

ЭЛЕКТРОФИЗИКА, ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИЕ УСТАНОВКИ / ELECTROPHYSICS, ELECTROPHYSICAL INSTALLATIONS

DOI: <https://doi.org/10.60797/IRJ.2024.143.127>

ПРИМЕНЕНИЕ РЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ ЗАРЯДА ЕМКОСТНЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ НА ПРИМЕРЕ ГЕНЕРАТОРА ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ИМПУЛЬСОВ «РАДАН 303»

Научная статья

Лисовский Д.А.^{1,*}, Осипенко Е.А.²

¹ Уральский федеральный университет, Екатеринбург, Российская Федерация

² Институт Электрофизики УрО РАН, Екатеринбург, Российская Федерация

* Корреспондирующий автор (danil.lisovsky[at]yandex.ru)

Аннотация

В данной работе рассматриваются вопросы расчета высокочастотных резонансных преобразователей, особенности их работы, а также применимости этой топологии для заряда емкостного накопителя энергии (импульсного конденсатора) в целях повышения стабильности работы мощного генератора наносекундных импульсов «РАДАН 303»: уменьшения отклонения значения его выходного напряжения от установленного оператором. Подробно анализируются работа преобразователя с последовательным резонансом, в том числе и переходные процессы при смене фаз рабочего цикла, приводится пример расчета элементов применяемой электрической схемы. Также рассматриваются способы снижения пиковых токов в процессе работы схемы преобразователя и приводятся результаты исследования зависимости выходного напряжения устройства от входного (стабильность работы схемы).

Ключевые слова: резонансный преобразователь, заряд емкостных накопителей энергии, генератор высоковольтных импульсов, высоковольтный источник питания, резонансный преобразователь, заряд емкостного накопителя энергии.

APPLICATION OF RESONANT CONVERTERS FOR CHARGING CAPACITIVE ENERGY STORAGE DEVICES ON THE EXAMPLE OF "RADAN 303" HIGH-VOLTAGE PULSE GENERATOR

Research article

Lisovsky D.A.^{1,*}, Osipenko Y.A.²

¹ Ural Federal University, Ekaterinburg, Russian Federation

² Institute of Electrophysics, Ural Branch of the Russian Academy of Sciences, Ekaterinburg, Russian Federation

* Corresponding author (danil.lisovsky[at]yandex.ru)

Abstract

This work discusses the calculation of high-frequency resonant converters, the specifics of their operation, as well as the applicability of this topology to charge a capacitive energy storage device (pulse capacitor) in order to improve the stability of the powerful generator of nanosecond pulses "RADAN 303": reducing the deviation of its output voltage from the value set by the operator. The work of the converter with a series resonance is analysed in detail, including transients at the change of phases of the working cycle, an example of calculation of the elements of the applied electrical circuit is given. Also, methods of peak currents' reduction in the process of converter circuit operation are considered and results of research of dependence of output voltage of the device on input voltage (stability of circuit operation) are given.

Keywords: resonant converter, capacitive energy storage charge, high voltage pulse generator, high voltage power supply, resonant converter, capacitive energy storage charge.

Введение

Первичные накопители энергии (ПНЭ) находят применение во многих отраслях науки и техники [1]. Особое место ПНЭ занимает в мощной импульсной технике, где энергия накапливается в конденсаторных сборках с целью дальнейших энергетических преобразований: энергия переходит из одного накопителя энергии в другой в виде импульсов, формируемых импульсными обострителями (ДДРВ, SOS-диоды) и магнитными ключами [2]. В генераторе мощный наносекундных импульсов «РАДАН 303» (рисунок 1) следующей и окончательной является двойная формирующая линия. Далее, после этапа сжатия, энергия подаётся в нагрузку. Выбор нагрузки силовоточного генератора зависит от комплекса, в котором он применяется. Так, комплекс «Электронный ускоритель», в качестве нагрузки имеет бесфольговый коаксиальный диод с магнитной изоляцией (КДМИ) [3], который позволяет генерировать на выходе комплекса электронный пучок или мощное СВЧ-поле.

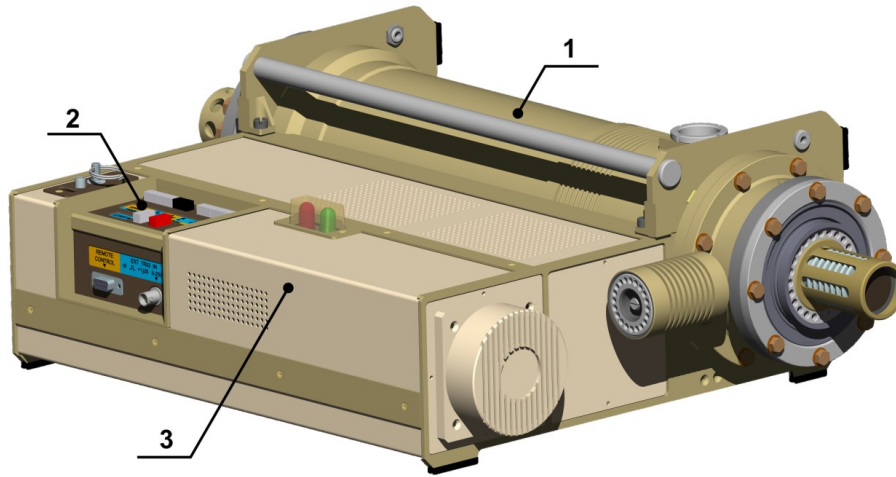


Рисунок 1 - Внешний вид генератора высоковольтных импульсов РАДАН 303
DOI: <https://doi.org/10.60797/IRJ.2024.143.127.1>

Примечание: 1 – высоковольтный блок, 2 – блок управления, 3 – источник питания

Актуальной проблемой заряда ёмкостного накопителя энергии (ЕНЭ) является зависимость большинства источников питания от амплитуды напряжения в бытовой сети. При изменении амплитуды напряжения в сети и отсутствии стабилизации, напряжение на выпрямительном модуле будет изменяться в тех же пределах, а вместе с ним и напряжение, до которого зарядится первичный накопитель.

На рисунке 2 показаны зарядные кривые оконечного накопителя энергии – двойной формирующей линии, ДФЛ, – в генераторе, имеющим устаревшую на данный момент конфигурацию С-L-С (разряд ёмкостного накопителя на ёмкостную нагрузку). Из рисунка можно сделать вывод, что разброс по амплитуде срабатывания высоковольтного коммутатора – неуправляемого разрядника высокого давления – приводит к разбросу его срабатывания во времени. При уменьшении напряжения на первичном накопителе ДФЛ заряжается до меньшего напряжения, и рабочая точка переходит на более пологий участок зарядной кривой. Дальнейшее уменьшение напряжения на первичном накопителе приведёт к тому, что напряжения, до которого зарядится ДФЛ, будет недостаточно для пробоя разрядника и коммутации ДФЛ на нагрузку не произойдёт. Ввиду того, что ДФЛ остаётся в заряженном состоянии в промежутке времени большем, чем расчётный, возможен пробой изоляции внутри устройства и выход генератора из строя. Для предотвращения описанной ситуации, в настоящее время в генераторе предусмотрено ограничение диапазона регулировки неуправляемого разрядника таким образом, чтобы пробой происходил при наименьшем допустимом напряжении бытовой сети. Данное решение является спорным, так как приводит к неполному использованию энергии первичного накопителя и ухудшению выходных характеристик генератора.

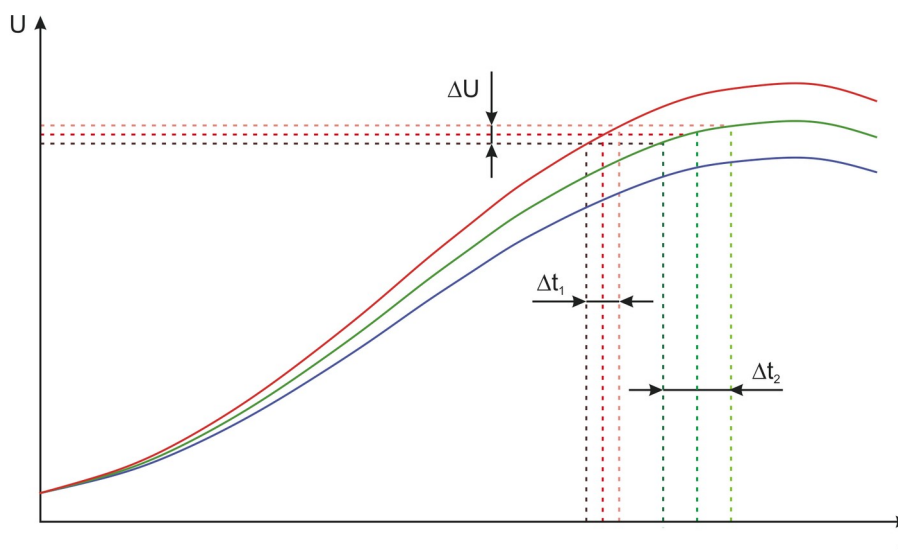


Рисунок 2 - Заряд двойной формирующей линии генератора наносекундных импульсов «РАДАН 303» при различных значениях заряда первичного накопителя
DOI: <https://doi.org/10.60797/IRJ.2024.143.127.2>

Примечание: ΔU – разброс напряжения срабатывания; $\Delta t_1, \Delta t_2$ – разбросы по времени срабатывания неуправляемого разрядника

Помимо С-L-C метода, для заряда ЕНЭ применяют другие специальные схемотехнические решения, которые можно условно разделить на моноимпульсные и многоимпульсные.

К первой группе относятся заряд линейным током и резонансный моноимпульсный заряд. Линейный заряд имеет низкий КПД (50%), делающий невозможным применение метода в компактных электрофизических установках. Резонансный заряд через индуктивность, в свою очередь, вызывает проблемы, связанные со стабилизацией колебательных процессов. Реализация обоих методов значительно увеличивает габаритные размеры устройства, поэтому они находят применение в энергоемких комплексах.

Ко второй группе относят методы преобразования импульсов высокой частоты, который получил широкое распространение в силовой электронике [4]. Для приложений мощной импульсной техники, импульсные преобразователи дополняются специальными схемами управления и резонансными модулями (последовательными, параллельными контурами, а также цепями смешанного типа), что позволяет сократить потери энергии на ключах и задать рабочий диапазон заряжающего тока (рисунок 3).

Разработанный импульсный преобразователь для электронного ускорителя позволяет исключить дестабилизацию напряжения на первичном накопителе, так как напряжение питающей его сети влияет только на энергию импульсного пакета и время заряда, в то время как результирующее значение потенциала на ЕНЭ остаётся постоянным.

Выполнение

На рисунке 4 показана функциональная схема устройства. Наличие резонансного модуля является ключевой особенностью, отличающую резонансный преобразователь от стандартного ИБП. Модуль может быть выполнен на одной из существующих резонансных топологий – последовательной, параллельной, смешанного типа (LCL-T). В случае преобразователя для электронного ускорителя, предпочтительной является последовательная резонансная схема: LCL-T контур требует наличия дополнительной силовой катушки индуктивности; параллельная топология используется в случае необходимости усиления по напряжению, но её применение ограничивает высокая реактивная мощность в контуре, вызывающая увеличение потерь проводимости мощных ключей. Упрощенная принципиальная схема преобразователя с последовательным резонансным контуром приведена на рисунке 5.

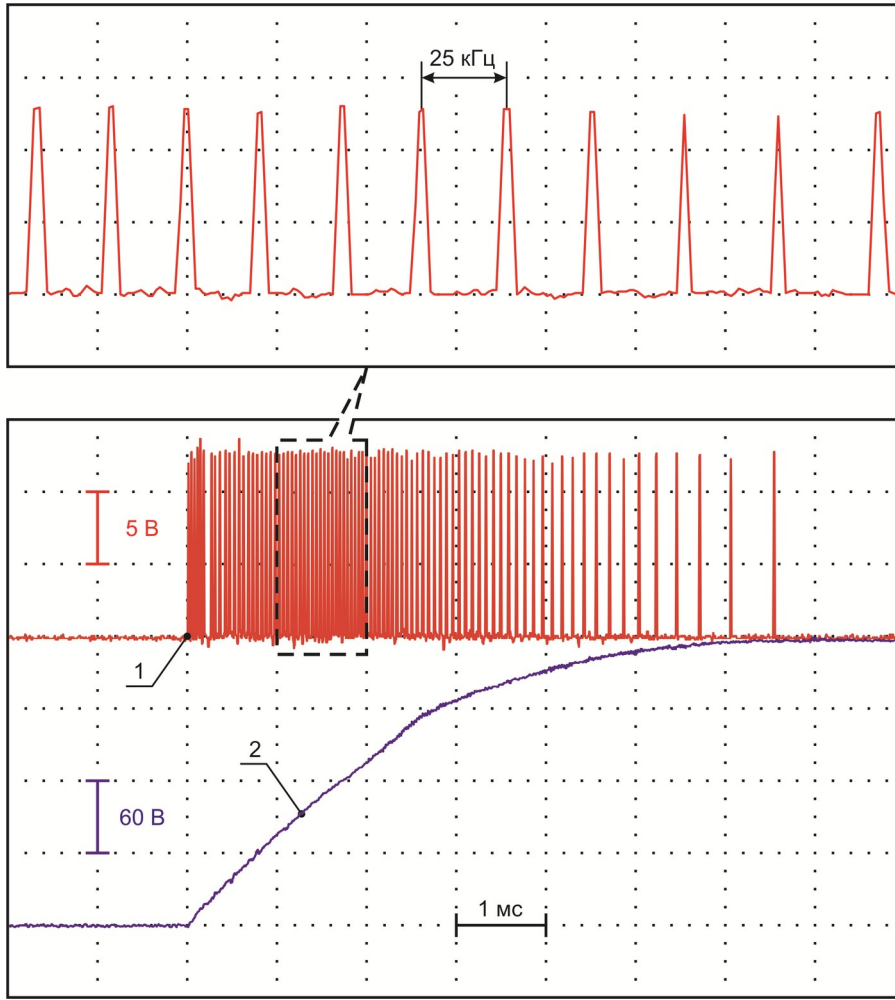


Рисунок 3 - Осциллограммы переходных процессов в источнике питания емкостного накопителя энергии
DOI: <https://doi.org/10.60797/IRJ.2024.143.127.3>

Примечание: 1 – управляющие импульсы, 2 – напряжение на ЕНЭ



Рисунок 4 - Функциональная схема устройства
DOI: <https://doi.org/10.60797/IRJ.2024.143.127.4>

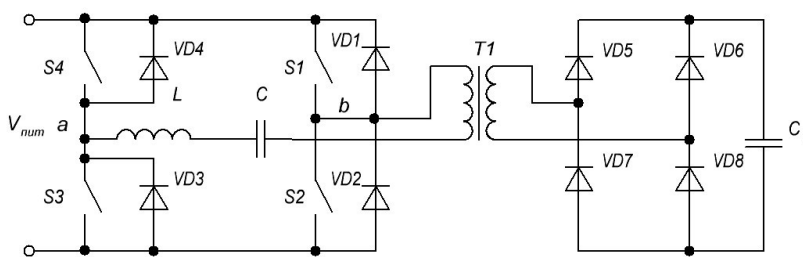


Рисунок 5 - Упрощенная принципиальная схема преобразователя с последовательным резонансным контуром
DOI: <https://doi.org/10.60797/IRJ.2024.143.127.5>

Устройство состоит из ключей $S_1 - S_4$, антипараллельных ключам диодов $VD_1 - VD_4$, резонансных ёмкости C и индуктивности L , высоковольтного импульсного трансформатора T_1 , диодного моста $VD_5 - VD_8$, нагрузочного конденсатора C_L . Входная часть устройства представляет собой преобразователь выпрямленного входного напряжения в высокочастотные энергетические пакеты, то есть при помощи трансформатора на нагрузке может быть достигнут любой необходимый уровень напряжения. Диодный мост выпрямляет ток вторичной обмотки трансформатора, обеспечивая заряжаемую конденсаторную батарею питанием. Преобразователь может быть выполнен на одной из существующих двухтактных топологий.

Ключи преобразователя могут находиться в трёх состояниях:

- S_2 и S_4 замкнуты, S_1 и S_3 разомкнуты. Напряжение на резонансном контуре V_{ab} эквивалентно напряжению питания $V_{пит}$;
- S_1 и S_3 разомкнуты, S_2 и S_4 замкнуты. Напряжение V_{ab} эквивалентно отрицательному значению напряжению питания $V_{пит}$;
- Все ключи разомкнуты (так называемое мёртвое время). Третье состояние вводится в целях безопасности: ключи имеют время включения и выключения, обусловленное внутренней ёмкостью, в случае применения транзисторов в качестве ключей. В целях недопущения аварийного состояния, в котором все ключи замкнуты, между тактами выдерживается фиксированное время отсутствия управляющих сигналов. Антипараллельные диоды $D_1 - D_4$ обеспечивают путь прохождения резонансного тока, в то время как соответствующие им ключи разомкнуты.

Цикл работы схемы с последовательным резонансным контуром можно разделить на 4 фазы. Эквивалентные цепи для каждой фазы показаны на рисунке 6. В данных цепях ключи, диоды и трансформатор принимаются идеальными, паразитными сопротивлениями пренебрегают. Нагрузочный конденсатор C'_L имеет приведённое, с учетом коэффициента передачи трансформатора, значение. Источник ЭДС с напряжением $v_3(t_0)$ имеет отрицательную полярность, так как резонансный ток в них отрицательный.

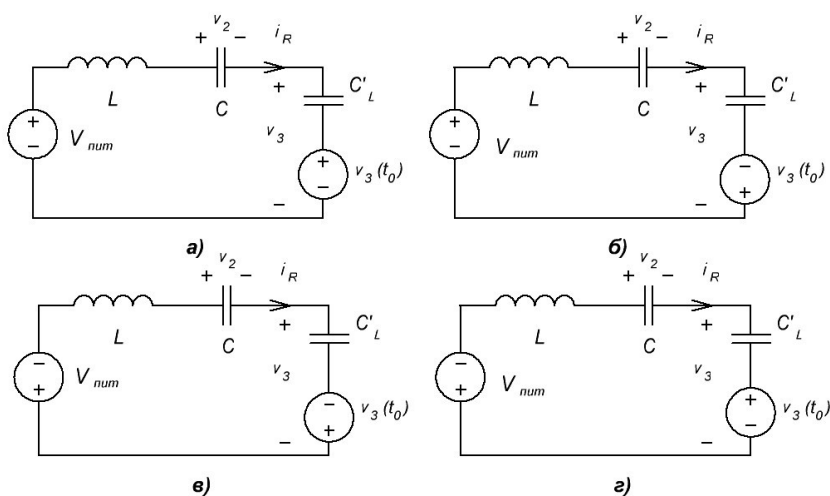


Рисунок 6 - Фазы работы преобразователя, эквивалентные схемы
DOI: <https://doi.org/10.60797/IRJ.2024.143.127.6>

Примечание: а – фаза 1; б – фаза 2; в – фаза 3; г – фаза 4

Резонансный ток в фазе 1 может быть рассчитан по формуле:

$$i_R(t) = \frac{V_{\text{пит}} - v_2(t_0) - v_3(t_0)}{Z_0} \sin[\omega_0(t - t_0)] + i_R(t_0) \cos[\omega_0(t - t_0)], \quad (1)$$

где Z_0 – импеданс резонансного контура, ω_0 – резонансная частота.

C_{eq} – это последовательная комбинация конденсатора резонансного контура и приведённого к первичной цепи накопителя энергии, ёмкость которого равна произведению нагрузочной ёмкости и коэффициента передачи по напряжению трансформатора. В результате, C'_L намного больше C , а C_{eq} приблизительно равна C в большом диапазоне ёмкостей конденсаторных батарей. Это свойство источника питания с последовательным резонансным контуром даёт преимущество над применением параллельного контура, где нагрузочный конденсатор включен параллельно контуру, а значит, в большей мере влияет на резонансную частоту.

Учитывая это, напряжение на резонансном конденсаторе в фазе 1 вычисляется как:

$$v_2(t) = v_2(t_0) + \frac{1}{\omega_0 C} \left(\frac{V_{\text{пит}} - v_2(t_0) - v_3(t_0)}{Z_0} \{1 - \cos[\omega_0(t - t_0)]\} + i_R(t_0) \sin[\omega_0(t - t_0)] \right). \quad (2)$$

Для других фаз токи и напряжения находятся аналогично с изменением знака источников ЭДС согласно их полярности на эквивалентных схемах.

В применении импульсных преобразователей для заряда высоковольтных конденсаторов, необходимым условием эффективной работы является скорость зарядки. Этот параметр напрямую зависит от импеданса последовательного резонансного контура Z_0 . С одной стороны, импеданс ограничивает ток в начале цикла заряда и предотвращает выход устройства из строя, когда выходное напряжение равно нулю и ток максимален; с другой – с повышением выходного напряжения ток заряда ограничивается зарядом накопителя энергии, и ограничение импедансом является излишним, так как замедляет скорость передачи энергии в накопитель.

Вместо выбора значения Z_0 , компромисс между ограничением и скоростью может быть достигнут применением частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ) управляющего сигнала: ток через резонансный контур можно ограничивать соотношением управляющей и резонансной частот. Это соотношение может быть как постоянным [5], так и изменяющимся во времени [6].

Из (1) следует, что ток включает в себя две синусоидальных составляющих. Если S_2 и S_4 замкнуты достаточное время, то ток достигнет нуля, и ключи разомкнутся при нулевом токе, что сократит потери на переключение. Данный режим работы по току называется DCM (Discontinuous Conduction Mode – режим достижения нулевого тока). Переключения в нуле тока возможны только тогда, когда управляющая частота меньше резонансной. Этот режим обеспечивается фиксированным, независимо от управляющей частоты, временем нахождения в замкнутом состоянии $S_1 - S_4$, равным резонансному полупериоду. Режим CCM (Continuous Conduction Mode – режим не достижения нулевого тока) достигается, когда переключающая частота больше половины резонансной. Существующий третий режим работы по току (CCM2), когда значение управляющей частоты превышает резонансную [7]. Режим не обеспечивает мягкое переключение ключей и применяется редко.

Основные осциллограммы цикла заряда импульсного преобразователя с последовательным резонансным контуром и управлением с ЧИМ приведены на рисунке 7. Видно, что мягкий старт в начале цикла эффективно ограничивает зарядный ток. В это время устройство работает в режиме не достижения нулевого тока, то есть замыкание ключей – мягкое, а размыкание – нет. Далее происходит постепенное нарастание частоты переключения до значения, немного меньше резонансного, и установлению режима достижения нулевого тока, то есть мягкому замыканию и размыканию ключей. Постоянная времени мягкого старта зависит от номинальных значений выбранных компонентов и ёмкости заряжаемого накопителя. Энергоёмкие конденсаторные батареи требуют более длительного времени разгона частоты, так как им требуется получение большего заряда до начала существенного ограничения тока. Частота переключения остаётся максимальной до момента достижения на накопителе уровня напряжения, равного 90% от требуемого. С этого момента частота переключения постепенно снижается до момента достижения требуемого потенциала на выходе: это позволяет избежать перезаряда накопителя и повышения уровня его износа.

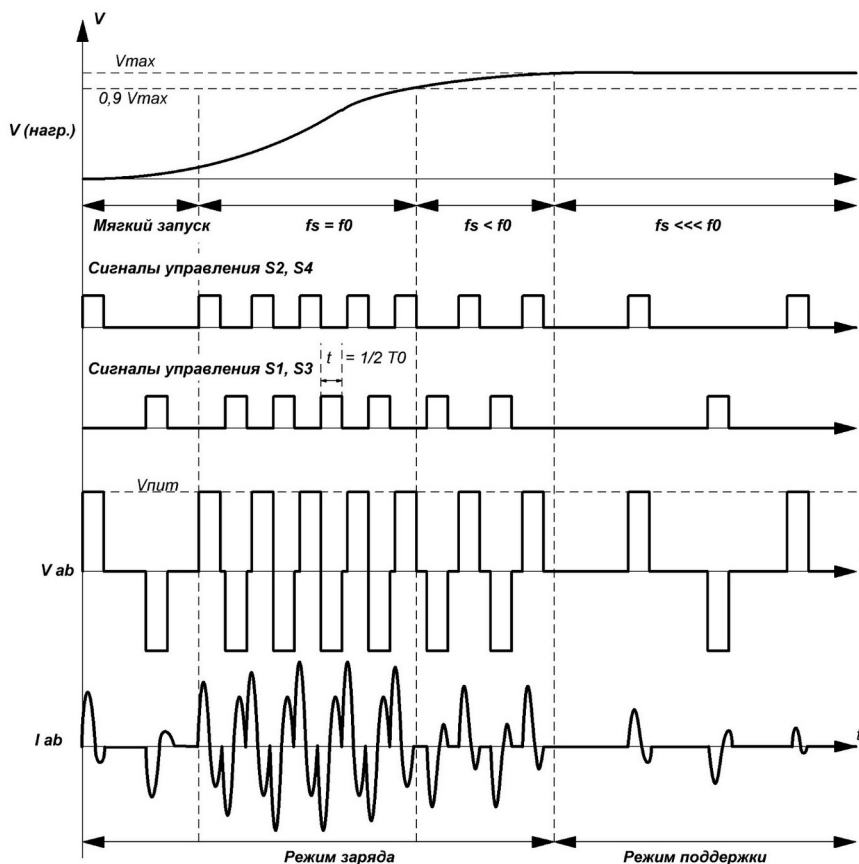


Рисунок 7 - Осциллограммы цикла заряда импульсного преобразователя с последовательным резонансным контуром и управлением с ЧИМ
 DOI: <https://doi.org/10.60797/IRJ.2024.143.127.7>

В конце цикла зарядки возможна ситуация, когда ключи необходимо будет разомкнуть до достижения нулевого значения тока: это не повлечет за собой значительные потери в ключевых элементах, так как управляющая частота к тому моменту значительно снизится (в случае применения ЧИМ), или ток через резонансную цепь будет ограничен высоким потенциалом на заряжаемой конденсаторной сборке [9], [10].

Произведём расчёт параметров импульсного преобразователя с последовательным резонансным контуром для последующего моделирования. Исходные данные для расчета разрабатываемого устройства приведены в таблице 1.

Таблица 1 - Исходные данные для расчета
 DOI: <https://doi.org/10.60797/IRJ.2024.143.127.8>

Параметр	Значение
Макс. напряжение зарядки конденсаторной сборки, В	600
Время зарядки, мс	8
Емкость заряжаемой сборки, мкФ	80
Напряжение питания, В	310
Частота резонансного контура, кГц	50
Частота переключения, кГц	25

Среднее значение заряжающего тока рассчитывается по формуле:

$$I_0 = \left(\frac{C_0 V_{0,max}}{T_c} \right) \cdot \tag{3}$$

Коэффициент передачи по напряжению трансформатора:

$$\frac{N_2}{N_1} = \frac{V_{0,max}}{V_d} \approx 1,9.$$

Средний и среднеквадратичный токи в резонансном контуре:

$$I_r = \left(\frac{I_0 N_2}{N_1} \right). \quad (4)$$

$$I_{r,RMS} = \left(\frac{4I_r}{\sqrt{2\pi}} \right) = \left(\frac{4I_0 N_2}{\sqrt{2\pi} N_1} \right). \quad (5)$$

Максимальный ток в резонансном контуре:

$$I_{r,max} = \left(\frac{\pi I_r}{2} \right). \quad (6)$$

Максимальный ток в резонансном контуре также может быть выражен через импеданс контура:

$$I_{r,max} = \frac{V_d}{Z} = \frac{V_d}{\frac{1}{2\pi f_r C}} = 2\pi f_r C V_d \quad (7)$$

Резонансная частота колебательного контура определяется как

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (8)$$

Учитывая (7,8), резонансные емкость и индуктивность могут быть выражены через исходные параметры как

$$C = \frac{I_{r,max}}{2\pi f_r V_d} = \frac{C_0 V_{0,max} N_2}{4f_r V_d N_1 T_c} = 1,68 \cdot 10^{-7} \text{Ф}; \quad (9)$$

$$L = \left(\frac{1}{2\pi f_r} \right)^2 \frac{4f_r V_d N_1 T_c}{C_0 V_{0,max} N_2} = \frac{V_d N_1 T_c}{4f_r C_0 V_{0,max} N_2} = 0,27 \cdot 10^{-3} \text{Гн}. \quad (10)$$

Возьмём ближайшее с большей стороны значение емкости из ряда номиналов конденсаторов – 180 нФ. Тогда, исходя из (3-8) и исходных данных:

$$L = 56 \text{ мкГн};$$

$$T_c = 8,2 \text{ мс};$$

$$I_0 = 5,88 \text{ А};$$

$$I_{r,RMS} = 10,05 \text{ А};$$

$$I_{r,max} = 15,8 \text{ А}.$$

Импеданс контура, ограничивающий максимальный ток в первичной цепи преобразователя

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = 17,63 \text{ Ом}. \quad (11)$$

Средняя мощность заряда высоковольтной конденсаторной сборки (активная мощность без учёта потерь) определяется как:

$$P = \left(\frac{0,5 C_0 V_{0,max}^2}{T_c} \right) = 1,76 \text{ кВт}, \quad (12)$$

в то время как реактивная мощность

$$Q = \left(I_{r,RMS}^2 Z \right) = 1,78 \text{ кВт}. \quad (13)$$

Таким образом, коэффициент мощности преобразователя стремится к

$$\cos \varphi = \left(\frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \right) = 0,7 \quad (14)$$

Максимальный ток через антипараллельные диоды (обратный ток, достигаемый в начале цикла заряда и спадающий по ходу):

$$I_{OFF,max} = \left(\frac{V_d}{Z} \right) = 17,58 \text{ А}. \quad (16)$$

Результаты и обсуждение

Для проведения тестирования работы, был собран макет резонансного преобразователя. Устройство было подключено к регулируемому источнику переменного напряжения. Это позволило регулировать входное напряжение от 145 В до 280 В, имитируя тем самым перепады напряжения в бытовой сети. Значения напряжения на заряжаемом накопителе энергии, регулируемое построечным резистором, были выбранными 198 В и 400 В. График отклонения значения выходного напряжения от установленного показан на рисунке 9. Экспериментальные данные представлены в таблице 2.

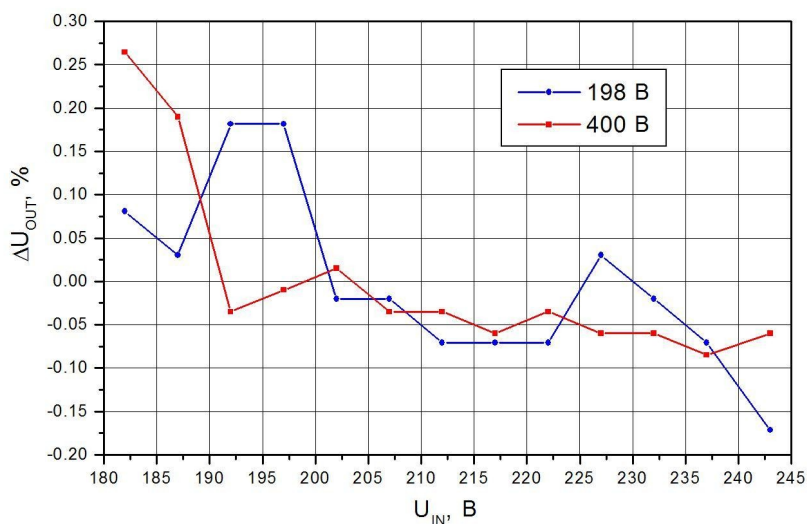


Рисунок 8 - Зависимость отклонения выходного напряжения от установленного значения при изменении напряжения сети

DOI: <https://doi.org/10.60797/IRJ.2024.143.127.9>

Таблица 2 - Экспериментальные данные

DOI: <https://doi.org/10.60797/IRJ.2024.143.127.10>

Входное напряжение, В	Выходное напряжение, В	
	Установленное значение 198 В	Установленное значение 400 В
182	198,3	401,5
187	198,2	401,2
192	198,5	400,3
197	198,5	400,4
202	198,1	400,5
207	198,1	400,3
212	198,0	400,3
217	198,0	400,2
222	198,0	400,3
227	198,2	400,2
232	198,1	400,2
237	198,0	400,1
243	197,8	400,2

Заключение

Отклонение от установленного напряжения не превышает 0,5%, удовлетворяет требования источника питания накопителя энергии электронного ускорителя. Можно заметить, что выходное напряжение практически не зависит от напряжения сети, что не было реализовано в устаревшей схеме зарядки.

Таким образом, в ходе исследования был разработан современный резонансный преобразователь для заряда первичного накопителя энергии в генераторе высоковольтных импульсов «РАДАН 303». Устройство имеет компактные габариты и высокую эффективность. Применение резонансной топологии позволило исключить важный недостаток устаревшего метода заряда – разброс параметров выходного напряжения, а также предотвратить аварийный режим работы ускорителя в случае перепадов напряжения бытовой сети.

Конфликт интересов

Не указан.

Рецензия

Все статьи проходят рецензирование. Но рецензент или автор статьи предпочли не публиковать рецензию к этой статье в открытом доступе. Рецензия может быть предоставлена компетентным органам по запросу.

Conflict of Interest

None declared.

Review

All articles are peer-reviewed. But the reviewer or the author of the article chose not to publish a review of this article in the public domain. The review can be provided to the competent authorities upon request.

Список литературы / References

1. Пономаренко А.Г. Мощная импульсная техника: учебное пособие для студентов высших учебных заведений / А.Г. Пономаренко, А.Г. Пономаренко. — Москва: Московский инженерно-физический ин-т (гос. ун-т), 2007. — 199 с. — ISBN 978-5-7262-0785-8.
2. Месяц Г.А. Генерирование мощных наносекундных импульсов / Г.А. Месяц. — М.: Сов. радио, 1974. — 256 с.
3. Яландин М.И. Мощные малогабаритные импульсно периодические генераторы субнаносекундного диапазона (обзор) / М.И. Яландин, В.Г.Шпак // ПТЭ. — 2001. — № 3. — С. 5-31
4. Dillard W.C. Power Electronics in Capacitor Charging Applications / W. C. Dillard // Power Electronics Handbook. — Butterworth-Heinemann, 2011. — С. 567-572.
5. Lippincott A.C. A capacitor-charging power supply using a series-resonant topology, constant on-time/variable frequency control, and zero-current switching / A.C. Lippincott, R.M. Nelms // IEEE transactions on industrial electronics. — 1991. — V. 38. — №. 6. — P. 438-447.
6. Zhang Y. Design of compact high-voltage capacitor charging power supply for pulsed power application / Y. Zhang [et al.] // 2015 IEEE Pulsed Power Conference (PPC). — IEEE, 2015. — P. 1-5.
7. Borage M. Constant-current, constant-voltage half-bridge resonant power supply for capacitor charging / M. Borage, S. Tiwari, S. Kotaiah // IEE Proceedings-Electric Power Applications. — 2006. — V. 153. — №. 3. — P. 343-347.
8. Synthesis of TiO₂-SiO₂ fibers with photocatalytic activity by TiCl₄ vapor cutting on melt-spun silicone resin fiber / M. Narisawa // Journal of the Ceramic Society of Japan. — 2011. — Vol. 119. — № 1390. — P. 544-547.
9. Yi K. H. Novel two-phase interleaved LLC series-resonant converter using a phase of the resonant capacitor / K. H. Yi, G. W. Moon // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2009. — V. 56. — №. 5. — P. 1815-1819.
10. Hyeon B.C. A half bridge LC resonant converter with reduced current ripple of the output capacitor / B.C. Hyeon, J.T. Kim, B.H. Cho // INTELEC 2009-31st International Telecommunications Energy Conference. — IEEE, 2009. — P. 1-5.

Список литературы на английском языке / References in English

1. Ponomarenko A.G. Moshchnaya impul'snaya tekhnika: uchebnoe posobie dlya studentov vysshih uchebnyh zavedeniy [Power pulse engineering] / A.G. Ponomarenko, A.G. Ponomarenko. — Moscow: Moscow Engineering Physics Institute, 2007. — 199 p. — ISBN 978-5-7262-0785-8 [in Russian].
2. Mesyac G.A. Generirovanie moshchnykh nanosekundnykh impul'sov [Generation of high-power nanosecond pulses] / G.A. Mesyac. — M.: Sov. radio, 1974. — 256 p. [in Russian]
3. YAlandin M.I. Moshchnye malogabaritnye impul'sno periodicheskie generatory subnanosekundnogo diapazona (obzor) [Powerful small-sized pulse periodic generators of subnanosecond range] / M.I. YAlandin, V.G.SHpak // PTE. — 2001. — № 3. — P. 5-31 [in Russian]
4. Dillard W.C. Power Electronics in Capacitor Charging Applications / W. C. Dillard // Power Electronics Handbook. — Butterworth-Heinemann, 2011. — С. 567-572.
5. Lippincott A.C. A capacitor-charging power supply using a series-resonant topology, constant on-time/variable frequency control, and zero-current switching / A.C. Lippincott, R.M. Nelms // IEEE transactions on industrial electronics. — 1991. — V. 38. — №. 6. — P. 438-447.
6. Zhang Y. Design of compact high-voltage capacitor charging power supply for pulsed power application / Y. Zhang [et al.] // 2015 IEEE Pulsed Power Conference (PPC). — IEEE, 2015. — P. 1-5.
7. Borage M. Constant-current, constant-voltage half-bridge resonant power supply for capacitor charging / M. Borage, S. Tiwari, S. Kotaiah // IEE Proceedings-Electric Power Applications. — 2006. — V. 153. — №. 3. — P. 343-347.
8. Synthesis of TiO₂-SiO₂ fibers with photocatalytic activity by TiCl₄ vapor cutting on melt-spun silicone resin fiber / M. Narisawa // Journal of the Ceramic Society of Japan. — 2011. — Vol. 119. — № 1390. — P. 544-547.
9. Yi K. H. Novel two-phase interleaved LLC series-resonant converter using a phase of the resonant capacitor / K. H. Yi, G. W. Moon // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2009. — V. 56. — №. 5. — P. 1815-1819.
10. Hyeon B.C. A half bridge LC resonant converter with reduced current ripple of the output capacitor / B.C. Hyeon, J.T. Kim, B.H. Cho // INTELEC 2009-31st International Telecommunications Energy Conference. — IEEE, 2009. — P. 1-5.