

УДК 621.3.08:621.3.089.2:621.311.6

<https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-2-66-77>

НАУЧНАЯ СТАТЬЯ

Топология безындуктивных DC/DC преобразователей с гальваническим разделением цепей

В.П. Бабенко,
В.К. Битюков[@]

МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, 119454 Россия

[@] Автор для переписки, e-mail: bitukov@mirea.ru

Резюме. В малоэнергопотребляющих и высокоинтегрированных электронных системах используются безындуктивные (бездроссельные) DC/DC преобразователи, позволяющие избежать характерных ограничений для дроссельных преобразователей – стоимость и массогабариты дросселей. Проведен схемотехнический анализ базовых топологий безындуктивных DC/DC преобразователей с накачкой заряда, выполняющих типовые преобразования напряжения постоянного тока – понижение, повышение и инвертирование. Гальваническая развязка между входной и выходной цепями преобразователя достигается даже в интегральном исполнении за счет формирования временной задержки ключей (Dead Time, DT), коммутирующих «летающий» конденсатор, перекачивающий заряд в накопительный конденсатор и нагрузку. Разработана схема формирования DT и исследованы его параметры, при которых обеспечивается предотвращение сквозных токов через ключи, и выполняются условия гальванической развязки входной и выходной цепей. Имитационное моделирование выполнено в популярной программе *Electronics Workbench*, широко используемой в подготовке специалистов радиоэлектронного профиля в высшей школе. Представлены результаты исследования основных энергетических характеристик DC/DC преобразования, таких как выходной ток и напряжение, коэффициент передачи напряжения, КПД, выходное эквивалентное сопротивление. Проведена оценка эффективности преобразования при вариации емкостей «летающего» и накопительного конденсаторов, сопротивления ключей в замкнутом состоянии и частоты коммутации. Показано, что метод накачки заряда прост и эффективен при небольших токах нагрузки (единицы мА), когда коэффициент передачи напряжения с входа на выход и КПД высоки и приближаются к единице. Однако при увеличении тока нагрузки снижается коэффициент передачи напряжения и КПД, растут пульсации выходного напряжения.

Ключевые слова: радиоэлектроника, DC/DC, преобразователь, накачка заряда, зарядовый насос, безындуктивный, моделирование, «летающий» конденсатор, конденсатор фильтра, пульсации, X-точка

• Поступила: 15.06.2020 • Доработана: 03.07.2020 • Принята к опубликованию: 30.08.2020

Для цитирования: Бабенко В.П., Битюков В.К. Топология безындуктивных DC/DC преобразователей с гальваническим разделением цепей. *Российский технологический журнал*. 2021;9(2):66–77. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-2-66-77>

Прозрачность финансовой деятельности: Никто из авторов не имеет финансовой заинтересованности в представленных материалах или методах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

RESEARCH ARTICLE

Topology of non-inductive DC/DC converters with galvanic isolated circuits

Valery P. Babenko,
Vladimir K. Bitukov[@]

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

Abstract. Non-inductive (throttle-free) DC/DC converters are used in low-power and highly integrated electronic systems. A circuit analysis of the basic topologies of non-inductive DC/DC charge-pumped converters which perform typical DC-voltage conversions, i.e., lowering, raising and inverting, was carried out. The galvanic isolation between the input and output circuits of the converter was achieved even in the integrated version due to forming a time delay of the switches (Dead Time, DT), commuting a “flying” capacitor, which is transferring the charge to the storage capacitor and the load. A circuit of the DT driver was developed and its parameters, at which the through-current flow in the switch is prevented and the conditions of galvanic isolation of the input and output circuits are satisfied, were studied. The simulation was built with a popular Electronics Workbench software, widely used in training of specialists in radio electronics at higher educational institutions. The results of the study of the basic power characteristics of DC/DC conversion, such as output current and voltage, voltage transfer coefficient, efficiency, output equivalent resistance, were presented. The efficiency of conversion was estimated by varying the capacities of the “flying” and storage capacitors, the resistance of the switches in the closed state, and the frequency of switching. It is proved that the charge pumping method is simple and effective at low load currents (mA units), when both the voltage transfer coefficient from input to output and efficiency are high, and are approaching to “one”. However, with the increase of the load current, the voltage transfer coefficient and efficiency decrease, the output voltage ripples increase.

Keywords: radio electronics, DC/DC, converter, current charge pumping, a charge pump, non-inductive, simulation, “flying” capacitor, filter capacitor, ripples, X-point

• Submitted: 15.06.2020 • Revised: 03.07.2020 • Accepted: 30.08.2020

For citation: Babenko V.P., Bitukov V.K. Topology of non-inductive DC/DC converters with galvanic isolated circuits. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2021;9(2):66–77 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-2-66-77>

Financial Disclosure: No author has a financial or property interest in any material or method mentioned.

The authors declare no conflicts of interest.

Емкостные зарядовые насосы относятся к классу безындуктивных (бездроссельных) DC/DC преобразователей с накоплением энергии в конденсаторе и переносом заряда от одного конденсатора к другому с помощью системы переключателей. Подобные преобразователи имеют превосходные массогабаритные характеристики, высокий КПД, совместимы с интегральной технологией и не требуют дорогих катушек индуктивности. Они прекрасно работают в слаботочных портативных устройствах с батарейным питанием, требующих нескольких напряжений, где первостепенное значение имеет комбинация малых массогабаритных параметров, микропотребления,

высокого КПД и не предъявляется жестких требований к качеству стабилизации. Эти простые схемы могут удваивать, инвертировать постоянное входное напряжение, прекрасно совмещаются с архитектурой микроконтроллерных систем, находящаяся большую часть времени в режиме ожидания с минимальным энергопотреблением (когда система лишь изредка переключается в активный режим) [1–4].

В литературе безындуктивные преобразователи без регулировки выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ или с дискретным регулированием получили названия «зарядовый насос» или «преобразователи с накачкой (или подкачкой) заряда». В случае если в структуре

зарядового насоса имеется какой-либо механизм регулировки выходного напряжения, то такие DC/DC преобразователи обычно относят к классу преобразователей на переключаемых конденсаторах [1].

В последние годы проблеме построения DC/DC преобразователей с накачкой заряда посвящено достаточно много работ. Физика и схемотехника DC/DC преобразователей рассмотрены в [5–11], результаты моделирования – в [12–16], а экспериментального исследования конкретных микросхем, например, MAX1759, MCP1253 и LM27762 – в [5, 17–23].

Необходимо поддерживать инновационный подход к исследованию DC/DC, который изложен в [23]. В этой работе представлены результаты моделирования работы микросхемы двухполярного DC/DC преобразователя LM27762 с помощью программного обеспечения *WEBENCH Power Designer*, разработанного компанией-производителем *Texas Instruments*. Расчеты проведены непосредственно на сайте компании. При выполнении экспериментальных исследований была использована полученная от производителя микросхемы LM27762 готовая тестовая плата – тестовый модуль LM27762EVM. Наличие тестовой платы, модели и программного обеспечения, созданных производителем микросхемы, снимает все проблемные вопросы сопоставления результатов моделирования с результатами эксперимента, которые могут быть связаны с использованием компонентов схемы с отличающимися характеристиками и влиянием разводки платы. В технической документации на микросхему отсутствует информация о характеристиках использованных в микросхеме ключей и конденсаторов. К сожалению, нет и описания разработанной модели. Выполнено сравнение результатов моделирования с результатами экспериментов. Показано, что созданная производителем модель работы микросхемы LM27762 является приближенной. Модель работы микросхемы не позволяет получать данные по пульсациям отрицательного напряжения на ее выходе. Эксперименты показали, что приводимые в документации на микросхему очень ограниченные данные по пульсациям выходного напряжения являются заниженными.

Они существенно зависят от входного и выходного напряжения и токов нагрузки. В целом сравнение результатов моделирования работы системы накачки заряда микросхемы LM27762 при ее работе в режиме пачек с соответствующими результатами экспериментов показывает, что на качественном уровне совпадение результатов расчета с экспериментом можно считать удовлетворительным. Обнаруженное расхождение результатов экспериментов с результатами моделирования, полученными при использовании модели производителя LM27762, показало, что реальная проверка совершенства микросхем должна опираться на три фактора: эксперимент, моделирование и совместный анализ полученных результатов.

Однако многие вопросы схемотехнических особенностей DC/DC преобразователей с накачкой заряда не изучены.

В типовой реализации (рис. 1) DC/DC преобразователя с накачкой заряда используется принцип коммутации конденсатора C1 с помощью двояных ключей S1 и S2. Преобразование напряжения происходит за счет перераспределения заряда в конденсаторах C1 и C2. Конденсатор C1 называется «летающим» (очевидно термин связан с его «перелетом») (переключением) от входной цепи к выходной). Конденсатор C2 – накопительный конденсатор, обеспечивающий сглаживание пульсаций выходного напряжения.

Значимым параметром DC/DC преобразователей является коэффициент k_u передачи напряжения со входа на выход, определяемый формулой $k_u = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$, где $U_{\text{ВХ}}$ – входное напряжение. Он, в свою очередь, определяется конфигурацией включения конденсаторов в первой и второй фазах работы DC/DC преобразователя.

В начальном тактовом цикле, когда двоянные ключи S1 и S2 находятся в положении 1, «летающий» конденсатор C1 заряжается током $I_{\text{зар}}$ от источника E1 постоянного входного напряжения (рис. 1а) до напряжения $U_{\text{ВХ}}$, а в следующем тактовом цикле, когда ключи S1 и S2 находятся в положении 2, «летающий» C1 разряжается током $I_{\text{разр}}$ на параллельно включенный накопительный конденсатор C2 фильтра и нагрузку R1 (рис. 1б) до напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$.



Рис. 1. Циклы заряда/разряда «летающего» конденсатора C1 в режиме повторителя: (а) цикл заряда; (б) цикл разряда

В таком DC/DC преобразователе «летающий» конденсатор C1 перекачивает заряд из входной цепи в выходную. Напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ на резисторе нагрузки R1 имеет ту же полярность, что и $U_{\text{ВХ}}$. Выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ практически равно входному напряжению $U_{\text{ВХ}}$ или несколько меньше. Различие напряжений $U_{\text{ВХ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$ зависит от емкости конденсаторов C1 и C2 и постоянной времени τ разряда конденсатора C2 через резистор нагрузки R1, т.е. $\tau = R1C2$. Особенностью преобразователей подобного типа, представляющих практический интерес, является гальваническая развязка источника входного $U_{\text{ВХ}}$ и выходного $U_{\text{ВЫХ}}$ напряжений, что позволяет комбинировать включение этих гальванически независимых источников напряжения при высоком КПД перекачки заряда. Фактически рассматриваемая топология DC/DC преобразователя реализует повторитель напряжения (рис. 1).

На рис. 2 показана упрощенная схема DC/DC преобразователя с инверсией полярности выходного напряжения и с накачкой заряда $U_{\text{ВЫХ}} \approx -U_{\text{ВХ}}$.

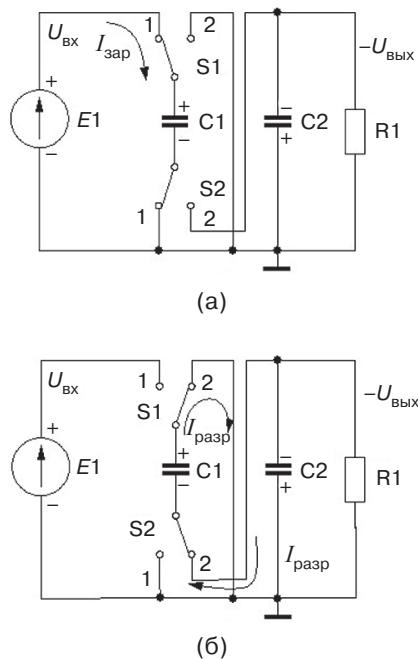


Рис. 2. Циклы заряда/разряда «летающего» конденсатора C1 в режиме инвертора: (а) цикл заряда; (б) цикл разряда

«Летающий» конденсатор C1 заряжается, как и в предыдущем случае, до напряжения $U_{\text{ВХ}}$ входного источника напряжения и разряжается на накопительный конденсатор C2 с инверсией знака напряжения. Отсутствие гальванической связи между источником выходного напряжения (конденсатор C2) и входной цепью позволяет заземлить любой выход конденсатора фильтра C2 и получить отрицательное напряжение на выходе относительно «земли» (рис. 2) по модулю несколько меньшее входного или последовательно

сложить напряжение на «летающем» конденсаторе C1 с входным напряжением $U_{\text{ВХ}}$, получая на нагрузке напряжение приблизительно вдвое большее, чем входное, как показано на рис. 3.

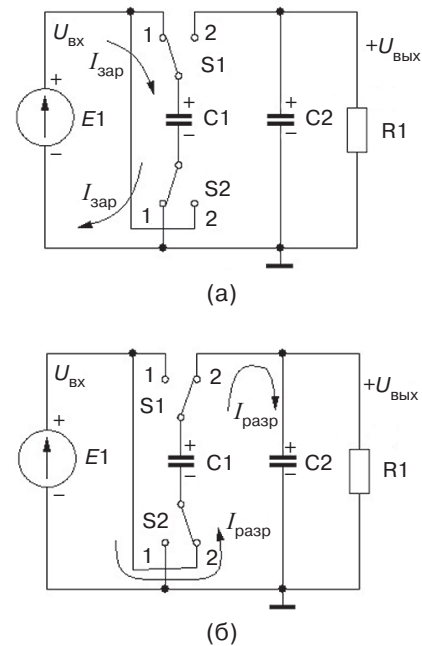


Рис. 3. Циклы заряда/разряда «летающего» конденсатора C1 в режиме удвоителя напряжения: (а) цикл заряда; (б) цикл разряда

В отличие от DC/DC преобразователей с индуктивными элементами, напряжение на выходе которых обычно регулируется изменением коэффициента заполнения импульсов, регулирование и стабилизация выходного напряжения с сохранением высокого КПД в устройствах с коммутацией конденсаторов возможно лишь дискретно изменением коммутации ключей, выполняемой управляющим контроллером.

Топология преобразователя с единственным «летающим» конденсатором является простейшей и позволяет реализовать высокий КПД лишь тогда, когда выходное напряжение кратно входному напряжению при коэффициенте передачи k_u напряжения со входа на выход равном 2/1, 1/1, 1/2. При усложнении схемы, например, при увеличении количества коммутируемых параллельно-последовательно включенных конденсаторов, можно обеспечить более тонкую градацию коэффициента передачи напряжения со входа на выход. При n коммутируемых конденсаторах можно обеспечить значение k_u в диапазоне [3]

$$\frac{2n-2}{2n-1} \geq k_u \geq \frac{1}{2n-1}.$$

Дискретная регулировка позволяет сохранить высокий КПД во всем диапазоне регулируемого

напряжения, но точность поддержания выходного напряжения невысока и определяется топологией ключей и возможностями управляющего контроллера.

В тех случаях, когда предъявляются более жесткие требования к стабильности выходного напряжения DC/DC преобразователей, используется плавная регулировка с помощью линейного стабилизатора с малым падением напряжения на регулирующем элементе LDO, что обеспечивает высокий уровень стабилизации выходного напряжения, низкие пульсации и шум при некотором снижении КПД.

Основными элементами DC/DC преобразователей с накачкой заряда является набор переключателей и конденсаторов. В конструкциях на дискретных компонентах переключателями служат диоды (в выпрямителях с умножением напряжения), а в интегральном исполнении вместо них используются MOSFET переключатели с малым сопротивлением открытого канала, управляемые встроенным тактовым генератором. Конденсаторы обычно не включаются в состав микросхем, что позволяет выбирать их тип и емкость в зависимости от рабочей частоты и требований к пульсациям выходного напряжения. Выпускаются также микросхемы со встроенными конденсаторами, но выбор их невелик, а цена высока.

СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

При проектировании DC/DC преобразователей с накачкой заряда необходимо учитывать особенности процессов обмена энергией в коммутируемых конденсаторах, а также способы, которыми достигается высокая эффективность преобразования и особенности коммутационных процессов в переходных режимах работы.

Схемотехническое моделирование позволяет исследовать коммутационные процессы работы DC/DC преобразователя, а это, в свою очередь, позволяет выбрать технические решения для минимизации потерь преобразования и тепловыделения, обеспечивающих большой КПД, и оптимизировать частоту переключения.

При моделировании подобных преобразователей следует учитывать следующие особенности:

- силовой ключ работает в режиме с большими импульсными токами и возможным изменением полярности напряжений на его выводах;
- драйверы управления ключом должны обеспечивать необходимые управляющие токи и напряжения, обеспечивая высокое быстродействие и гальваническую развязку между силовыми и управляющими цепями;
- использование топологии множества силовых ключей, работающих в определенной последовательности, требует формирования временной

задержки («мертвое» время, Dead Time) – паузы в интервалах между включением и выключением, чтобы исключить протекания сквозных токов во время переходных процессов.

В качестве среды моделирования была использована программа *Electronics Workbench (EWB)*, что обусловлено спецификой поставленной задачи. Программа *EWB* (младшие версии) давно и успешно используется при проведении имитационного моделирования [2, 4, 5], отличается удобным, интуитивно понятным интерфейсом. Кроме традиционного Spice анализа *EWB* позволяет пользователям подключать к исследуемой схеме виртуальные контрольно-измерительные приборы, приближенные к реальным аналогам. В *EWB* имеется встроенная обширная библиотека аналоговых и цифровых электронных компонентов, большой набор методов анализа различных характеристик электронных схем. Имеется большая библиотека мощных *n*- и *p*-канальных MOSFET транзисторов фирм *International Rectifier* и *Zetex Semiconductors*, открывающая возможность анализа схемотехники силовых устройств. В настоящее время накоплен значительный опыт и существует обширная литература по использованию *EWB* в разных областях аналоговой и цифровой электроники.

Однако задача моделирования осложняется отсутствием в библиотеке программы *EWB* элементной базы контроллеров и драйверов с функцией «Dead Time». Вопросы формирования и оптимизации временных задержек требуют соответствующего схемотехнического решения.

При моделировании DC/DC преобразователя с накачкой заряда простое и естественное решение реализовать ключи на MOSFET транзисторах с соответствующими драйверами, как часто и бывает, не является самым лучшим. Недостатки очевидны: сложность и большое количество компонент, в том числе, по крайней мере, четыре силовых ключа, управляемых каждый своим контроллером. Причем работа контроллеров должна быть определенным образом синхронизована для предотвращения сквозных токов через каждую пару последовательно включенных ключей. В литературе информация о подобных устройствах ограничивается на уровне функциональных схем без рассмотрения электрических схем.

Процесс схемотехнического моделирования целесообразно разбить на два этапа. На первом этапе отрабатывается коммутационная схема преобразователя на базе идеализированного ключа. Исследуются основные характеристики, связанные с управлением, уточняются требования к коммутаторам. И лишь на втором этапе возможна разработка и отладка электрической схемы преобразователя на MOSFET компонентах и исследование энергетических характеристик работы преобразователя.

В функциональном наборе средств программы *EWB* имеется несколько инструментов, которые пригодны при моделировании ключей с гальванической развязкой управляющих сигналов от силовых ключей. Простейшим решением является библиотечный компонент *Voltage-Controlled Switch* – двухконтактный электромеханический ключ, привлекающий несомненными достоинствами:

- управляется логическим сигналом;
- нет ограничений по току, напряжению и быстродействию;
- цепь управления и силовая цепь гальванически развязаны;
- имеется возможность задавать в опциях сопротивление ключа во включенном и выключенном состоянии.

При моделировании схемы (рис. 1) зарядового насоса трехконтактные ключи были заменены на двухконтактные S1–S4 (рис. 4), управление которыми производится парафазными импульсами, формируемыми логическими элементами (ЛЭ) U1 и U2. Частота коммутации задается генератором прямоугольных импульсов V2 (Clock) 500 кГц с коэффициентом заполнения импульса 0.5. Цепочка R1C3 и логические элементы U1 и U2 формируют временную паузу t_3 («мертвое» время, Dead Time) между моментом закрытия силовых ключей S1 и S2, через которые осуществляется заряд «летающего» конденсатора C1 и моментом включения ключей S3 и S4, через которые конденсатор C1 перекачивает заряд в накопительный конденсатор C2 и нагрузку R4.

Контроль входного тока (постоянной составляющей), потребляемого зарядовым насосом от источника напряжения V1, выполняется амперметром M1. Контроль формы импульсов входного тока осуществляется осциллографом и преобразователем

ток-напряжение V3 (Current Controlled Voltage Source), который преобразует ток, протекающий через датчик тока, в эквивалентное ему напряжение, выделяемое на заземленном резисторе R3. Входной фильтр L1C4 уменьшает влияние импульсной составляющей входного тока на показания амперметра M1.

Выходной ток и напряжение на нагрузке R4 (постоянная составляющая) измеряются приборами M3 и M4, а форма напряжения пульсаций выходного напряжения контролируется осциллографом.

Гальваническая развязка между выходным напряжением на сопротивлении нагрузки и входным напряжением, формируемым источником напряжения V1, позволяет заземлить выходную секцию зарядового насоса C2 и R4 двумя способами, как показано пунктиром на схеме (рис. 4) – GND1 и GND2. Если выполнено заземление GND1, то напряжение на выходе отрицательное, а зарядовый насос работает в режиме инвертора. Если выполнено заземление GND2, то напряжение на выходе положительное, и зарядовый насос работает в режиме повторителя.

Временные диаграммы работы преобразователя приведены на рис. 5.

Время задержки импульсов t_3 в схеме управления коммутаторами связано с искажением фронтов интегрирующей RC-цепочкой R1C3 (рис. 5б). Длительность временного интервала задержки

$$t_3 \cong \tau \cdot \ln \frac{E^1}{U_{\text{пор}}}$$

где E^1 – высокий логический уровень, $U_{\text{пор}}$ – пороговое напряжение переключения логического элемента, $\tau = R1C3$ – постоянная времени RC-цепи, $R1 = 1 \text{ кОм}$, $C1 = 100 \text{ пФ}$.

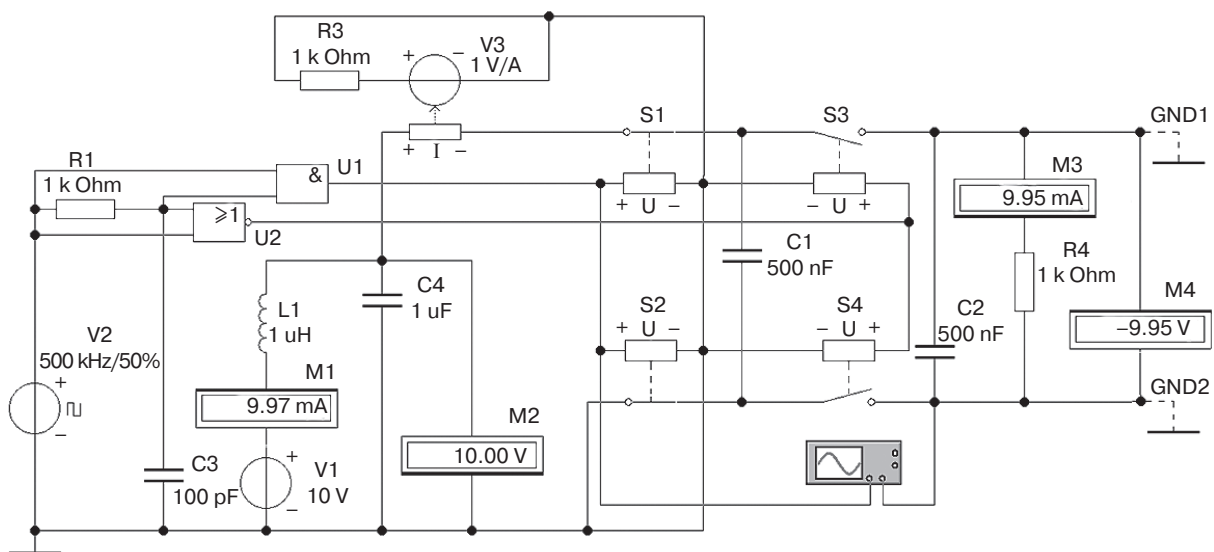


Рис. 4. Схема для исследования зарядового насоса в режиме инвертора и повторителя

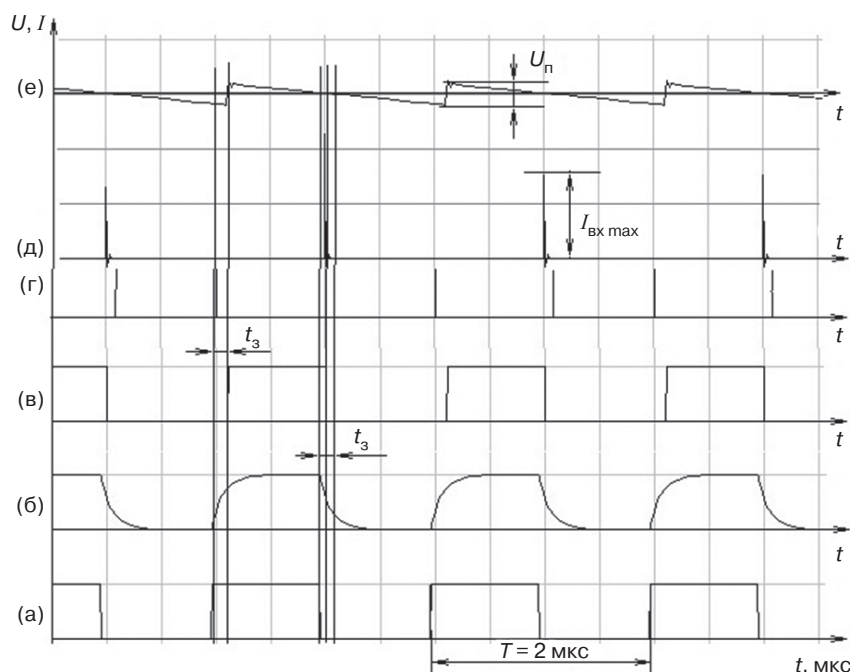


Рис. 5. Временные диаграммы:

- (а) тактовые импульсы генератора V2; (б) напряжение на конденсаторе C1; (в, г) напряжение задержанного импульса на выходе ЛЭ U1 и U2, соответственно; (д) входной ток преобразователя; (е) напряжение пульсаций на выходе преобразователя

Конъюнкция входного импульса (диагр. (а) рис. 5) и импульса после RC цепи (диагр. (б) рис. 5) на элементе U1 «И» позволили получить задержанный импульс управления (диагр. (в) рис. 5) для коммутации ключей S3, S4. Та же комбинация сигналов на входе логического элемента U2 «ИЛИ-НЕ» позволила получить задержанный импульс управления (диагр. (г) рис. 5) для коммутации ключей S1, S2. Время задержки коммутирующих импульсов, достаточное для надежного функционирования, составило около $t_3 = 80$ нс.

Входной ток преобразователя (диагр. (д) рис. 5) содержит постоянную составляющую и короткий импульс тока в момент заряда «летающего» конденсатора с пиковым значением $I_{вх\ max}$ около 80 А. Токвые импульсы могут быть источником помех, уровень которых целесообразно снижать использованием входного фильтра L1C4.

Выходное напряжение (вольтметр V4) при токе нагрузки около 0.8 А составляло 8.15 В, что соответствует коэффициенту передачи k_u напряжения со входа на выход равным 0.81. Размах пульсации U_p выходного напряжения $U_{вых}$ (диагр. (е) рис. 5) составлял примерно 200 мВ.

Необходимо отметить ряд особенностей моделирования рассматриваемых устройств. При наладке схемы моделирования критерием правильной работы схемы является обеспечение гальванической развязки между входной секцией «летающего»

конденсатора C1 и выходной секцией накопительного конденсатора C2.

Во-первых, необходимо убедиться, что напряжение на нагрузке R4, контролируемое вольтметром M4, не изменяется при подключении «земли» к любому выводу нагрузки R4 (верхнему или нижнему) GND1 или GND2, что соответствует положительному или отрицательному напряжению на выходе относительно «земли». Изменение напряжения на вольтметре M4 при подключении заземления GND1 или GND2 является признаком того, что имеются сквозные токи через ключи S1–S4, за счет чего существует гальваническая связь между входной и выходной цепью.

Во-вторых, убедиться в наличии сквозных токов можно в несложном эксперименте. Для этого надо перевести схему, показанную на рис. 4, в режим повторителя, заземлив вывод GND2, отключить или уменьшить до 1 пФ емкости конденсаторов C1, C2 и C3 и на осциллографе наблюдать короткие импульсы (амплитудой, равной напряжению питания V1 и длительностью, равной десяткам наносекунд) сквозного тока на нагрузке R4. Увеличивая емкость конденсатора C3, таким образом увеличивая время задержки DT, добиваются исчезновения сквозного тока; затем нужно восстановить исходные значения емкостей конденсаторов C1 и C2 и убедиться, что в рабочем режиме напряжение на выходе не изменяется при подключении заземления GND1 или GND2.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Исследование влияния сопротивления нагрузки на выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ выполнено в режиме Analysis Parameter Sweep, когда варьируемым параметром было сопротивление нагрузки R4, а контролируемым – напряжение на выходе. Несмотря на то, что исследуемое выходное напряжение постоянно, моделирование приходилось проводить во временной области в режиме Transient Analysis, так как при включении установившийся режим наступает с задержкой порядка 100 мкс (рис. 6). При малом токе нагрузки (линия 3 на рис. 6) и сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$, превышающем 1 кОм, коэффициент k_u передачи напряжения со входа на выход практически равен единице. Однако с увеличением тока нагрузки при сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}} < 100$ Ом k_u быстро снижается (линии 1, 2 на рис. 6). Также с ростом тока нагрузки увеличиваются пульсации выходного напряжения (график 1 на рис. 6).

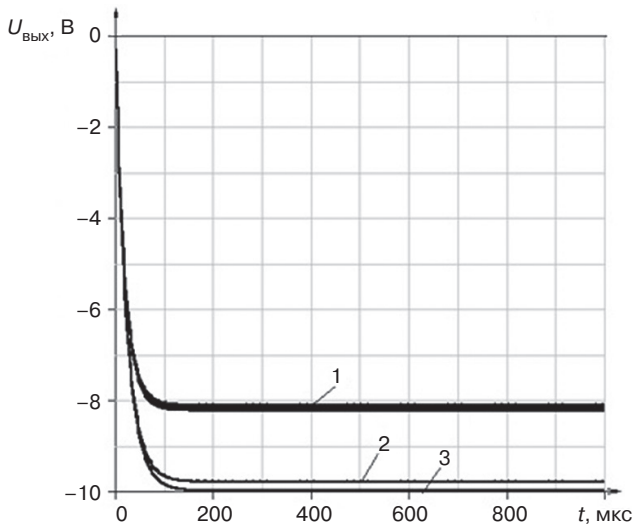


Рис. 6. Зависимость выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ зарядового насоса в режиме инвертора от сопротивления нагрузки (при $C1 = 1$ мкФ, $C2 = 10$ мкФ):
1 – $R_{\text{н}} = 10$ Ом; 2 – $R_{\text{н}} = 100$ Ом; 3 – $R_{\text{н}} = 1000$ Ом

Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ инвертора в установившемся режиме уменьшается при увеличении тока нагрузки. Зависимость постоянной составляющей выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от тока нагрузки $I_{\text{н}}$ удобно представить в классической форме в виде нагрузочной характеристики (график 1 на рис. 7а), полученной по результатам показаний приборов М3 и М4. Линейная зависимость нагрузочной характеристики позволяет вместо графического представления использовать параметр динамического сопротивления $R_{\text{эКВ}} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta I_{\text{вых}}$, зависящий от емкости «летающего» конденсатора $C1$ и частоты коммутации f . Так при емкости «летающего» конденсатора $C1 = 1$ мкФ, динамическое сопротивление $R_{\text{эКВ}}$

преобразователя при частоте коммутации $f = 500$ кГц составило 2 Ом, а при емкости «летающего» конденсатора $C1 = 0.01$ мкФ – 200 Ом.

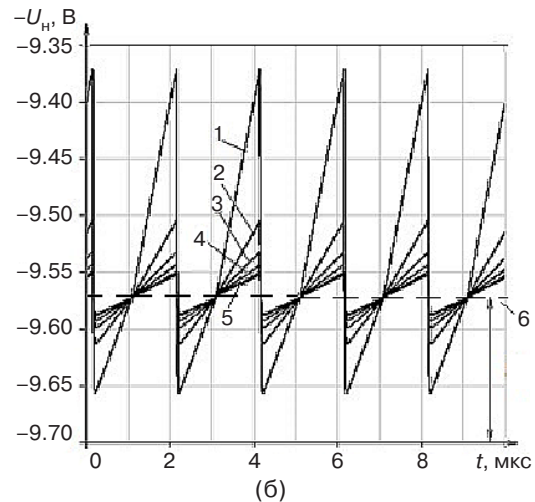
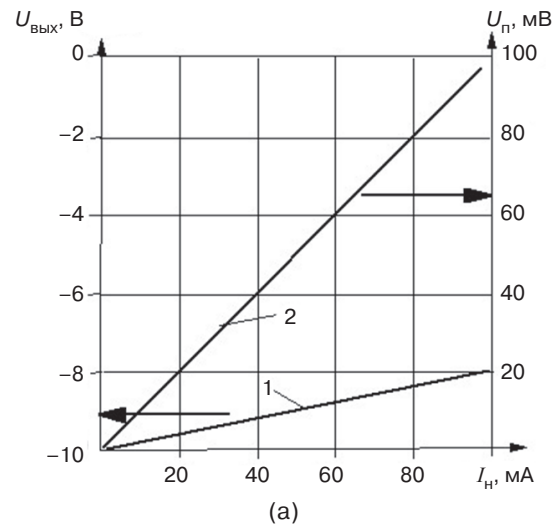


Рис. 7. Выходные характеристики DC/DC инвертора:
(а) зависимость выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от тока нагрузки $I_{\text{н}}$:
1 – постоянная составляющая;
2 – амплитуда пульсаций $U_{\text{п}}$;
(б) форма пульсаций выходного напряжения при емкости конденсатора $C2$:
1 – 1 мкФ; 2 – 3 мкФ; 3 – 5 мкФ; 4 – 7 мкФ; 5 – 10 мкФ; 6 – уровень постоянной составляющей выходного напряжения $U_{\text{вых}}$

С ростом тока нагрузки $I_{\text{н}}$ возрастает амплитуда пульсаций $U_{\text{п}}$ выходного напряжения (линия 2 на рис. 7а), величина которой в основном определяется величиной емкости конденсатора $C2$ фильтра и током нагрузки $I_{\text{н}}$. Осциллограммы пульсаций выходного напряжения (рис. 7б) получены для разной емкости конденсатора $C2$ фильтра при $C1 = 1$ мкФ и сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}} = 10$ Ом. Форма пульсаций представляет собой линейно изменяющееся напряжение, крутизна которого различна, ниже и выше уровня $U_{\text{вых}}$, отмеченного пунктиром 6, что особенно замет-

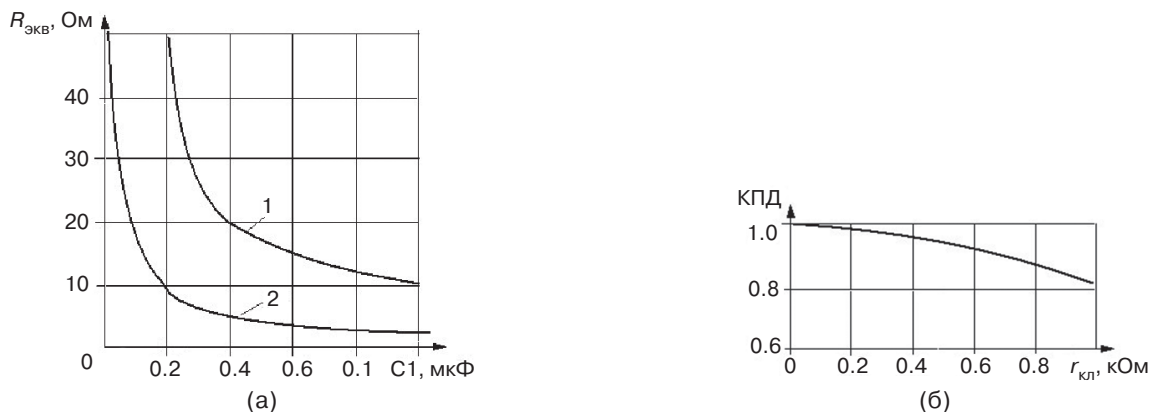


Рис. 8. Энергетические характеристики инвертора:

- (а) зависимость выходного эквивалентного сопротивления $R_{экв}$ от емкости «летающего» конденсатора $C1$ при частотах коммутации: 1 – $f = 100$ кГц; 2 – $f = 500$ кГц;
- (б) зависимость КПД преобразователя от сопротивления ключа $r_{кл}$

но при уменьшении емкости фильтра $C2$ (линия 1 на рис. 7б) и повышенной амплитуде пульсаций.

Особенность временной зависимости мгновенного выходного напряжения при вариации емкости конденсатора $C2$ фильтра проявляется в наличии X-точки, амплитуду которой и называют постоянной составляющей выходного напряжения $U_{вых}$.

Подобный факт, а именно наличие X-точки, ранее был отмечен у спектральной монохроматической излучательной способности ряда металлов, например, молибдена, золота, кобальта, платины, рения, то есть точки пересечения изотерм излучательной способности [24]. Более того, тантал имеет даже X-область.

Асимметрия формы пульсаций выходного напряжения связана с изменением постоянной времени цепи нагрузки во время циклов заряда/разряда «летающего» конденсатора. Уровень напряжения $U_{вых}$, отмеченный пунктиром 6 (рис. 7б), лишь в первом приближении можно называть постоянной составляющей выходного напряжения. Постоянная составляющая выходного напряжения $U_{вых}$, измеренная осциллографом (рис. 7б), не зависит от величины емкости конденсатора $C2$ фильтра, но при измерении выходного напряжения вольтметром М4 наблюдается слабое ее влияние вследствие асимметрии формы пульсаций.

Динамическое эквивалентное сопротивление DC/DC инвертора напряжения при указанных параметрах схемы составило 2 Ом и определялось емкостью конденсатора $C1$. На рис. 8а приведена экспоненциальная зависимость выходного динамического сопротивления $R_{экв}$ для разных значений «летающего» конденсатора $C1$. С увеличением частоты коммутации f выходное сопротивление снижается. Вследствие асимметрии формы пульсаций напряжения наблюдается некоторое расхождение в показании вольтметра М4, выполняющего интегрирование выходного напряжения, и измерениями $U_{вых}$ осциллографом, как показано на рис. 7б.

При выборе параметров коммутирующих транзисторов практический интерес представляет влияние сопротивления $r_{кл}$ ключей S1–S4 в замкнутом состоянии на работу преобразователя, что является определяющим фактором при выборе типа транзисторов, оценки потерь преобразования и КПД.

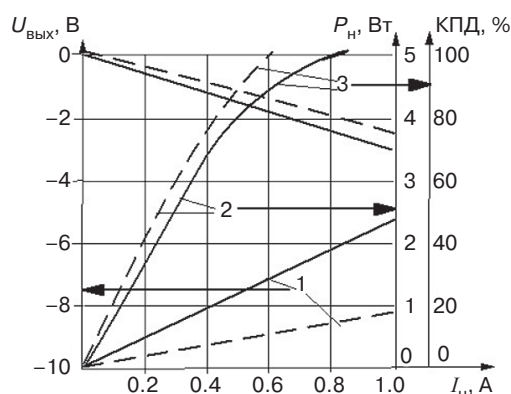


Рис. 9. Характеристики инвертора при разном токе нагрузки I_n и разной емкости конденсаторов $C1 = C2 = C$ (сплошные линии – $C = 0.5$ мкФ; штриховые линии – $C = 1$ мкФ): 1 – выходное напряжение $U_{вых}$; 2 – мощность P_n нагрузки; 3 – КПД

Количественно влияние $r_{кл}$ моделировали, изменяя параметр One State Resistance в опциях ключа Voltage-Controlled Switch при оценке КПД. Как и следовало ожидать, КПД снижается с ростом сопротивления ключа. На рис. 8б приведена зависимость КПД от сопротивления ключа $r_{кл}$. Моделирование проводилось при параметрах, указанных в схеме, и сопротивлении нагрузки 10 Ом. Как показало моделирование, сравнительно небольшое сопротивление $r_{кл} \leq 0.1$ Ом слабо влияет на выходное напряжение $U_{вых}$ и КПД, что вполне согласуется с возможностями современных MOSFET транзисторов.

С ростом силы тока нагрузки I_H линейно уменьшается выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ инвертора, растет выходная мощность (график 2 на рис. 9), но снижается КПД (график 3 на рис. 9). Увеличение емкости конденсаторов C1 и C2 несколько улучшает картину (пунктирные графики на рис. 9), сохраняя основные тенденции. Однако приемлемые энергетические характеристики безындуктивного преобразователя с накачкой заряда обеспечиваются при токе нагрузки менее 100 мА.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выполнен схемотехнический анализ трех топологий безындуктивных DC/DC преобразователей с накачкой заряда и гальванической развязкой между входной и выходной цепями:

- топология повторителя обеспечивает гальваническую развязку выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ и входного напряжения $U_{\text{ВХ}}$, причем $U_{\text{ВЫХ}}$ имеет ту же полярность, что и $U_{\text{ВХ}}$, и выходное напряжение практически равно входному напряжению или несколько меньше;
- топология инвертора обеспечивает гальваническую развязку $U_{\text{ВЫХ}}$ и $U_{\text{ВХ}}$, причем выходное напряжение приблизительно равно входному напряжению, но противоположного знака, то есть $U_{\text{ВЫХ}} \approx -U_{\text{ВХ}}$;
- топология удвоителя напряжения позволяет получить выходное напряжение той же полярности, что и входное, но приблизительно вдвое большее, чем входное $U_{\text{ВЫХ}} \approx 2U_{\text{ВХ}}$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Яблоков Д. Современные микропотребляющие DC/DC-преобразователи с накачкой заряда для приборов с батарейным питанием. *Компоненты и технологии*. 2005;2:96–99.
2. DC-DC conversion without inductors. Maxim Integrated Product. Appnote 725. 22 Jul. 2009. URL: <https://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/AN725.pdf>
3. Ballo A., Grasso A.D., Palumbo G. A Review of Charge Pump Topologies for the Power Management of IoT Nodes. *Electronics*. 2019;8(5):480. <https://doi.org/10.3390/electronics8050480>
4. Битюков В.К., Симачков Д.С., Бабенко В.П. *Источники вторичного электропитания*. М.: Инфра-Инженерия; 2019. 376 с. ISBN: 978-5-9729-0267-5
5. Lubarsky G. The forgotten converter. Charge-pump basics. Operation. Texas Instruments Incorporated. SLPY005. 2 July 2015. URL: <http://www.ti.com/lit/wp/slpy005/slpy005.pdf>
6. Онышко Д. Преобразователи постоянного напряжения на коммутируемых конденсаторах. *Chip News*. 2002;3. http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/publ/_rtcs/90_pwm_C_MAX.htm

В рассмотренной топологии удвоителя гальваническая развязка не выполняется.

В рассмотренной схеме зарядового насоса использовались идеализированные ключи из библиотеки программы *Electronics Workbench*, управляемые логическими сигналами, гальванически не связанными с коммутируемыми цепями, которые не имеют ограничения по быстродействию и коммутируемому току. Но они позволили при моделировании DC/DC преобразователей с накачкой заряда варьировать сопротивление замкнутого ключа. Регулируемая схема задержки на логической цепочке обеспечивала формирование временной паузы («мертвое» время, Dead Time) между моментом закрытия одной пары силовых ключей, через которые осуществлялся заряд «летающего» конденсатора, и моментом открытия другой пары ключей, через которые «летающий» конденсатор перекачивает заряд в накопительный конденсатор и нагрузку. Проведенное исследование показало, что минимальное время задержки, при котором обеспечивается гальваническая развязка входной и выходной цепи, составило около 80 нс.

Исследованы энергетические характеристики зарядового насоса в режиме инвертора, форма входного тока, величина выходного напряжения, форма пульсаций выходного напряжения, частота коммутации и факторы, влияющие на выходные параметры.

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

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

REFERENCES

1. Yablokov D. Modern micro-consuming charge-pump DC/DC converters for battery powered devices. *Komponenty i tekhnologii = Components and Technologies*. 2005;2:96–99 (in Russ.).
2. DC-DC conversion without inductors. Maxim Integrated Product. Appnote 725. Jul. 22, 2009. URL: <https://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/AN725.pdf>
3. Ballo A., Grasso A.D., Palumbo G. A Review of Charge Pump Topologies for the Power Management of IoT Nodes. *Electronics*. 2019;8(5):480. <https://doi.org/10.3390/electronics8050480>
4. Bityukov V.K., Simachkov D.S., Babenko V.P. *Istochniki vtorichnogo elektropitaniya (Secondary power supplies)*. Moscow: Infra-Inzheneriya; 2019. 376 p. (in Russ.). ISBN: 978-5-9729-0267-5
5. Lubarsky G. The forgotten converter. Charge-pump basics. Operation. Texas Instruments Incorporated. SLPY005. 2 July 2015. URL: <http://www.ti.com/lit/wp/slpy005/slpy005.pdf>
6. Onyshko D. DC/DC voltage converters on switched capacitors. *Chip News*. 2002;3. (in Russ.). URL: http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/publ/_rtcs/90_pwm_C_MAX.htm

7. Звонарев Е. Решения от Texas Instruments для AC/DC- и DC/DC-преобразователей. *Новости электроники*. 2007;9:6–12.
8. Frenzel L. Зарядовые насосы как альтернатива стабилизаторам других типов. *РадиоЛоцман*. 2017;12:32–35.
9. Бабенко В.П., Битюков В.К. Схемотехника формирователей паузы задержки DEAD TIME в силовых ключах. *Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения*. 2018;18(3):615–620.
10. Макаренко В. О выборе параметров DC/DC-преобразователей с накачкой заряда. *Электронные компоненты и системы*. 2016;2:33–39. URL: http://www.ekis.kiev.ua/UserFiles/Image/pdfArticles/2016_2/V.Makarenko_On%20the%20choice%20of%20parameters%20of%20DC-DC-converters%20with%20charge%20pumps_EKIS_2_2016-2.pdf
11. Бабенко В.П., Битюков В.К., Кузнецов В.В., Симачков Д.С. Моделирование статических и динамических потерь в MOSFET-ключах. *Российский технологический журнал*. 2018;6(1):20–39. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2018-6-1-20-39>
12. Бабенко В.П., Битюков В.К. Имитационное моделирование процессов переключения силовых полевых транзисторов в программе ELECTRONICS WORKBENCH. *Радиотехника и электроника*. 2019;64(2):199–205. <https://doi.org/10.1134/S0033849419020025>
13. Ковалева И.В., Лучанинов Д.В. Обзор сервисов моделирования и разработки электрических схем. *Постулат*. 2018;2-1(28):5. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=32676210>
14. Wang C.-C., Wu J.-C. Efficiency Improvement in Charge Pump Circuits. *IEEE J. Solid-State Circuits*. 1997;32(6):852–860. <https://doi.org/10.1109/4.585287>
15. Hsu C.-P., Lin H. Analysis of power efficiency for four-phase positive charge pumps. In: *Proceeding of the Fifth Lasted International Conference CIRCUITS, SIGNAL, and SYSTEMS*. Banff, Alberta, Canada. July 2–4, 2007. URL: http://www.ee.nchu.edu.tw/Pic/Writings/2343_573-109.pdf
16. Vitchev V. Calculating Essential Charge-Pump Parameters. Maxim Integrated Products. July № 1. 2006. Sunnyvale, California. URL: https://www.researchgate.net/publication/293714428_Calculating_essential_charge-pump_parameters
17. Битюков В.К., Миронов А.В., Михневич Н.Г., Петров В.А. Работа системы накачки заряда DC-DC преобразователя MAX1759 в режиме повышения напряжения. *Вестник Концерна ВКО «Алмаз-Антей»*. 2017;1(20):48–58.
18. Битюков В.К., Петров В.А., Сотникова А.А. Работа DC-DC преобразователя MCP1253 с накачкой заряда в режиме понижения напряжения. *Российский технологический журнал*. 2017;5(4):13–21. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2017-5-4-13-21>
19. Битюков В.К., Иванов А.А., Миронов А.В., Михневич Н.Г., Перфильев В.С., Петров В.А. Исследование характеристик микросхем источников вторичного электропитания с накачкой заряда. *Радиотехника*. 2017;2:126–134.
20. Битюков В.К., Иванов А.А., Миронов А.В., Михневич Н.Г., Перфильев В.С., Петров В.А. Стенд для исследо-
7. Zvonarev E. Texas Instruments solutions for AC/DC and DC/DC converters. *Novosti elektroniki*. 2007;9:6–12 (in Russ.).
8. Frenzel L. Charge pumps as an alternative to other types of stabilizers. *RadioLotsman*. 2017;12:32–35 (in Russ.).
9. Babenko V.P., Bityukov V.K. An integrated circuit for forming DEAD TIME drivers in power switches. *Fundamental'nye problemy radioelektronnogo priborostroeniya = Fundamental problems of radioengineering and device construction*. 2018;18(3):615–620 (in Russ.).
10. Makarenko V.O. On the choice of parameters of DC/DC converters with charge pumps. *Elektronnyye komponenty i sistemy = Electronic Components and Systems*. 2016;2:33–39 (in Russ.). URL: http://www.ekis.kiev.ua/UserFiles/Image/pdfArticles/2016_2/V.Makarenko_On%20the%20choice%20of%20parameters%20of%20DC-DC-converters%20with%20charge%20pumps_EKIS_2_2016-2.pdf
11. Babenko V.P., Bityukov V.K., Kuznetsov V.V., Simachkov D.S. Simulation of static and dynamic losses in MOSFET keys. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2018;6(1):20–39 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2018-6-1-20-39>
12. Babenko V.P., Bityukov V.K. Simulation of switching of high-power FETs using the electronics Workbench Software. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2019;64(2):176–181. <https://doi.org/10.1134/S1064226919020025>
- [Babenko V.P., Bityukov V.K. Simulation of switching of high-power FETs using the electronics Workbench Software. *Radiotekhnika i elektronika = Journal of Communications Technology and Electronics*. 2019;64(2):199–205 (in Russ.)]
13. Kovaleva I.V., Luchaninov D.V. Overview of modeling services and the development of electrical circuits. *Postulat*. 2018;2-1(28):5 (in Russ.). URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=32676210>
14. Wang C.-C., Wu J.-C. Efficiency Improvement in Charge Pump Circuits. *IEEE J. Solid-State Circuits*. 1997;32(6):852–860. <https://doi.org/10.1109/4.585287>
15. Hsu C.-P., Lin H. Analysis of power efficiency for four-phase positive charge pumps. In: *Proceeding of the Fifth Lasted International Conference CIRCUITS, SIGNAL, and SYSTEMS*. Banff, Alberta, Canada. July 2–4, 2007. URL: http://www.ee.nchu.edu.tw/Pic/Writings/2343_573-109.pdf
16. Vitchev V. Calculating Essential Charge-Pump Parameters. Maxim Integrated Products. July No. 1. 2006. Sunnyvale, California. URL: https://www.researchgate.net/publication/293714428_Calculating_essential_charge-pump_parameters
17. Bityukov V.K., Mironov A.V., Mikhnevich N.G., Petrov V.A. Charge pump system operation of DC–DC converter MAX1759 in the voltage boost mode. *Vestnik Kontserna VKO Almaz-Antey = Bulletin of Concern PVO Almaz-Antey*. 2017;1(20):48–58 (in Russ.).
18. Bityukov V.K., Petrov V.A., Sotnikova A.A. Operation of MCP1253 DC/DC charge-pump converter MCP1253 in buck mode. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2017;5(4):13–21 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2017-5-4-13-21>

- вания характеристик микросхем источников вторичного электропитания с накачкой заряда. *Российский технологический журнал*. 2016;4(3):37–52. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2016-4-3-37-52>
21. Никитин Е. Методы уменьшения входных пульсаций для преобразователей с накачкой заряда. *Компоненты и технологии*. 2003;5:58–60.
 22. Barbehenn G.H. Малошумящий повышающе-понижающий регулируемый преобразователь напряжения с выходным током 250 мА на основе зарядового насоса. *РадиоЛоцман*. 2014;2:31–34.
 23. Битюков В.К., Михневич Н.Г., Петров В.А. Моделирование пульсаций отрицательного напряжения в системе накачки заряда и на выходе микросхемы двухполярного DC–DC преобразователя LM27762. *Российский технологический журнал*. 2020;8(1):80–96. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2020-8-1-80-96>
 24. Латыев Л.Н., Петров В.А., Чеховской В.Я., Шестаков Е.Н. *Излучательные свойства твердых материалов*. Справочник, под общ. ред. А.Е. Шейндлина. М.: Энергия; 1974. 472 с.
 19. Bityukov V.K., Ivanov A.A., Mironov A.V., Mikhnevich N.G., Perfil'ev V.S., Petrov V.A. A study of characteristics of microcircuits of secondary power sources with charge pump. *Radiotekhnika = Radio Engineering*. 2017;2:126–134 (in Russ.).
 20. Bityukov V.K., Ivanov A.A., Mironov A.V., Mikhnevich N.G., Perfil'ev V.S., Petrov V.A. Test bench for studying characteristics of integrated circuit chips of secondary regulated charge pump power supply. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2016;4(3):37–52 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2016-4-3-37-52>
 21. Nikitin E. Methods for reducing input ripple for charge-pump converters. *Komponenty i tekhnologii = Components and Technologies*. 2003;5:58–60 (in Russ.).
 22. Barbehenn G.H. Low-noise step up/down adjustable voltage converter with an output current of 250 mA based on a charge pump. *RadioLotsman*. 2014;2:31–34 (in Russ.).
 23. Bityukov V.K., Mikhnevich N.G., Petrov V.A. Simulation of negative voltage ripples at the output of charge pump system and the microcircuit output of bipolar LM27762 DC–DC convert. *Rossiiskii tekhnologicheskii zhurnal = Russian Technological Journal*. 2020;8(1):80–96 (in Russ.). <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2020-8-1-80-96>
 24. Latyev L.N., Petrov V.A., Chekhovskoi V.Ya., Shestakov E.N. *Izluchatel'nye svoistva tverdykh materialov. Spravochnik (Emissivity of solid materials. Handbook)*, Sheindlin A.E. (Ed.) Moscow: Energiya; 1974. 472 p. (in Russ.).

Об авторах

Бабенко Валерий Павлович, к.т.н., доцент, доцент кафедры радиоволновых процессов и технологий Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: vbabenko16091940@gmail.com.

Битюков Владимир Ксенофонтович, д.т.н., профессор, профессор кафедры радиоволновых процессов и технологий Института радиотехнических и телекоммуникационных систем ФГБОУ ВО «МИРЭА – Российский технологический университет» (119454, Россия, Москва, пр-т Вернадского, д. 78). E-mail: bitukov@mirea.ru. ResearcherID Y8325-2018, Scopus Author ID 6603797260, <https://orcid.org/0000-0001-6448-8509>

About the authors

Valery P. Babenko, Cand. Sci. (Eng.), Associate Professor, Associate Professor of the Department of Radio Wave Processes and Technologies, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: vbabenko16091940@gmail.com.

Vladimir K. Bityukov, Dr. Sci. (Eng.), Professor, Professor of the Department of Radio Wave Processes and Technologies, Institute of Radio Engineering and Telecommunication Systems, MIREA – Russian Technological University (78, Vernadskogo pr., Moscow, 119454 Russia). E-mail: bitukov@mirea.ru. ResearcherID Y8325-2018, Scopus Author ID 6603797260, <https://orcid.org/0000-0001-6448-8509>