

НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 621.3.08:621.3.089.2:621.311.6

БЕЗДРОССЕЛЬНЫЙ ПОВЫШАЮЩИЙ DC/DC-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

© 2023 г. В. П. Бабенко^а, В. К. Битюков^{а, *}, А. И. Лавренов^а

^аМИРЭА — Российский технологический университет,
просп. Вернадского, 78, Москва, 119454 Российская Федерация

*E-mail: bitukov@mirea.ru

Поступила в редакцию 31.08.2021 г.

После доработки 21.10.2021 г.

Принята к публикации 10.10.2022 г.

Представлены результаты анализа особенностей процесса накачки заряда в устройствах с коммутируемыми конденсаторами, а также особенностей коммутационных процессов в переходных режимах работы. Рассмотрены способы, которыми достигается высокая эффективность накачки заряда. Схемотехническое моделирование позволило уточнить характеристики процессов, минимизировать потери преобразования, сформулировать рекомендации по выбору параметров элементов преобразователей и формированию сигналов управления.

DOI: 10.31857/S0033849423030026, EDN: ICLVJV

ВВЕДЕНИЕ

Наиболее важной особенностью современных мобильных устройств являются их массогабаритные характеристики, возможность транспортировки и обеспечение работоспособности приборов независимо от физического местоположения пользователя. Мобильность прибора требует малогабаритных и надежных источников питания, которые могли бы работать от общего первичного источника питания — аккумулятора, батареи, а иногда от единственного низковольтного элемента питания, от которого необходимо обеспечить более высокое напряжение питания или напряжение иной полярности. Традиционно для источников питания батарейных устройств используются дроссельные DC/DC-преобразователи. Для преодоления некоторых ограничений, присущих встраиваемым дроссельным DC/DC-преобразователям, в малопотребляющих и высокоинтегрированных электронных системах стали применять микросхемы DC/DC-преобразователей без использования индуктивных элементов. Функционально они могут выполнять те же преобразования напряжения, что и дроссельные, но при этом имеют превосходные массогабаритные характеристики, высокий КПД, совместимы с интегральной технологией, не используют дорогие катушки индуктивности, обеспечивают гальваническую развязку входной и выходной цепи. Кроме того, прекрасно работают в слаботочных портативных устройствах с батарейным питанием, требующих нескольких напряжений, где первостепенное значение имеет комбинация малых габаритов, микропотребления, высокого КПД, не предъявляется жестких

требований к качеству стабилизации напряжения даже при невысоких (до 100 мА) токах нагрузки [1].

1. СХЕМОТЕХНИКА

Топология базовых DC/DC-преобразователей рассмотрена в [2]. Представлены схемотехнические особенности преобразователей с единственным “летающим” конденсатором и инвертирующего повторителя (инвертора напряжения), обладающих гальванической развязкой входной и выходной цепей, и удвоителем напряжения, но без гальванической развязки входной и выходной цепей.

Однако на практике зачастую удвоения напряжения недостаточно (<https://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/AN725.pdf>). Например, в мобильном приборе с питанием цифровых интегральных схем (ИС) от единственного гальванического элемента, имеющего напряжение порядка 1.5 В, удвоения напряжения недостаточно, а каскадно соединять удвоители недопустимо, так как у них нет гальванической развязки. Для подобных задач производитель ИС Maxim Inc. выпустил семейство микросхем для построения повышающих DC/DC-преобразователей с коммутацией двух “летающих” конденсаторов, например MAX619, позволяющих утроить выходное напряжение (<http://www.gaw.ru/html.cgi/txt/ic/Maxim/power/pwm/max619.htm>).

На рис. 1а представлена схемотехника фазы параллельного заряда “летающих” конденсаторов C1 и C2 до напряжения $U_{вх}$, а на рис. 1б — схемотехника фазы разряда последовательно соединенных “летающих” конденсаторов с входным напряжением. Схема коммутации усложнилась,

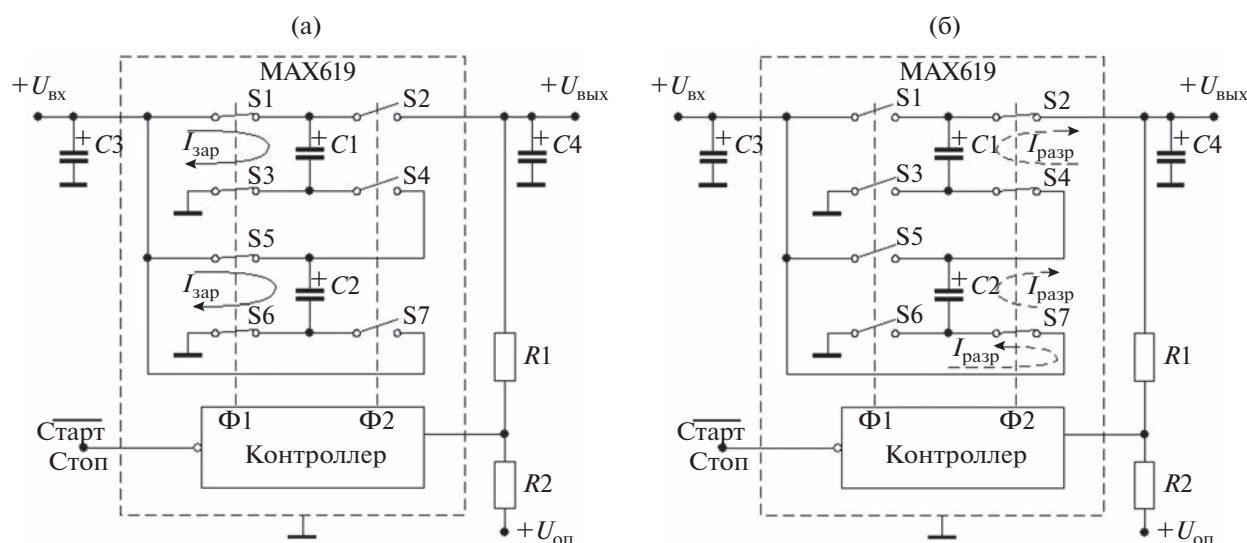


Рис. 1. Устроитель напряжения с двумя «летающими» конденсаторами: а — фаза заряда; б — фаза разряда; сплошные линии со стрелкой — направление протекания тока при заряде «летающих» конденсаторов, штриховые — ток перезаряда.

требуется семь ключей S1...S7, с помощью которых реализуется устроитель напряжения

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} + U_{C1} + U_{C2} \approx 3U_{\text{вх}}.$$

Сплошной линией со стрелкой на рисунке показано направление протекания тока при заряде «летающих» конденсаторов, а пунктирной линией — тока перезаряда последовательно соединенных конденсаторов C1, C2 на накопительный конденсатор $C4 = C_{\text{вых}}$. Часть выходного напряжения, регистрируемого делителем R1R2, используется как отрицательная обратная связь для стабилизации выходного напряжения.

Согласно технической документации ИС MAX619 DC/DC-преобразователь с подкачкой заряда предназначен для использования в малогабаритных портативных системах с автономным питанием. Рекомендуемая величина внешних «летающих» конденсаторов C1 и C2 составляет 0.22 мкФ. Электролитические конденсаторы $C_{\text{вх}} = C3 = C_{\text{вых}} = C4 = 10$ мкФ сглаживают броски тока на входе и выходе. ИС MAX619 обеспечивает стабилизированное выходное напряжение 5 В (с допустимым диапазоном отклонения $\pm 4\%$) при нагрузке 50 мА во всем диапазоне рабочих температур. Диапазон входных напряжений составляет от 2.0 до 3.6 В (два элемента питания) при КПД преобразования не хуже 82%. Встроенный генератор обеспечивает работу на частоте 500 кГц. Вход Старт/Стоп позволяет с помощью логического сигнала управлять работой преобразователя.

В тех случаях, когда возникает необходимость не только повысить, но и инвертировать выходное

напряжение, целесообразно использовать ИС MAX868 (рис. 2а), где два летающих конденсатора C1 и C2 коммутируются шестью ключами S1...S6.

Контроллер формирует два противофазных сигнала $\Phi 1$, $\Phi 2$ с частотой 450 кГц и контролируемой временной задержкой, получившей название Dead Time (DT) — «мертвое время».

Во время фазы заряда «летающие» конденсаторы C1 и C2 соединены параллельно и заряжаются от входного источника до напряжения $U_{\text{вх}}$. При фазе разряда конденсаторы C1 и C2 включены последовательно, формируя на выходе удвоенное напряжение $2U_{\text{вх}}$. С учетом гальванического разделения входной и выходной цепей, к общему выводу был подключен положительный вывод выходной цепи, а отрицательный вывод является потенциальным выходом преобразователя с выходным напряжением $U_{\text{вых}} \approx -2U_{\text{вх}}$.

При входном положительном напряжении $U_{\text{вх}} = +1.0...+5.5$ В напряжение на выходе может регулироваться делителем R1R2 до $-2U_{\text{вх}}$ при выходном токе до 35 мА.

В ИС MAX868 применена архитектура управления с частотно-импульсной модуляцией на принципе разрешения/запрета работы встроенного генератора 450 кГц при стабилизации выходного напряжения. КПД в значительной степени зависит от величины и соотношения входного и выходного напряжений и достигает 80%.

На рис. 2б показана схема включения инвертора с подкачкой заряда MAX868. Согласно техни-

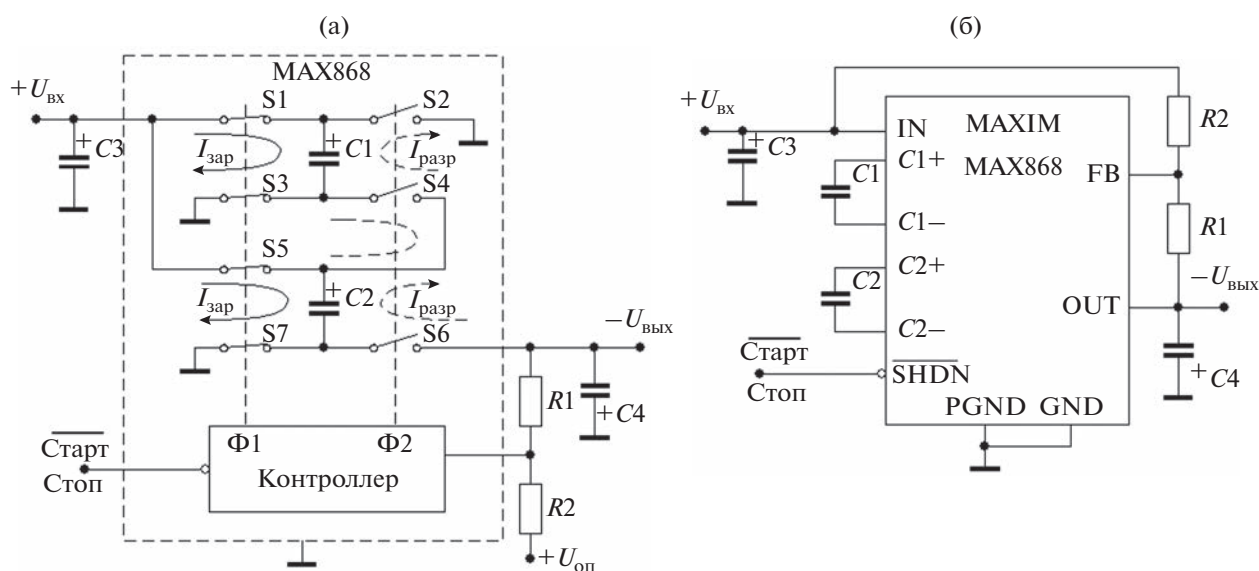


Рис. 2. Инвертирующий удвоитель напряжения с двумя “летающими” конденсаторами: а – функциональная схема; б – схема включения MAX868; сплошная линия со стрелкой – ток заряда $I_{зар}$, штриховая – ток разряда $I_{разр}$.

ческой документации рекомендуется в качестве “летающих” использовать керамические конденсаторы $C1 = C2 = 0.22$ мкФ, а для снижения влияния импульсных помех на входе и выходе устанавливать электролитические конденсаторы $C_{вх} = 1$ мкФ, а $C_{вых} = 10$ мкФ.

2. СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Для схемотехнического моделирования преобразователей была использована программа Electronics Workbench (EWB), а само моделирование выполнено по методу, реализованному в [3].

Для моделирования DC/DC-преобразователя с накачкой заряда был использован n -канальный MOSFET-транзистор IRFZ44N из библиотеки Intrnl с параметрами по технической документации:

- напряжение сток-исток $U_{си}$ до 60 В,
- сопротивление канала в открытом состоянии $r_{си} = 28$ мОм,
- пороговое напряжение на затворе 4 В,
- время задержки включения 12 нс,
- время нарастания 60 нс,
- время задержки выключения 44 нс,
- время спада 45 нс.

Однако необходимо было уточнить параметры библиотечной модели IRFZ44N транзистора при совместной работе с драйвером и сопоставить с параметрами технической документации. Схема

для исследования ключевых свойств транзистора приведена на рис. 3.

Исследуемый транзистор Q1 коммутирует ток источника питания $V1 = 10$ В и сопротивления нагрузки $R1 = 10$ Ом. В качестве драйвера ключа использован библиотечный компонент V4 – Voltage-Controlled Voltage Source, обеспечивающий преобразование логического сигнала управления в такое же напряжение (коэффициент преобразования 1 В/В) между затвором и истоком транзистора Q1, но с гальваническим разделением цепей управления и коммутации.

Переключатель S1 позволяет изменять функциональные возможности схемы. При положении “2” кнопочного переключателя S1 (см. рис. 3) схема конфигурирована для исследования статических характеристик ключа. С узла V3 (Pull-up resistor) на вход драйвера V4 подается высокий логический уровень, обеспечивающий полное открытие транзистора Q1. Падение напряжения на канале открытого транзистора контролируется вольтметром M1.

При переключении S1 в положение “1” прямоугольные импульсы с генератора V2 амплитудой 5 В и частотой 1 МГц поступают на драйвер V4, который формирует гальванически независимое напряжение, подаваемое на вход затвор-исток ключа Q1. Аналогичный драйвер V5, подключенный параллельно выводам сток-исток транзистора Q1, гальванически развязывает и преобразует напряжение на канале транзистора в такое же напряжение, но относительно общей шины, позволяя

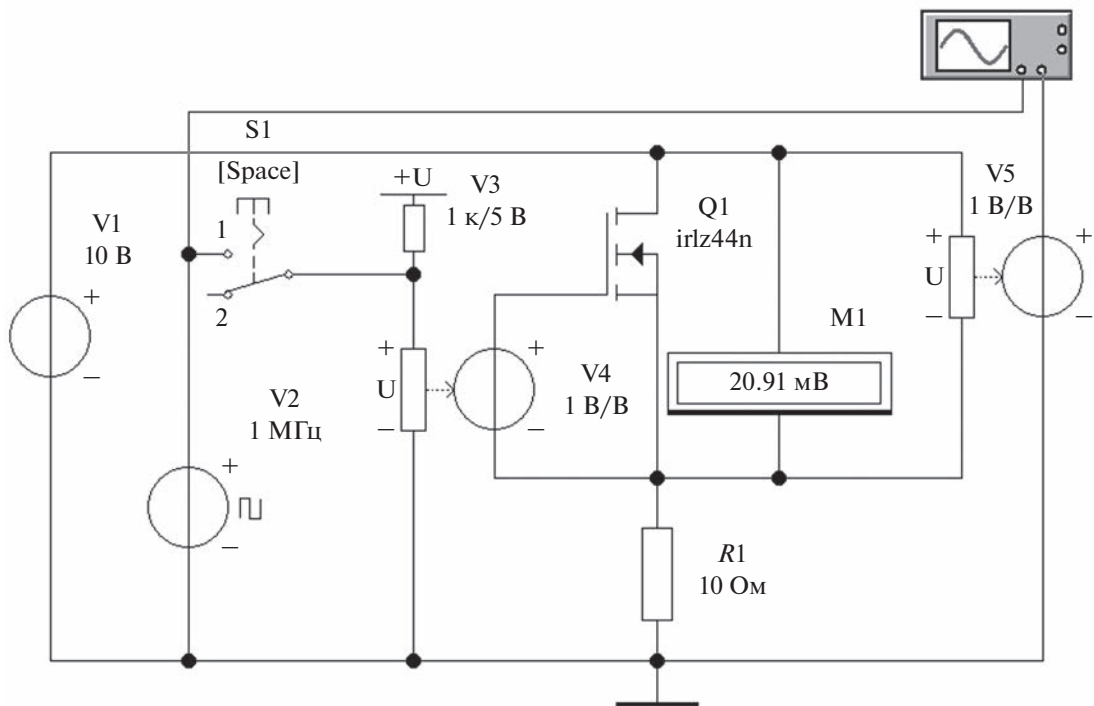


Рис. 3. Схема для исследования ключевых свойств MOSFET.

контролировать это напряжение с помощью осциллографа.

Осциллограмма, приведенная на рис. 4, позволяет оценить время задержки и длительность фронтов при переключении транзисторного ключа. По цифровой шкале реперов осциллографа измеренное время включения $t_{\text{вкл}} = 10$ нс и выключения $t_{\text{выкл}} = 30$ нс, что согласуется с параметрами технической документации транзистора с учетом особенностей используемого драйвера.

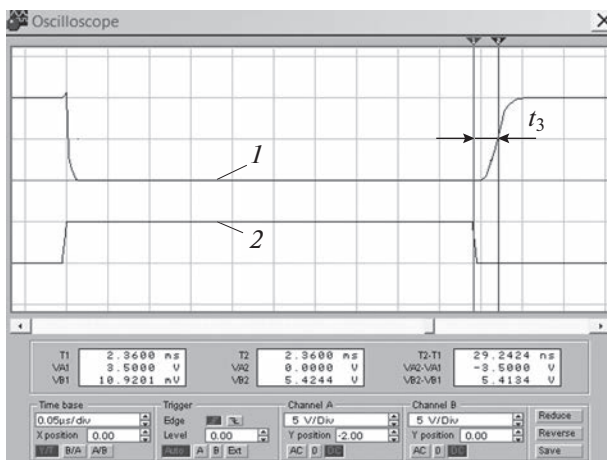


Рис. 4. Скриншот осциллограммы напряжения на стоке: 1 – форма напряжения сток-исток транзистора Q1; 2 – сигнал генератора импульсов V2.

При измерениях в статическом режиме, когда между затвором и истоком подается постоянное напряжение $U_{\text{зи}} = +5$ В, падение напряжения на открытом транзисторе (вольтметр M1) составляет $U_{\text{си}} \approx 21$ мВ, что при токе в нагрузке $I_{\text{н}} = U_{\text{вх}}/R_{\text{н}} = 1$ А соответствует сопротивлению канала открытого транзистора $r_{\text{си}} = U_{\text{си}}/I_{\text{н}} = 0.021$ Ом. Такое значение достаточно хорошо соответствует параметру $r_{\text{си}} = 28$ мОм из технической документации и подтверждает целесообразность выбора транзистора IRFZ44N в качестве ключа.

Для исследования выбрана схема преобразователя с удвоением выходного напряжения, в которой условные ключи заменены на MOSFET [2]. Результирующая схема моделирования, приведенная на рис. 5, обеспечивает коммутацию токов заряда/разряда “летающего” конденсатора C1 ключевыми транзисторами Q1...Q4, управляемыми драйверами V4...V7. Схема дополнена соответствующим электронным обрамлением и необходимыми элементами контроля. Источником входного напряжения является библиотечный компонент Battery V1 с напряжением $U_{\text{вх}} = 10$ В. Выход преобразователя нагружен на резистор нагрузки R3 и накопительный конденсатор C2.

Прямоугольные импульсы с генератора V2 поступают на формирователь импульсов управления ключами – логические элементы U1, U2 и элемент временной задержки R1C3. На выходе логических элементов U1, U2 формируются им-

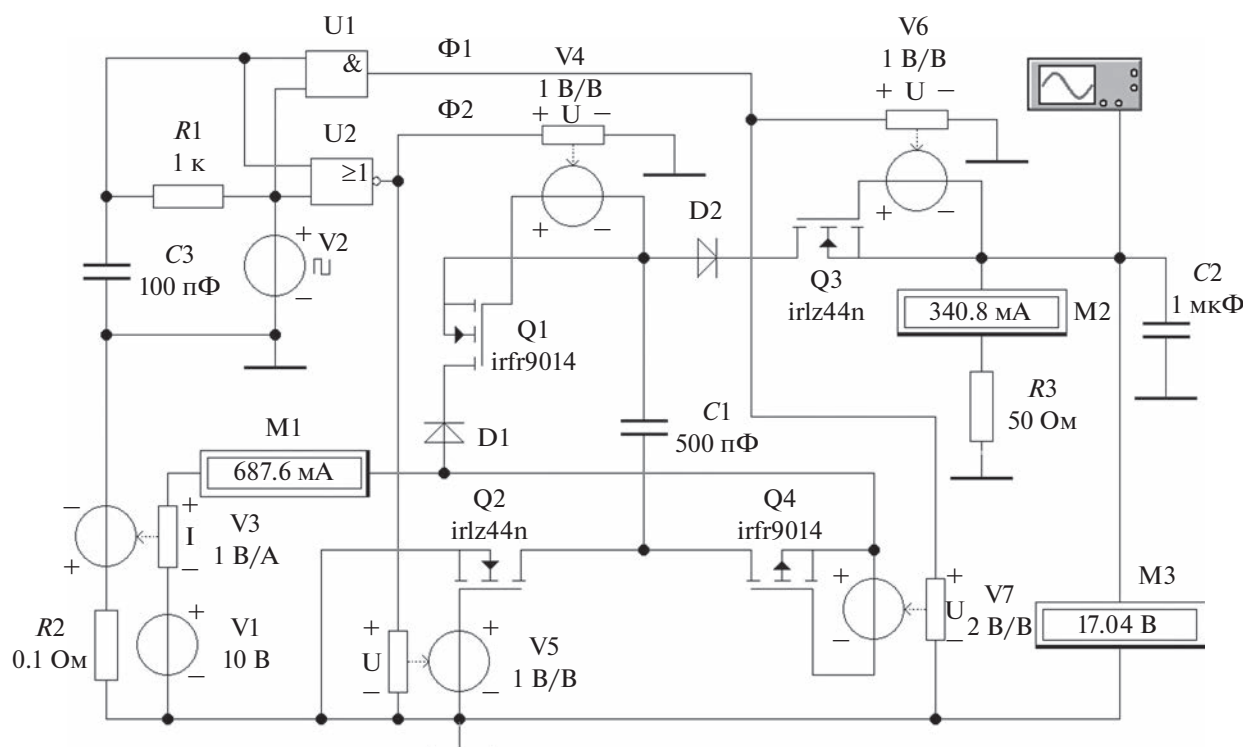


Рис. 5. Схема для исследования преобразователя с накачкой заряда в режиме удвоителя напряжения.

пульсы управления ключами $\Phi 1$, $\Phi 2$, сдвинутые по фазе на 180° и имеющие блокирующий временной интервал DT для защиты от сквозных токов. Необходимое время задержки DT обеспечивается регулировкой постоянной времени цепи $R1C3$. Сигналы $\Phi 1$, $\Phi 2$ поступают на потенциальные входы драйверов $V4...V6$, которые преобразуют логический сигнал управления в гальванически независимое напряжение, подаваемое между затвором и истоком MOSFET ключей.

Ключи $Q1$, $Q2$, $Q3$ функционируют при положительном напряжении на стоке, поэтому в качестве ключей $Q1$, $Q2$, $Q3$ целесообразно использовать MOSFET с n -каналом типа IRFZ44N, для управления которыми используются драйверы $V4...V6$ с единичным коэффициентом преобразования. Транзисторные ключи отпираются при подаче между затвором и истоком отпирающего напряжения ($U_{зи} = +5$ В), и запираются при подаче выключающего напряжения ($U_{зи} = 0$ В).

А ключ $Q4$ в данной схеме выполняет коммутацию отрицательного напряжения, что потребовало использовать комплементарный MOSFET с p -каналом. Однако для надежного отпирающего транзистора $Q4$ типа IRFZ44N требуется напряжение $U_{зи}$, превышающее -5 В, что потребовало не только изменить полярность подключения драйвера $V7$, но и увеличить его коэффициент преобразования $k_u = U_{вых}/U_{вх} = 2/1$.

При моделировании следует учитывать наличие у MOSFET технологического диода, существующего всегда как “паразитный” элемент, который шунтирует канал транзистора и ответственен за низкое сопротивление ключа при смене полярности напряжения между стоком и истоком. Однако для исследуемой схемы обратная проводимость ключа недопустима, что приводит к необходимости подключения последовательно с ключами $Q1$, $Q4$ дополнительных диодных ключей $D1$, $D2$, блокирующих MOSFET при смене полярности. Чтобы диодные ключи не слишком увеличивали коммутационные потери, необходимо использовать диоды с малыми потерями (диоды Шоттки). На ключах $Q2$, $Q3$ при работе не происходит смены полярности напряжения и они не требуют блокировки диодами.

Постоянную составляющую выходного напряжения и тока входного источника контролировали с помощью вольтметра $M3$ и амперметра $M2$. Контроль переменной составляющей выполняли с помощью осциллографа. Но осциллограф может регистрировать только напряжение относительно общего вывода, поэтому для наблюдения входного тока в токовую цепь источника $V1$ был включен преобразователь ток-напряжение $V3$ (Current Controlled Voltage Source), преобразующий ток в соответствующее гальванически развя-

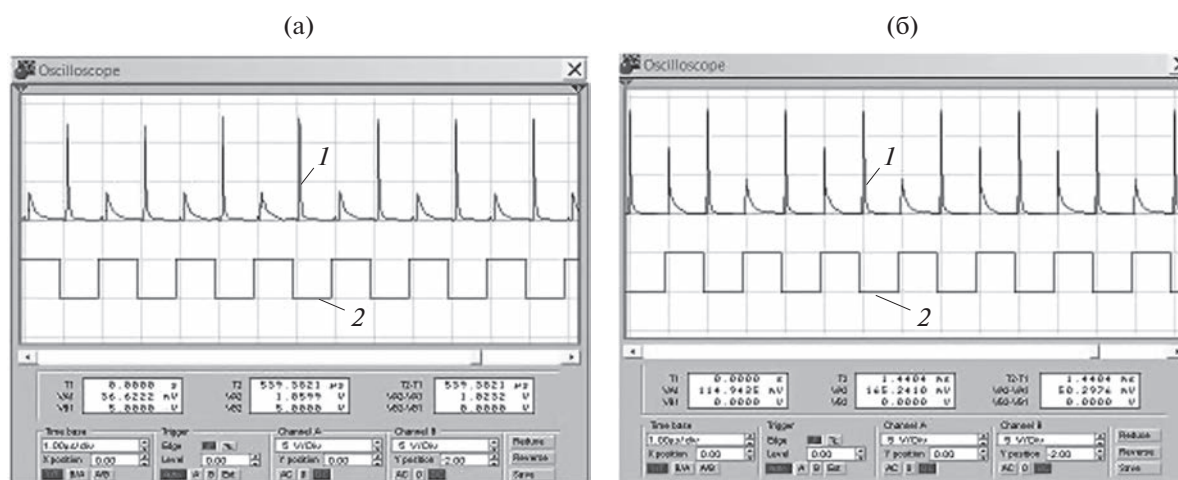


Рис. 6. Скриншот осциллограммы входного тока при интервале задержки $DT_3 = 100$ (а) и 10 нс (б): I – входной ток; 2 – импульсы тактового генератора.

занное напряжение с коэффициентом преобразования $k = U_{\text{вых}}/I_{\text{вх}} = 1 \text{ В/А} = 1 \text{ Ом}$.

Данные измерительных приборов (см. рис. 5) соответствуют режиму с достаточно большим током нагрузки $I_{\text{н}} = 341 \text{ мА}$ при $R_3 = 50 \text{ Ом}$. Выходное напряжение при этом составляло $U_{\text{вых}} = 17.0 \text{ В}$. При уменьшении тока нагрузки до $I_{\text{н}} = 1...3 \text{ мА}$ выходное напряжение достигало $U_{\text{вых}} = 20 \text{ В}$ при входном напряжении $U_{\text{вх}} = 10 \text{ В}$, т.е. удваивалось.

Регулировка схемы заключалась в первую очередь в выборе интервала задержки DT , при котором импульсы сквозного тока через ключи в момент коммутации отсутствуют и выполняется гальваническая изоляция входных и выходных цепей преобразователя. Этот процесс иллюстрируется осциллограммами входного тока, приведенными на рис. 6. Для временной привязки приведены и импульсы тактового генератора V_2 .

По логическому перепаду $1 \rightarrow 0$ тактового генератора замыкаются ключи Q_1 и Q_2 и происходит заряд “летающего” конденсатора C_1 от источника входного напряжения V_1 . На осциллограмме “1” (см. рис. 6а) виден короткий ($t_{\text{н}} = 53 \text{ нс}$) импульс входного тока, амплитуда которого $I_{\text{вх max}} = 12 \text{ А}$.

По логическому перепаду $0 \rightarrow 1$ тактового генератора замыкаются ключи Q_3 и Q_4 , а “летающий” конденсатор C_1 подключается последовательно к входному источнику напряжения V_1 . На осциллограмме входного тока формируется дополнительный импульс тока (осциллограмма “1” на рис. 6б), с меньшей амплитудой $I_{\text{вх}} = 4 \text{ А}$ и с большей длительностью $t_{\text{н}} = 150 \text{ нс}$.

При недостаточном времени задержки DT ($t_3 = 10 \text{ нс}$) на этот дополнительный импульс входного тока накладывается нерегулярный импульс

сквозного тока, вызывающий флуктуации амплитуды (см. рис. 6б). При увеличении времени задержки до $t_3 = 100 \text{ нс}$ сквозной нестабильный ток исчезает и остается стабильный импульс тока перезарядки конденсаторов (см. рис. 6а).

Временные диаграммы работы преобразователя приведены на рис. 7. Время задержки импульсов t_3 в схеме управления коммутаторами связано с искажением фронтов интегрирующей RC -цепочкой R_1C_3 (рис. 7б).

Логическое комбинирование на элементах U_1 , U_2 входного импульса (рис. 7а) и импульса, задержанного после RC -цепи (рис. 7б), позволило получить импульсы управления Φ_1 , Φ_2 с временной задержкой DT (рис. 7в, 7г). Время задержки коммутирующих импульсов составляло около $t_3 = 80 \text{ нс}$, что достаточно для блокирования сквозных токов через ключи.

Форма входного тока преобразователя, представленная на рис. 7д, содержит короткие импульсы тока, возникающие в момент заряда “летающего” конденсатора. Пиковое значение входного тока составляет $I_{\text{вх max}} \approx 80 \text{ А}$. Постоянная составляющая входного тока $I_{\text{вх}} = 0.687 \text{ А}$, измеряемая амперметром M_1 , существенно меньше бросков тока и на диаграмме практически не заметна.

Пулсации выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}} \approx 200 \text{ мВ}$ (рис. 7е) складываются из участка “1” экспоненциально нарастающего напряжения, связанного с зарядом конденсатора C_2 в момент подключения “летающего” конденсатора C_1 к источнику входного напряжения V_1 , и участка “2” – разряда конденсатора C_2 на сопротивление нагрузки R_3 .

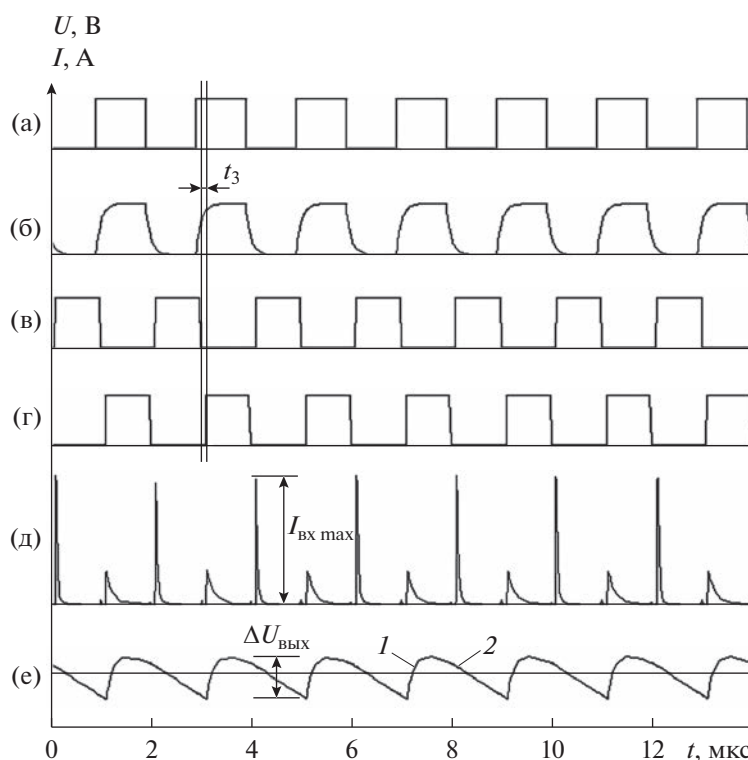


Рис. 7. Временные диаграммы: а – тактовые импульсы генератора V2; б – напряжение на конденсаторе C1; в, г – напряжение задержанного импульса на выходе ЛЭ U1 и U2 соответственно; д – входной ток преобразователя; е – напряжение пульсаций на выходе преобразователя (“1” участок экспоненциально нарастающего напряжения, “2” участок разряда конденсатора C2).

При наладке схемы важно было обеспечить достаточное время задержки ДТ для блокирования сквозных токов через ключи.

3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

При моделировании постоянные составляющие выходного тока $I_{\text{вых}}$ и напряжения $U_{\text{вых}}$ контролировались приборами М3, М4, а форма пульсаций выходного напряжения фиксировалась осциллографом, вход которого был включен в режиме Alternative Current (без постоянной составляющей). Ток нагрузки варьировался выбором соответствующего сопротивления нагрузки R3.

Графики зависимости выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от тока нагрузки $I_{\text{вых}}$ (нагрузочная характеристика) приведены на рис. 8 (кривые 1 и 2). В исследуемом диапазоне выходных напряжений $U_{\text{вых}}$ графики имеют линейно падающий характер, который удобно описывать выходным эквивалентным сопротивлением $R_{\text{экв}}$, часто называемым динамическим сопротивлением

$$R_i = \left| \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{н}}} \right| \text{ при } U_{\text{вх}} = \text{const} [4],$$

зависящим от емкости “летающего” конденсатора C1 и частоты преобразования f . При частоте $f = 500 \text{ кГц}$ и $C1 = 0.5 \text{ мкФ}$ величина $R_{\text{экв}} = 11.2 \text{ Ом}$, а при $C1 = 1 \text{ мкФ}$ получают $R_{\text{экв}} = 9.0 \text{ Ом}$. При малых выходных токах, характерных для ре-

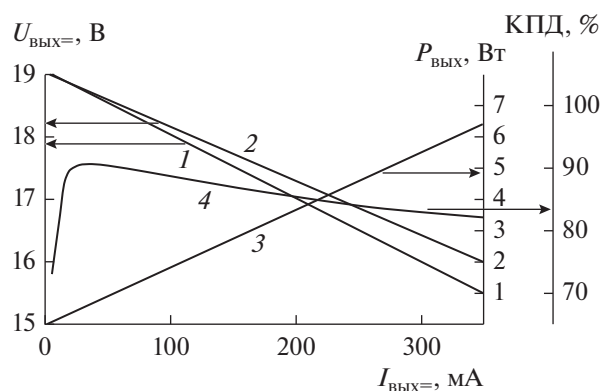


Рис. 8. Зависимость энергетических характеристик преобразователя от выходного тока $I_{\text{вых}}$: $U_{\text{вых}}$ – постоянная составляющая выходного напряжения “1” для $C1 = 0.5 \text{ мкФ}$ и “2” – для $C1 = 1.0 \text{ мкФ}$; 3 – выходная мощность $P_{\text{вых}}$; 4 – КПД.

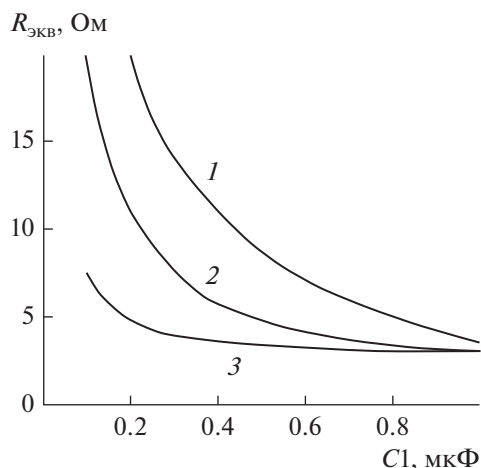


Рис. 9. Зависимость выходного эквивалентного сопротивления $R_{\text{экв}}$ от емкости конденсатора $C1$ при $f = 200$ (1), 500 (2) и 1000 кГц (3).

жима холостого хода, выходное напряжение достигает величины 19.8 В, т.е. практически удвоенного входного напряжения.

При увеличении выходного тока линейно растет и выходная мощность (см. рис. 8, кривая 3). КПД достигает максимума (свыше 90%) при выходном токе $I_{\text{вых}} = 25...30$ мА и падает до 80% при токах 350...400 мА (рис. 8, кривая 4).

Зависимости выходного эквивалентного сопротивления $R_{\text{экв}}$ от емкости “летающего” конденсатора и частоты коммутации приведены на рис. 9. Величина $R_{\text{экв}}$ снижается при увеличении

емкости конденсатора $C1$ и частоты коммутации f , и при достаточно большой емкости конденсатора $C1$ экспоненциально стремится к величине $R_{\text{экв}} = 2...3$ Ом, обусловленной потерями в ключах.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрена топология базовых узлов DC/DC-преобразователей с накачкой заряда. Выполнено схемотехническое моделирование с ключами на MOSFET. Проведено исследование основных энергетических характеристик. Максимальный КПД достигается при сравнительно небольших выходных токах ~30...50 мА. Выходное эквивалентное сопротивление, характеризующее нагрузочную характеристику преобразователя, уменьшается при увеличении емкости “летающего” конденсатора и частоты преобразования и при емкости 0.5...1.0 мкФ снижается до 2...3 Ом, ограниченной потерями в MOSFET ключах.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Яблоков Д. // Компоненты и технологии. 2005. № 2. С. 96.
2. Бабенко В.П., Битюков В.К. // Рос. техн. журн. 2021. Т. 9. № 2. С. 66.
3. Бабенко В.П., Битюков В.К. // РЭ. 2019. Т. 64. № 2. С. 199.
4. Битюков В.К., Симачков Д.С., Бабенко В.П. Источники вторичного электропитания. М.: Инфра-Инженерия, 2020.