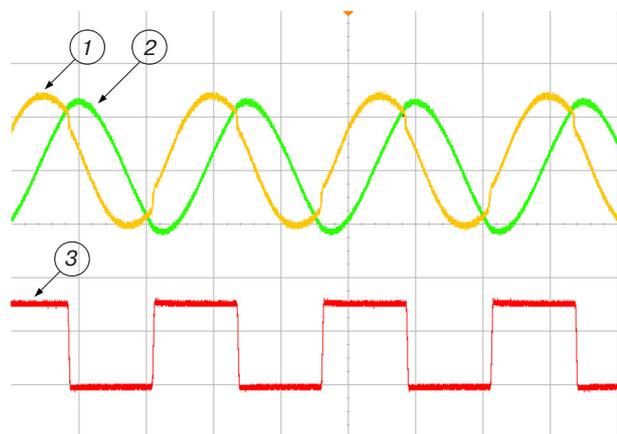


Рис. 5. Осциллограммы работы преобразователя при номинальном входном напряжении

На рис. 6 приведены осциллограммы переключения транзисторов и напряжение на датчике тока при входном напряжении сети 198 В. Красная (1) и желтая (2) линии – напряжения «сток-исток» верхнего VT1 и нижнего VT2 транзисторов соответственно (по вертикали – напряжение в масштабе 200 В/дел). Зеленая линия (3) – напряжение на датчике тока (по вертикали – напряжение в масштабе 2 В/дел). По горизонтали указано время в масштабе 5 мкс/дел.

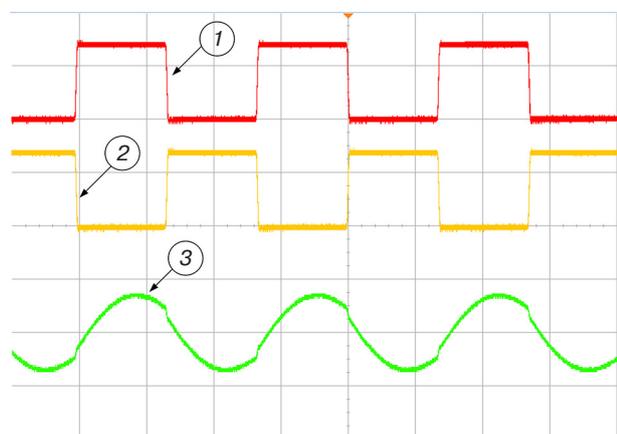


Рис. 6. Осциллограммы переключения транзисторов при минимальном входном напряжении

Аналогично рис. 6 на рис. 7 показана работа преобразователя при максимальном входном напряжении сети, что соответствует значению 242 В.

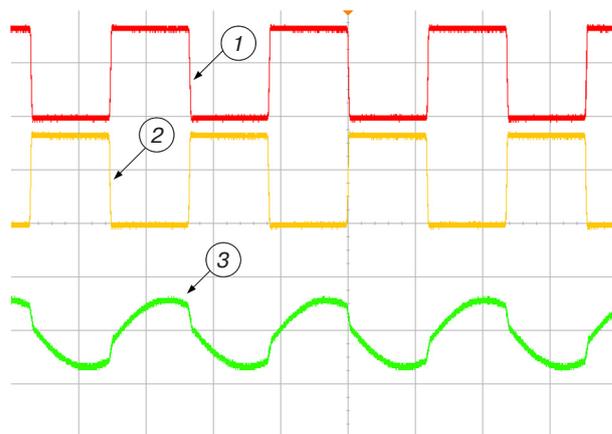


Рис. 7. Осциллограммы работы преобразователя при максимальном входном напряжении

При работе преобразователя с различными входными напряжениями во всех случаях реализуется режим переключения при нулевом напряжении, при этом выходное напряжение поддерживается на заданном уровне.

Процесс работы преобразователя можно разбить на четыре этапа.

1. Транзистор VT1 открывается, через резонансный контур протекает ток первичной обмотки трансформатора I_1 , возникает резонанс. При прекращении резонанса ток спадает до значения тока намагничивания I_m .
2. Транзистор VT1 закрывается. Ток намагничивания I_m продолжает течь через корпусный диод транзистора VT2.
3. Транзистор VT2 открывается, запасенная в конденсаторе C_r энергия создает ток I_1 в обратном направлении, ток намагничивания I_m пересекает нулевую точку и увеличивается в обратном направлении. Возникает резонанс. При прекращении резонанса ток спадает до значения тока намагничивания I_m .
4. Транзистор VT2 закрывается, ток намагничивания I_m продолжает течь через корпусный диод транзистора VT1. Транзистор VT1 открывается, и процесс повторяется.

На этапе 2 ток протекает через корпусный диод транзистора VT2, затем транзистор открывается, когда его напряжение «сток-исток» почти достигает нуля (переключение при нулевом напряжении). Аналогично транзистор VT1 переключается при нулевом напряжении на этапе 4.

Измеренный КПД источников накала и смещения составили 85% и 92% соответственно.

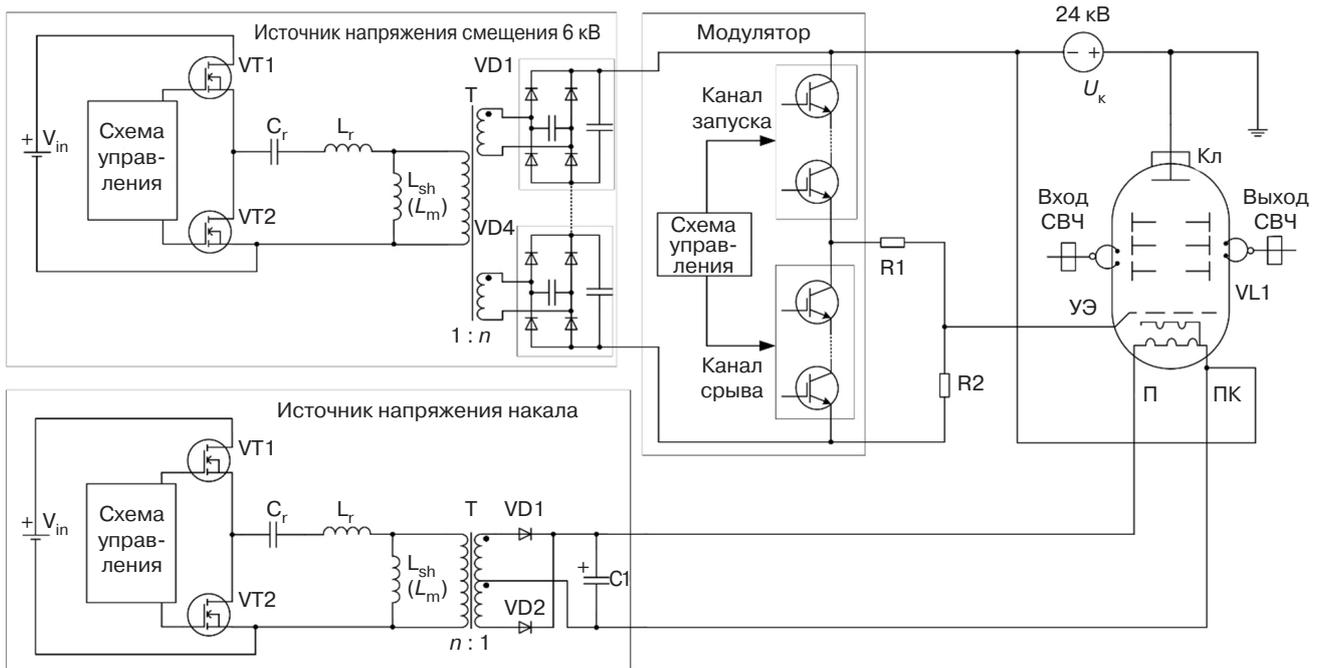


Рис. 8. Функциональная схема испытательного стенда

УЭ – управляющий электрод; П – подогреватель; ПК – подогреватель-катод; Кл – коллектор; VL1 – клистрон; R1 – резисторная сборка, ограничивающая ток; R2 – резисторная сборка «подтяжки» смещения; U_k – напряжение источника электропитания катода клистрона

Макет опытного образца резонансного источника электропитания прошел лабораторные испытания в составе комплексного испытательного моделирующего стенда радиопередающего устройства многофункциональной радиолокационной станции. Функциональная схема стенда показана на рис. 8.

В исходном состоянии на УЭ клистрона через резисторную сборку R2 подается напряжение смещения -6 кВ, клистрон заперт. Напряжение на УЭ относительно коллектора -30 кВ является суммой напряжений последовательно соединенных источников электропитания катода и смещения. По управляющему импульсу в модуляторе открывается канал запуска, клистрон открывается и усиливает входной СВЧ-сигнал. Напряжение на УЭ относительно коллектора составляет -24 кВ. По окончании управляющего импульса канал запуска закрывается, открывается канал срыва, на УЭ относительно коллектора подается напряжение -30 кВ, клистрон закрывается. Описанный процесс изображен на осциллограмме рис. 9.

Красной линией показано напряжение на УЭ относительно коллектора клистрона (по вертикали – напряжение в масштабе 5 кВ/дел). Фиолетовой линией показана огибающая выходного СВЧ-сигнала (по вертикали – напряжение в масштабе 5 В/дел). По горизонтали указано время в масштабе 2 мкс/дел.

Из представленных осциллограмм видно, что, когда клистрон заперт, напряжение на УЭ

составляет -29.75 кВ и стабильно держится на заданном уровне. Выходная СВЧ-мощность клистрона также стабильна и соответствует номинальной паспортной мощности. Таким образом, можно заключить, что разработанные источники могут быть применены в опытных образцах радиопередающих устройств.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье предложен метод разработки источников вторичного электропитания для электровакуумного СВЧ-усилителя. Приведены теория и метод расчета резонансного LLC-источника. Представлен и опробован метод расчета и намотки трансформатора, позволяющий отказаться от использования дросселей как отдельных элементов путем их интеграции внутри одной магнитной системы и обеспечивающий развязку по высокому потенциалу вторичной обмотки.

Проведены испытания источника питания в составе комплексного испытательного моделирующего стенда радиопередающего устройства. Получены осциллограммы работы преобразователя источника электропитания накала при минимальном, номинальном и максимальном входном напряжении сети. Показано, что источник работает в режиме переключения при нулевом напряжении в индуктивной области. КПД источников накала и смещения составили 85% и 92% соответственно.

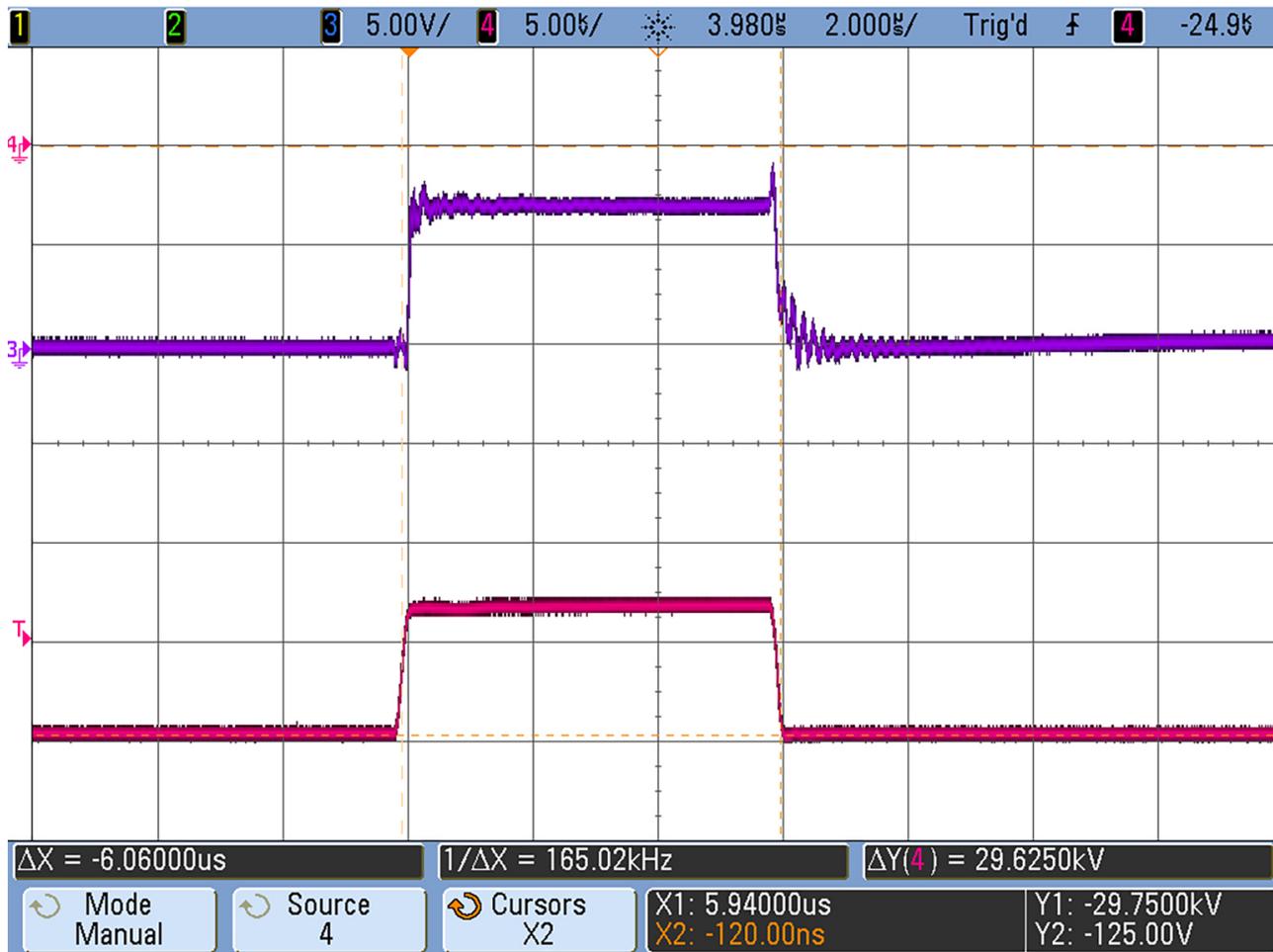


Рис. 9. Процесс работы клистрона

Разработанные источники имеют меньшие габариты по сравнению с трансформаторными аналогами и позволяют поддерживать стабильное выходное напряжение при изменении входного напряжения, а использование метода плавного пуска позволит продлить срок службы клистрона.

Вклад авторов

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

Authors' contribution

All authors have equally contributed to the research work.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Суходолец Л.Г. *Мощные вакуумные СВЧ приборы*. Учебное пособие по изучению ЭВП СВЧ. М.: ИКАР; 2014. 272 с.
2. Заболотная С.В., Емельянов Е.В., Цыцарев А.Ю., Албутов А.Н. Система автоматизированного управления, защиты и контроля выходного усилителя передающего устройства многофункционального радиолокатора. *Вестник воздушно-космической обороны*. 2017;2(14):70–76. <https://elibrary.ru/ysdqqr>
3. Лобов И.Н., Березин О.К. Высоковольтный импульсный модулятор для аппаратуры передающего устройства МФР. *Вестник воздушно-космической обороны*. 2020;3(27):22–30. <https://www.elibrary.ru/attkk>
4. Баранов В.В., Лобов И.Н., Хафизов Д.Р. Высоковольтный импульсный модулятор для лампы бегущей волны радиопередающей аппаратуры МРЛС. *Вестник воздушно-космической обороны*. 2023;2(38):55–62. <https://www.elibrary.ru/cqkgfd>
5. Зиновьев Г.С. *Основы силовой электроники. Часть 2*. Новосибирск: НГТУ; 2000. 197 с.
6. Полищук А. Высокоэффективные источники вторичного электропитания высокого напряжения для радиопередающих устройств СВЧ. *Силовая электроника*. 2004;2:66–70. <https://elibrary.ru/mvrvnb>
7. Lee S.-S., Moon G.-W. Full ZVS-Range Transient Current Buildup Half-Bridge Converter with Different ZVS Operations to Load Variation. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2008;55(6):2557–2559. <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.921239>

8. Steigerwald R.L. A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies. *IEEE Trans. Power Electron.* 1988;3(2): 174–182. <http://doi.org/10.1109/63.4347>
9. Zhang B., Zhao M., Huang P., Wang Q. Optimal design of GaN HEMT based high efficiency LLC converter. *Energy Rep.* 2022;8(5):1181–1190. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.02.276>
10. Zhang S., Li L., Zhao Z., Fan S., Wang C. Optimal trajectory based start-up control of LCC resonant converter for X-ray generator applications. *Energy Rep.* 2022;8(5):957–965. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.02.266>
11. Wei Y., Luo Q., Mantooth H.A. Synchronous Rectification for LLC Resonant Converter: An Overview. *IEEE Trans. Power Electron.* 2021;36(6):7264–7280. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3040603>
12. Li N., Cao Y., Zhang Y., Li Z., Jiang L., Zhang X.P. Parameter optimization strategy of LLC converter soft start-up process based on a simplified numerical calculation model. *Energy Rep.* 2023;9(10):909–919. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2023.05.118>
13. Kucka J., Dujic D. Equal Loss Distribution in Duty-Cycle Controlled H-Bridge LLC Resonant Converters. *IEEE Trans. Power Electron.* 2021;36(5):4937–4941. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3028879>
14. Смирнова В. Высокоэффективный, компактный резонансный ZVS мостовой конвертер на основе 1200 В SiC-MOSFET. *Силовая электроника.* 2016;6(63):54–60. <https://www.elibrary.ru/xrngcd>
15. Новиков Ю., Соломатин М. Разработка полумостового резонансного преобразователя на основе IRS2795. *Электронные компоненты.* 2011;3:103–111.
16. Duerbaum T. First harmonic approximation including design constraints. In: *INTELEC – Twentieth International Telecommunications Energy Conference (Cat. No. 98CH36263)*. 1998. P. 321–328. <https://doi.org/10.1109/INTLEC.1998.793519>
17. Скуто А., Гайто А. Выбор полумостового резонансного LLC-преобразователя и MOSFET первичной стороны. *Силовая электроника.* 2016;2(59):30–32. <https://elibrary.ru/waoxqt>
18. Семенов Б.Ю. *Силовая электроника от простого к сложному*. М.: СОЛОН-Пресс; 2005. 416 с.
19. Chen Q., Long X., Chen Y., Xu S., Chen W. The Structure and Its Leakage Inductance Model of Integrated LLC Transformer With Wide Range Value Variation. *CPSS Trans. Power Electron. Appl.* 2022;7(4):409–420. <https://doi.org/10.24295/CPSSPEA.2022.00037>
20. Хныков А.В. *Теория и расчет трансформаторов источников вторичного электропитания*. М.: СОЛОН-Пресс; 2004. 128 с.

REFERENCES

1. Sukhodolets L.G. *Moshchnye vakuumnnye SVCh pribory (Powerful Vacuum Microwave Devices)*. Textbook on the Study of Microwave Vacuum Devices. Moscow: IKAR; 2014. 272 p. (in Russ.).
2. Zabolotnaya S.V., Emelyanov E.V., Tsytarev A.Yu., Albutov A.N. Automatic control, monitoring and protection system of multifunctional radar transmitter output amplifier. *Vestnik vozdušno-kosmicheskoi oborony = Aerospace Defense Herald.* 2017;2(14):70–76 (in Russ.). <https://elibrary.ru/ysdqqr>
3. Lobov I.N., Berezin O.K. A High-voltage pulse modulator for the MFR transmitter. *Vestnik vozdušno-kosmicheskoi oborony = Aerospace Defense Herald.* 2020;3(27):22–30 (in Russ.). <https://www.elibrary.ru/attdkk>
4. Baranov V.V., Lobov I.N., Khafizov D.R. High-voltage pulse modulator for a traveling wave lamp of radio transmitting equipment MRL. *Vestnik vozdušno-kosmicheskoi oborony = Aerospace Defense Herald.* 2023;2(38):55–62 (in Russ.). <https://www.elibrary.ru/cqkgfd>
5. Zinov'ev G.S. *Osnovy silovoi elektroniki (Fundamentals of Power Electronics)*. Part 2. Novosibirsk: NGTU; 2000. 197 p. (in Russ.).
6. Polishchuk A. Highly efficient sources of secondary high-voltage power supply for microwave radio transmitters. *Silovaya Elektronika.* 2004;2:66–70 (in Russ.). <https://elibrary.ru/mvrpnb>
7. Lee S.-S., Moon G.-W. Full ZVS-Range Transient Current Buildup Half-Bridge Converter with Different ZVS Operations to Load Variation. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2008;55(6):2557–2559. <https://doi.org/10.1109/TIE.2008.921239>
8. Steigerwald R.L. A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies. *IEEE Trans. Power Electron.* 1988;3(2): 174–182. <http://doi.org/10.1109/63.4347>
9. Zhang B., Zhao M., Huang P., Wang Q. Optimal design of GaN HEMT based high efficiency LLC converter. *Energy Rep.* 2022;8(5):1181–1190. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.02.276>
10. Zhang S., Li L., Zhao Z., Fan S., Wang C. Optimal trajectory based start-up control of LCC resonant converter for X-ray generator applications. *Energy Rep.* 2022;8(5):957–965. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.02.266>
11. Wei Y., Luo Q., Mantooth H.A. Synchronous Rectification for LLC Resonant Converter: An Overview. *IEEE Trans. Power Electron.* 2021;36(6):7264–7280. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3040603>
12. Li N., Cao Y., Zhang Y., Li Z., Jiang L., Zhang X.P. Parameter optimization strategy of LLC converter soft start-up process based on a simplified numerical calculation model. *Energy Rep.* 2023;9(10):909–919 <https://doi.org/10.1016/j.egy.2023.05.118>
13. Kucka J., Dujic D. Equal Loss Distribution in Duty-Cycle Controlled H-Bridge LLC Resonant Converters. *IEEE Trans. Power Electron.* 2021;36(5):4937–4941. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.3028879>
14. Smirnova V. A highly efficient, compact resonant ZVS bridge converter based on a 1200 V SiC MOSFET. *Silovaya Elektronika.* 2016;6(63):54–60 (in Russ.). <https://elibrary.ru/xrngcd>

15. Novikov Yu., Solomatin M. Development of a half-bridge resonant converter based on IRS2795. *Elektronnye komponenty*. 2011;3:103–111 (in Russ.).
16. Duerbaum T. First harmonic approximation including design constraints. In: *INTELEC – Twentieth International Telecommunications Energy Conference (Cat. No.98CH36263)*. 1998. P. 321–328. <https://doi.org/10.1109/INTLEC.1998.793519>
17. Skuto A., Gaito A. The choice of a half-bridge resonant LLC converter and a MOSFET of the primary side. *Silovaya Elektronika*. 2016;2(59):30–32 (in Russ.). <https://elibrary.ru/waoxqt>
18. Semenov B.Yu. *Silovaya elektronika ot prostogo k slozhnomu (Power Electronics from Simple to Complex)*. Moscow: SOLON-Press; 2005. 416 p. (in Russ.).
19. Chen Q., Long X., Chen Y., Xu S., Chen W. The Structure and Its Leakage Inductance Model of Integrated LLC Transformer With Wide Range Value Variation. *CPSS Trans. Power Electron. Appl.* 2022;7(4):409–420. <https://doi.org/10.24295/CPSSPEA.2022.00037>
20. Khnykov A.V. *Teoriya i raschet transformatorov istochnikov vtorichnogo elektropitaniya (Theory and Calculation of Transformers of Secondary Power Supply Sources)*. Moscow: SOLON-Press; 2004. 128 p. (in Russ.).

Об авторах

Хафизов Дамир Ринатович, инженер, ПАО «НПО «Алмаз» имени академика А.А. Расплетина (125190, Россия, Москва, Ленинградский пр-т, д. 80, корп. 16); аспирант, кафедра наноэлектроники, Институт перспективных технологий и промышленного программирования, ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: hafizov98@yandex.ru. SPIN-код РИНЦ 3037-0537, <https://orcid.org/0009-0004-2662-0299>

Лобов Илья Николаевич, начальник отдела, ПАО «НПО «Алмаз» имени академика А.А. Расплетина (125190, Россия, Москва, Ленинградский пр-т, д. 80, корп. 16). E-mail: lobov.en@mail.ru. <https://orcid.org/0009-0003-6741-825X>

Фетисов Леонид Юрьевич, д.ф.-м.н., доцент, профессор кафедры наноэлектроники, Институт перспективных технологий и промышленного программирования, ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: fetisovl@yandex.ru. Scopus Author ID 26431336600, ResearcherID D-1163-2013, SPIN-код РИНЦ 9788-0680, <https://orcid.org/0000-0002-3699-4321>

About the authors

Damir R. Hafizov, Engineer, A.A. Raspletin NPO Almaz (80/16, Leningradskii pr., Moscow, 125190 Russia); Postgraduate Student, Department of Nanoelectronics, Institute for Advanced Technologies and Industrial Programming, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: hafizov98@yandex.ru. RSCI SPIN-code 3037-0537, <https://orcid.org/0009-0004-2662-0299>

Ilya N. Lobov, Head of the Department, A.A. Raspletin NPO Almaz (80/16, Leningradskii pr., Moscow, 125190 Russia). E-mail: lobov.en@mail.ru. <https://orcid.org/0009-0003-6741-825X>

Leonid Y. Fetisov, Dr. Sci. (Phys.-Math.), Professor, Department of Nanoelectronics, Institute for Advanced Technologies and Industrial Programming, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: fetisovl@yandex.ru. Scopus Author ID 26431336600, ResearcherID D-1163-2013, RSCI SPIN-code 9788-0680, <https://orcid.org/0000-0002-3699-4321>