

Создание высокоэффективных импульсных источников электропитания

на основе квадратичного способа накопления энергии

В статье рассматривается возможность создания высокоэффективных импульсных источников электропитания резонансного накопительного типа. Приведено математическое обоснование возможности реализации подобного рода устройств. Представлены осциллограммы, снятые с действующих образцов, подтверждающие результаты исследований.

**Константин Менакер,
к. т. н.**

Максим Востриков

Анна Цветаева

Импульсные источники электропитания (ИЭП) являются неотъемлемой частью большинства современных электронных устройств. От их эффективности во многом зависит экономичность питаемых устройств. Проведенные исследования, представленные в работах [1–4], подтвердили, что, несмотря на достигнутые высокие показатели коэффициента полезного действия (КПД) ряда современных импульсных источников, имеется большой запас по повышению их эффективности.

Абсолютно все схемы импульсных ИЭП построены на преобразовании постоянного или выпрямленного тока в импульсный высокочастотный ток с последующим его преобразованием в требуемый уровень напряжения на нагрузке. Накопление энергии и последующая ее передача на нагрузку происходит в течение одного периода работы электронных ключей. В этом и состоит ограничение эффективности современных импульсных источников. Докажем,

что при правильной организации накопления энергии в течение нескольких тактов работы ключей возможно значительное увеличение эффективности импульсных ИЭП, главным образом, за счет квадратичного роста энергии на реактивных элементах. Анализируемая схема замещения представлена на рис. 1.

Схема замещения состоит из двух контуров. В состав каждого контура входит постоянный источник напряжения $V1$ и $V2$, полупроводниковый диод $D1$ и $D2$, индуктивный элемент $L1$ и $L2$, емкостной элемент $C1$, резистивные элементы $R1$, $R2$, $R3$, характеризующие активные потери, электронные ключи $J1$ и $J2$, работающие в противофазе. Особенностью анализируемой схемы является включение источников $V1$ и $V2$ обратной полярностью по отношению к выводам емкостного элемента $C1$.

Операторным методом проанализируем переходные процессы в анализируемой схеме при первом

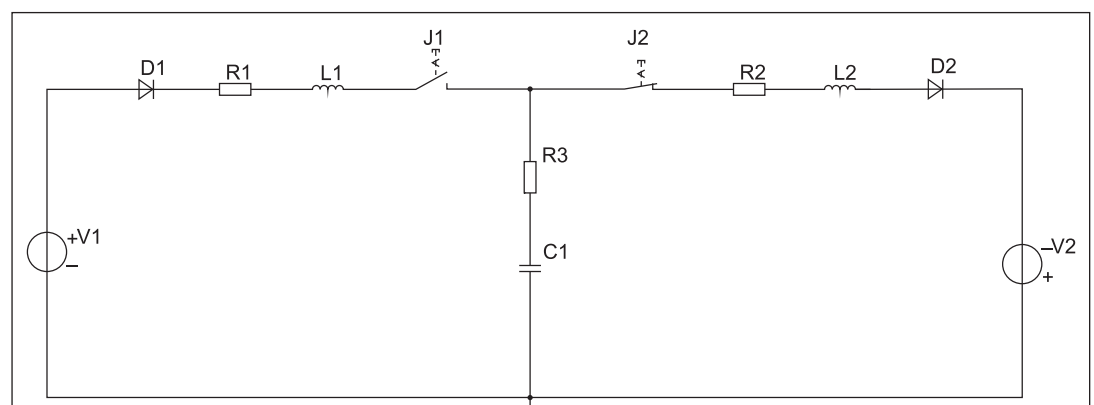


Рис. 1. Анализируемая схема замещения

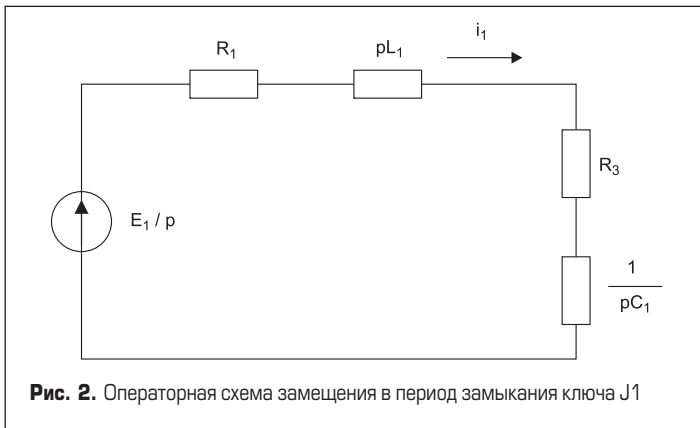


Рис. 2. Операторная схема замещения в период замыкания ключа J1

замыкании ключа J1. Операторная схема замещения анализируемой цепи представлена на рис. 2.

В результате разомкнутого состояния ключа J2 второй контур в составе схемы замещения не рассматривается.

Анализируя процессы в цепи до коммутации, определим начальные условия:

$$i_{L1}(0) = i_1(0) = i_1(0_+) = i_1(0_-) = 0, u_{C1}(0) = u_{C1}(0_+) = u_{C1}(0_-) = 0. \quad (1)$$

Система уравнений электрического равновесия цепи в операторной форме:

$$I_1(p) \times \left(R_1 + R_3 + pL_1 + \frac{1}{pC_1} \right) = \frac{E_1}{p}. \quad (2)$$

Из выражения (2) получим операторное изображение тока первого контура:

$$I_1(p) = \frac{\frac{E_1}{p}}{p^2 + p \frac{R_1 + R_3}{L_1} + \frac{1}{L_1 C_1}}. \quad (3)$$

Оригинал функции тока при высокой добротности контура, образованного индуктивностью L1 и емкостью C1:

$$i_1(t) = \frac{E_1}{L_1} \times \frac{e^{-\delta_1 t}}{\omega_{c\delta 1}} \times \sin(\omega_{c\delta 1} t), \quad (4)$$

где: $\delta_1 = (R_1 + R_3)/2L_1$ — коэффициент затухания; $\omega_{c\delta 1} = \sqrt{\omega_{01}^2 - \delta_1^2}$ — частота свободных колебаний в цепи; $\omega_{01} = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ — резонансная частота цепи.

Следует отметить, что в схеме замещения, представленной на рис. 1, в каждом контуре установлен полупроводниковый диод. Назначение диода состоит в пропуске одной положительной полуволны колебаний, возникающих при замыкании ключа. Диод позволяет исключить последующие колебания, приводящие к потерям энергии, и накопить эту энергию на конденсаторе C1.

С помощью найденного закона изменения тока в анализируемой цепи найдем выражение для напряжения емкости C1. Напряжение и ток емкостного элемента связаны соотношением:

$$u_{C1}(t) = u_{C1}(0) + \frac{1}{C_1} \times \int_0^t i_1(t) \times dt = \frac{1}{C_1} \times \int_0^t \frac{E_1}{L_1} \times \frac{e^{-\delta_1 t}}{\omega_{c\delta 1}} \times \sin(\omega_{c\delta 1} t) \times dt = \frac{E_1}{C_1 L_1 \omega_{c\delta 1}} \times \int_0^t e^{-\delta_1 t} \times \sin(\omega_{c\delta 1} t) \times dt. \quad (5)$$

Осциллограммы тока и напряжения в соответствии с выражениями (4) и (5) и учетом действия диода D1 приведены на рис. 3.

Таким образом, при первом замыкании ключа J1 емкость C1 заряжается практически до напряжения источника V1.

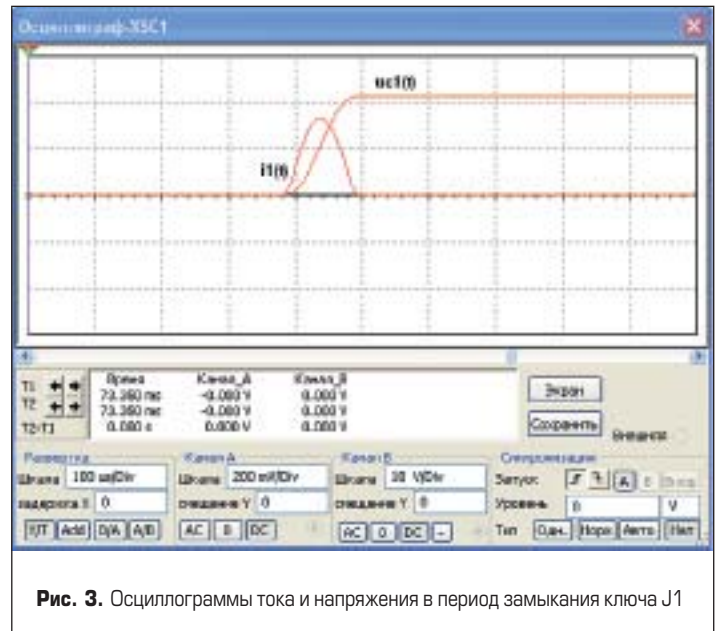


Рис. 3. Осциллограммы тока и напряжения в период замыкания ключа J1

Подобным образом проанализируем переходные процессы в анализируемой схеме при последующем замыкании ключа J2 и размыкании ключа J1. Операторная схема замещения анализируемой цепи в этом случае представлена на рис. 4.

Анализируя процессы в цепи до коммутации, определим начальные условия:

$$i_{L2}(0) = i_2(0) = i_2(0_+) = i_2(0_-) = 0, u_{C1}(0) = u_{C1}(0_+) = u_{C1}(0_-) = u_{C1}(t_{11}), \quad (6)$$

где $u_{C1}(t_{11})$ — напряжение емкости C1 в момент первого размыкания ключа J1.

Система уравнений электрического равновесия цепи в операторной форме:

$$I_2(p) \times \left(R_2 + R_3 + pL_2 + \frac{1}{pC_1} \right) = \frac{E_2}{p} + \frac{u_{C1}(0)}{p}. \quad (7)$$

Найдем оригинал полученной функции и преобразуем его к удобному виду:

$$i_2(t) = \frac{E_2 + u_{C1}(0)}{L_2} \times \frac{e^{-\delta_2 t}}{\omega_{c\delta 2}} \times \sin(\omega_{c\delta 2} t), \quad (8)$$

где $\delta_2 = (R_2 + R_3)/2L_2$; $\omega_{c\delta 2} = \sqrt{\omega_{02}^2 - \delta_2^2}$; $\omega_{02} = 1/\sqrt{L_2 C_1}$.

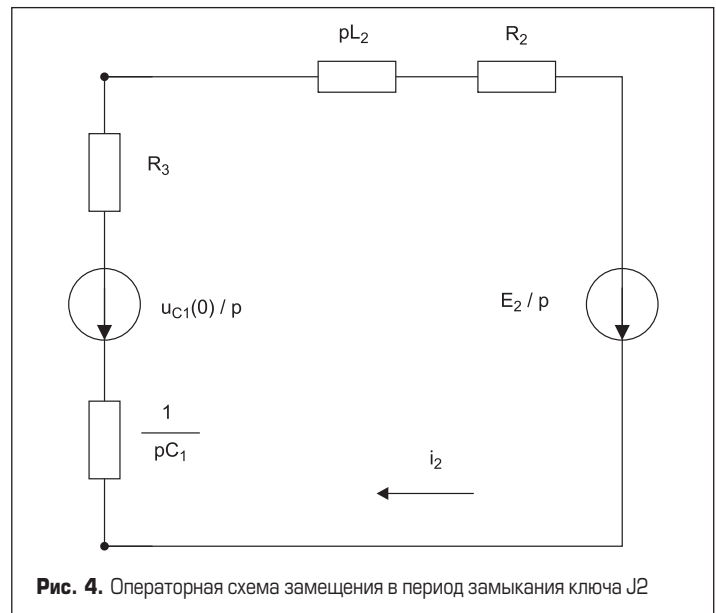


Рис. 4. Операторная схема замещения в период замыкания ключа J2

Найдем выражение для напряжения емкости C1 при замыкании ключа J2. Напряжение и ток емкостного элемента связаны соотношением:

$$u_{C1}(t) = u_{C1}(0) - \frac{1}{C_1} \times \int_0^t i_2(t) \times dt =$$

$$= u_{C1}(0) - \frac{E_2 + u_{C1}(0)}{C_1 L_2 \omega_{cб2}} \times \int_0^t e^{-\delta_2 t} \times \sin(\omega_{cб2} t) \times dt. \quad (9)$$

Осциллограммы тока и напряжения в соответствии с выражениями (8) и (9) и учетом действия диода D2 приведены на рис. 5. Напряжение на емкости C1 в период замыкания ключа J2 практически достигает удвоенного значения напряжения источника V2 при соответствующем изменении полярности.

Проведенный анализ последующих тактов работы ключей J1 и J2 показал, что выражения для токов ветвей и напряжения емкости для каждого такта, кроме первого, идентичны и носят рекурсивный характер. Напряжение емкости, рассчитанное для предыдущего такта работы одного из ключей, является начальным значением для вычислений тока и напряжения на последующем такте.

Законы изменения токов ветвей и напряжения емкости носят колебательный характер. Однако установленные в анализируемой схеме диоды пропускают только одну положительную волну тока, вследствие чего напряжение на емкости изменяется ступенчато, достигнув очередного максимального значения. Для определения амплитудных значений токов в последующих тактах значение времени в найденных

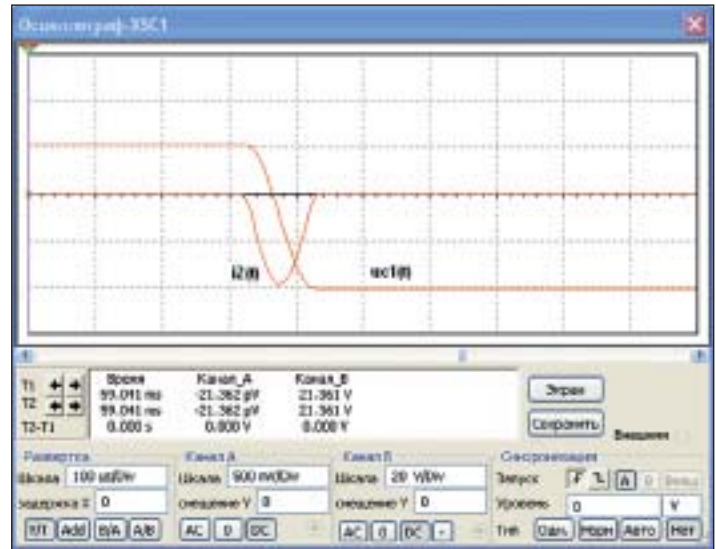
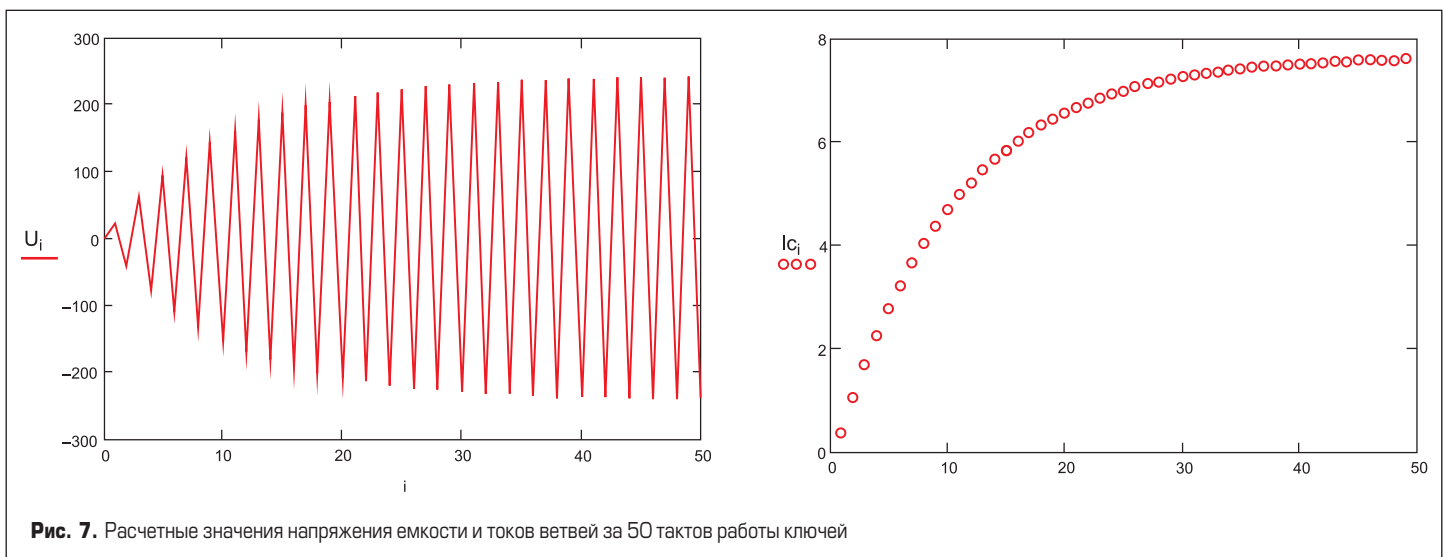
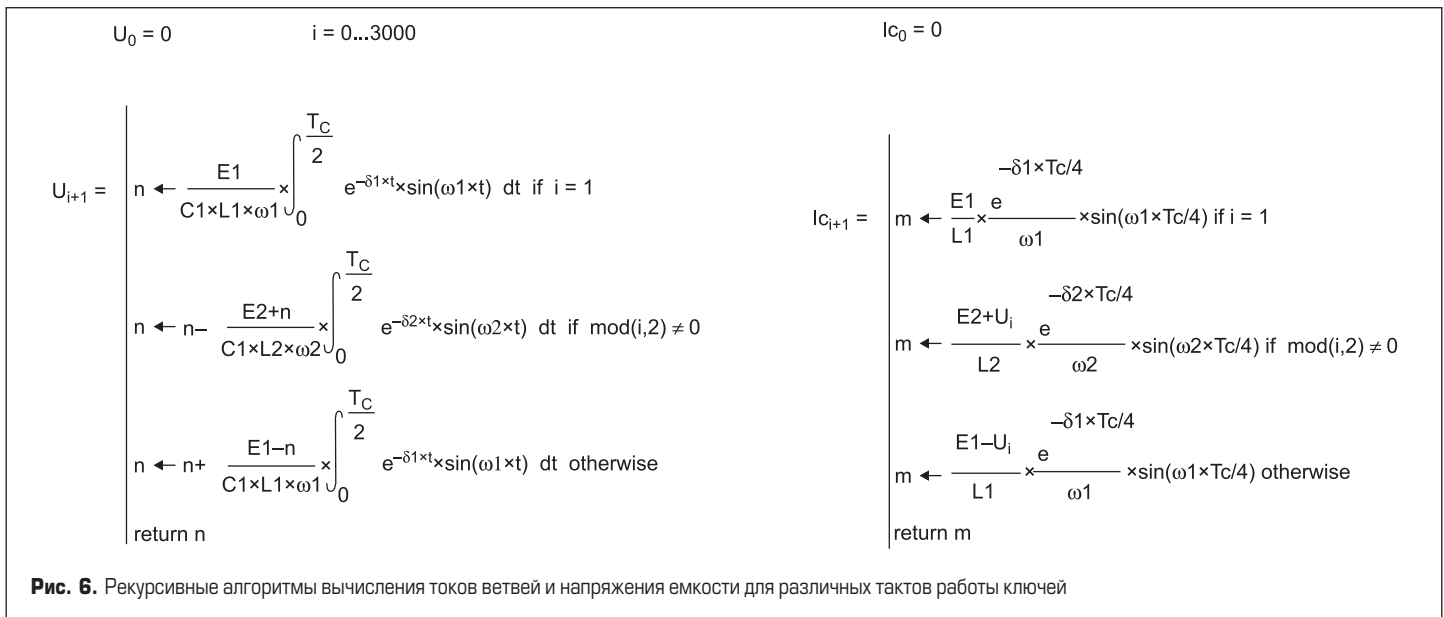


Рис. 5. Осциллограммы тока и напряжения в период замыкания ключа J2

выражениях оптимально принимать равным четверти периода свободных колебаний контуров $T_{cб} = 2\pi/\omega_{cб1} = 2\pi/\omega_{cб2}$. Для определения же напряжения емкости из-за фазового сдвига время следует принимать равным половине периода свободных колебаний контуров.



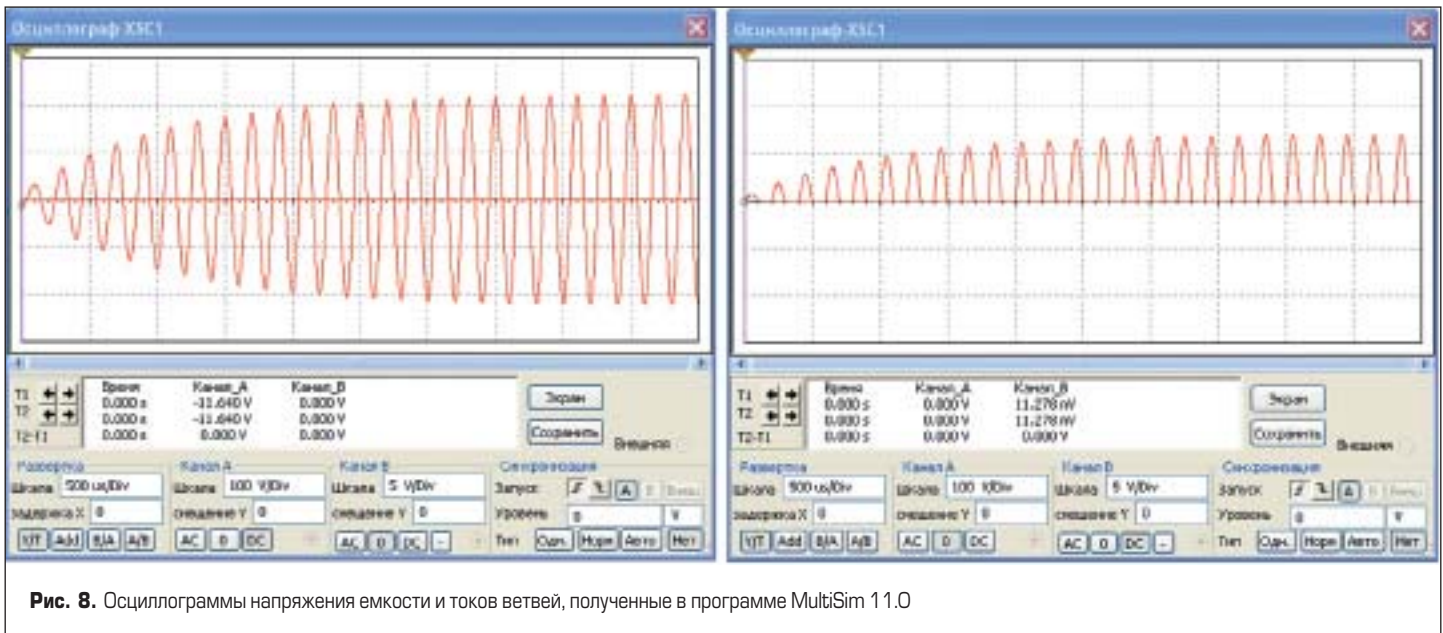


Рис. 8. Осциллограммы напряжения емкости и токов ветвей, полученные в программе MultiSim 11.0

С целью получения значений токов ветвей и напряжений емкости для последующих тактов работы ключей в программе Mathcad были созданы рекурсивные алгоритмы, представленные на рис. 6.

В связи с наличием в анализируемой схеме активных потерь, рост тока и напряжения емкости происходит по экспоненциальному закону. Так, для анализируемой схемы при $C_1 = 1$ мкФ, $L_1 = L_2 = 1$ мГн, $R_1 = R_2 = R_3 = 1$ Ом, $E_1 = E_2 = 12$ В предельное значение напряжения емкости не превысит 250 В, а значение тока в ветвях — 7,5 А, что подтверждается вычислениями и результатами моделирования схемы в программе MultiSim 11.0 (рис. 7, 8).

Определив законы изменения тока ветвей и напряжения емкости, перейдем к главной задаче. Определим соотношение между затраченной энергией и энергией, накопленной в электрическом поле емкости C_1 за различное число тактов работы ключей. Энергию, поступившую к моменту времени t_1 , определяем интегрированием:

$$w = w(t_1) = \int_{-\infty}^{t_1} u \times i \times dt. \quad (10)$$

Для анализируемой схемы напряжение источника E_1 или E_2 постоянно и равно 12 В. Законы же изменения тока ветвей требуют дополнительного анализа. Для первого такта работы ключей закон изменения тока (см. выражение 4) носит колебательный затухающий характер, начальная амплитуда которого всецело определяется напряжением источника E_1 и реактивным сопротивлением индуктивности L_1 . Для второго такта работы ключей закон изменения тока (см. выражение 8) тоже носит колебательный затухающий характер, однако определяется двумя составляющими. Первая составляющая тока задается источником E_2 . Вторая составляющая тока связана с напряжением $u_{C1}(0)$ емкости C_1 , заряженной в течение первого такта срабатывания ключа J_1 . Обе составляющие тока имеют одну фазу, причем максимальная амплитуда второй составляющей тока на втором такте почти вдвое больше амплитуды тока первой составляющей вследствие превышения в два раза начального напряжения емкости $u_{C1}(0)$ относительно напряжения источника E_2 . Для третьего такта работы ключей закон изменения тока аналогичен закону для второго такта. Однако начальная амплитуда второй составляющей тока от напряжения емкости почти в три раза больше амплитуды тока первой составляющей от напряжения источника.

Таким образом, амплитудные значения составляющих токов от источников ЭДС E_1 и E_2 в каждом такте постоянны, численно равны $E_1/\omega_1 L_1 = E_2/\omega_2 L_2$, и определяют затрачиваемую на зарядку емкости энергию.

Диоды, установленные в каждой ветви анализируемой схемы, устраняют последующие колебания, кроме первой положительной полуволны. Энергию, затраченную на зарядку емкости, определим с округле-

нием в большую сторону. Для этого площади полуволн тока округлим до площади прямоугольников, ограниченных по высоте амплитудными значениями составляющих токов источников $E_1/\omega_1 L_1 = E_2/\omega_2 L_2$, а по ширине — одной второй периода свободных колебаний контура, образованного емкостью C_1 и индуктивностью L_2 , в зависимости от такта срабатывания ключей.

Для параметров анализируемой схемы $L_1 = L_2 = 1$ мГн, $C_1 = 1$ мкФ одна вторая периода свободных колебаний контура составит $T_c/2 = 99,4$ мкс. Таким образом, энергия, затраченная на зарядку емкости C_1 , за n тактов работы ключей может быть определена следующим образом:

$$w_{in} = \frac{E_1^2}{\omega_1 L_1} \times n \times \frac{T_c}{2} = \frac{E_2^2}{\omega_2 L_2} \times n \times \frac{T_c}{2}. \quad (11)$$

Накопленная энергия заряженной емкости C_1 на каждом i -м такте определяется классической квадратичной функцией напряжения:

$$w_{2i} = C_1 U_{C1i}^2 / 2, \quad (12)$$

где U_{C1i} — амплитудные значения напряжения емкости C_1 , определенные с помощью рекурсивного алгоритма, полученного ранее.

На рис. 9 представлены графики значений энергии, затраченной от источников к i -му такту работы ключей и накопленной на емкости C_1 .

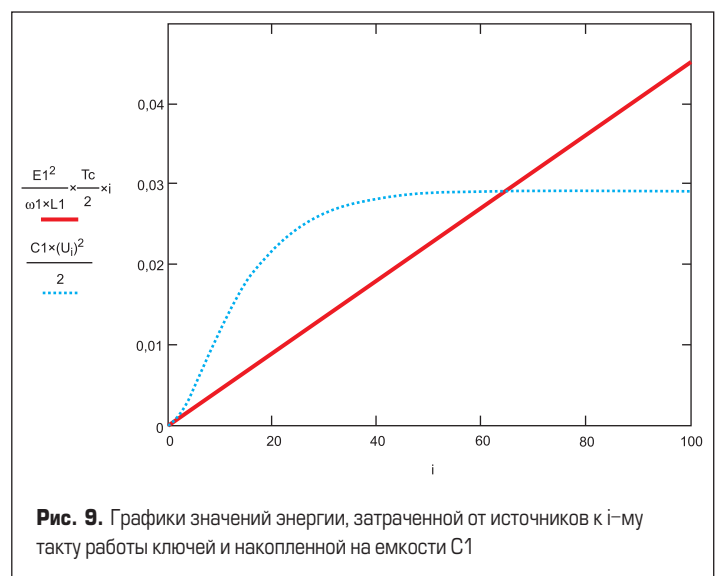
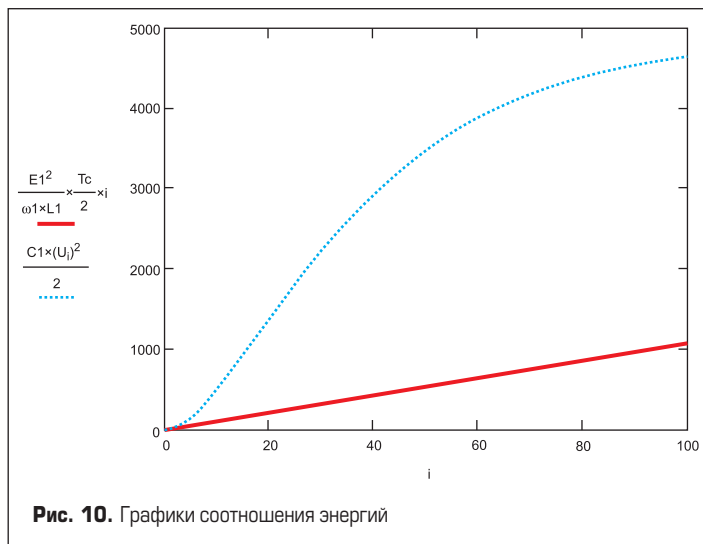


Рис. 9. Графики значений энергии, затраченной от источников к i -му такту работы ключей и накопленной на емкости C_1



Анализ графиков, представленных на рис. 9, показывает, что коэффициент эффективности однотактных и двухтактных импульсных источников не может превышать 100%. Между тем для анализируемой схемы при накоплении энергии на емкости за 10–20 тактов работы ключей возможно превышение накопленной энергии относительно потребленного значения более чем в два раза.

Совершенно очевидно, что увеличение выходной мощности устройства и соотношения между затраченной и накопленной энергиями возможно за счет увеличения добротности контуров (снижение активных потерь) и увеличения напряжения первичных источников.

Работа рассматриваемой схемы возможна и на малых частотах. Так, для схемы с параметрами $E_1 = E_2 = 220$ В, $R_1 = R_2 = 1$ Ом, $R_3 = 0,1$ Ом, $L_1 = L_2 = 150$ мГн, $C_1 = 70$ мкФ частота свободных колебаний составит 50 Гц. Графики соотношения энергий представлены на рис. 10.

В этом случае оптимальное время накопления энергии в конденсаторе — 25 тактов. Значение затраченной энергии за 1 с $266 \times 50 / 25 = 532$ Дж, накопленной — соответственно $1790 \times 50 / 25 = 3580$ Дж.

На основе доказанного квадратичного способа накопления энергии возможно построение большого разнообразия устройств электропитания с различными схемными способами накопления и съема энергии. Так, проанализированная схема первоначально была реализована на полумостовой транзисторной схеме, представленной на рис. 11.

Дальнейшее повышение эффективности устройства было достигнуто за счет использования мостовой схемы и усовершенствованных схем съема энергии.

Детальный анализ схем также показал, что при отсутствии диодов можно достичь аналогичных и даже лучших показателей. Наличие

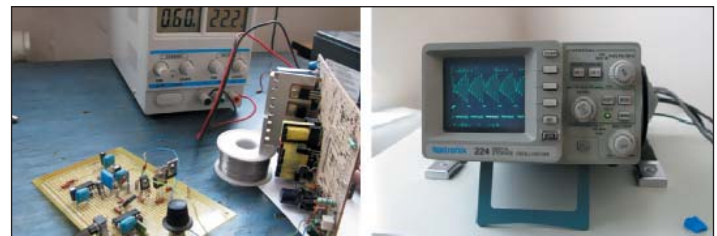


Рис. 11. Полумостовая схема с подсистемой управления и осциллограмма изменения напряжения емкости C_1 в период накопления и съема энергии на нагрузку

диодов не требует точной синхронизации по частоте. Без полупроводниковых диодов схема работоспособна в режиме обычного резонанса. При этом необходимо либо получение синусоидального сигнала определенной частоты и точное совпадение этой частоты с частотой свободных колебаний контура, либо работа от постоянного тока, но точное кратковременное срабатывание ключей накачки при прохождении осциллограммы тока через нулевое значение.

Выводы

В ходе исследований было доказано, что в резонансных контурах возможно накопление энергии, многократно превышающей по значению затраченную энергию. Квадратичный способ накопления энергии может быть положен в основу большого разнообразия преобразовательных устройств, включая автономные ИЭП.

Литература

1. Пат. 125415 (РФ) МПК Н 02 М 3/00/. Импульсный резонансный преобразователь напряжения / К. В. Менакер, А. С. Цветаева. Заявитель и патентообладатель Менакер К.В., Цветаева А.С. № 2012135927 // Бюл. № 6. 27.02.13.
2. Менакер К. В., Цветаева А. С. Импульсный редуцирующий преобразователь мощности // Ежемесячный научно-теоретический и производственно-технический журнал ОАО «Российские железные дороги». «Автоматика, связь, информатика». 2012. № 6.
3. Менакер К. В., Цветаева А. С. Импульсный редуцирующий преобразователь мощности электрической энергии // Инженерные и научные приложения на базе технологий National instruments. Сб. трудов XI МНПК. 2012
4. Менакер К. В., Цветаева А. С. Создание ударного контура возбуждения импульсного резонансного преобразователя мощности // Электротехника. 2015. № 5.