

ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРАХ

УДК 621.3.08:621.3.089.2:621.311.6

ЭНЕРГЕТИЧЕСКАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЗАРЯДОВОГО НАСОСА

© 2021 г. В. П. Бабенко^а, В. К. Битюков^{а, *}

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

*E-mail: bitukov@mirea.ru

Поступила в редакцию 16.09.2020 г.

После доработки 16.09.2020 г.

Принята к публикации 23.09.2020 г.

Представлены результаты анализа особенностей процесса обмена энергией в коммутируемых конденсаторах, а также способы, которыми достигается высокая эффективность накачки заряда. Исследованы особенности коммутационных процессов в переходных режимах работы. Схемотехническое моделирование позволило установить источники энергетических потерь преобразования и тепловыделения, сформулировать рекомендации по выбору параметров элементов преобразователей и формированию сигналов управления.

DOI: 10.31857/S0033849421090023

ВВЕДЕНИЕ

Характерной чертой современных маломощных радиоэлектронных, компьютерных и медицинских систем является батарейное электропитание, которое выполняется с помощью DC/DC-преобразователей, построенных на микросхемах, реализующих топологию зарядового насоса [1–4].

При мощностях до единиц ватт интегральные преобразователи на переключаемых (“летающих”) конденсаторах демонстрируют параметры, сравнимые с индуктивными DC/DC-преобразователями. При этом они не требуют громоздких дискретных индуктивностей, имеют невысокую стоимость, превосходные массогабаритные характеристики, высокий КПД, прекрасно совмещаются с архитектурой микроконтроллерных систем, находящаяся большую часть времени в режиме ожидания и лишь изредка переключающихся в активный режим.

Зарядовый насос относится к классу емкостных (безындуктивных) преобразователей, использующих конденсаторы в качестве накопителей заряда. Перенос заряда от одного конденсатора к другому реализуется с помощью системы переключателей, выполняющих перераспределение заряда в конденсаторах. Безындуктивные преобразователи без регулирования выходного напряжения или с упрощенной системой дискретного регулирования называются зарядовыми насосами или преобразователями с накачкой (или подкачкой) заряда. Однако если в структуре зарядового насоса имеется какой-либо механизм плавной регули-

ровки выходного напряжения, например, с помощью контроллера управления выходным напряжением или линейного стабилизатора с малым падением напряжения на регулирующем элементе LDO, то такие преобразователи обычно относятся к классу преобразователей на переключаемых конденсаторах [5].

При проектировании устройств с накачкой заряда необходимо учитывать особенности процессов обмена энергией в коммутируемых конденсаторах, а также способы, которыми достигается высокая эффективность преобразователя, и особенности коммутационных процессов в переходных режимах работы. Схемотехническое моделирование позволяет изучить коммутационные процессы работы преобразователя, минимизировать потери преобразования и тепловыделения, обеспечить большой КПД, оптимизировать частоту переключения.

Основные электронные компоненты такого преобразователя – переключатели и конденсаторы. В выпрямителях с умножением напряжения, которые тоже относят к преобразователям с накачкой заряда, переключателями служат диоды. При реализации в интегральном варианте предпочтение отдается активным MOSFET-переключателям с низким сопротивлением открытого канала, управляемым встроенным тактовым генератором. Конденсаторы, за исключением специальных применений, обычно не включаются в состав микросхем, что позволяет выбирать их тип и емкость в зависимости от рабочей частоты и требований к пульсациям выходного напряжения, ко-

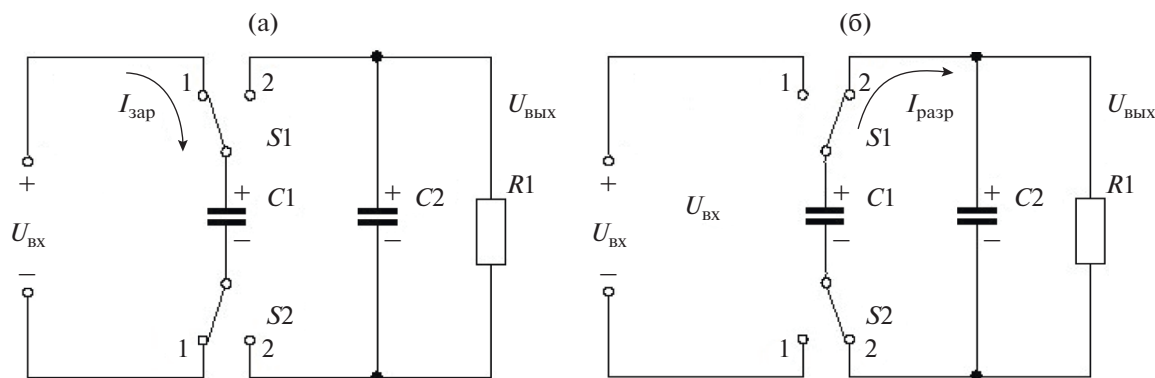


Рис. 1. Базовая схема зарядового насоса: цикл заряда (а) и разряда (б) конденсатора $C1$.

торое может быть, как стабилизированным, так и нестабилизированным [6].

1. ФИЗИКА И СХЕМОТЕХНИКА DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В базовой схеме построения зарядового насоса (рис. 1) используется принцип коммутации “летающего” конденсатора $C1$ с помощью двух ключей $S1$ и $S2$, работу которых можно разделить на два этапа. На первом этапе, когда коммутаторы $S1$ и $S2$ находятся в положении 1, конденсатор $C1$ заряжается током $I_{зар}$ от источника напряжения $U_{вх}$ (см. рис. 1а). На втором этапе, после переключения коммутаторов $S1$ и $S2$ в положение 2, конденсатор $C1$ разряжается током $I_{разр}$ на выходной конденсатор $C2$, включенный параллельно нагрузочному резистору $R1$ (см. рис. 1б).

Конденсатор $C1$ традиционно называют “летающим”. Очевидно, что этот термин связан с переключением от входной цепи к выходной. Накопительный конденсатор $C2$ предназначен для хранения заряда и фильтрации выходного напряжения $U_{вых}$. Секция накопительного конденсатора $C2$ гальванически развязана с секцией “летающего” конденсатора $C1$, что позволяет комбинировать выходное напряжение с входным и получать на выходе напряжение с инверсией, без инверсии, выходное напряжение, превышающее входное, и выходное напряжение, меньшее входного.

Поэтому одним из основных параметров DC/DC-преобразователей, характеризующих их энергетическую эффективность, является коэффициент передачи k_u напряжения со входа на выход

$$k_u = U_{вых} / U_{вх},$$

определяемый конфигурацией ключей и конденсаторов [1].

Высокий КПД обеспечивается при сравнительно небольших токах нагрузки $I_{нmax}$ и k_u , кратном входному напряжению: 2, 1, 0.5. Кроме того, имеется возможность с высоким КПД реализовать на выходе одновременно несколько напряжений из одного входного [7].

Детали процесса переноса заряда от одного конденсатора к другому и энергетическая эффективность работы преобразователей подобного типа представлены на рис. 2а. В первой фазе работы зарядового насоса ключ S замкнут в положение 1 и “летающий” конденсатор C заряжается через резистор R_i от источника питания, на зажимах которого поддерживается постоянное напряжение $U_{вх}$. Для последовательно включенных конденсатора C и резистора R_i справедливо соотношение

$$U_{вх} = u_C(t) + u_R(t),$$

где $u_C(t)$ и $u_R(t)$ – напряжение на конденсаторе C и резисторе R_i .

В начальный момент времени t_1 подключения конденсатора C к источнику питания $U_{вх}$ напряжение u_C на конденсаторе равно нулю и все напряжение источника окажется приложенным к резистору R_i , т.е. $u_R = U_{вх}$ (рис. 2б, кривая u_C). По мере заряда конденсатора C напряжение u_C на нем возрастает по экспоненциальному закону, приближаясь к напряжению источника питания $U_{вх}$:

$$u_C(t) = U_{вх} \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{зар}}\right) \right), \quad (1)$$

где $\tau_{зар}$ – постоянная времени заряда “летающего” конденсатора C , равная $\tau_{зар} = R_i C$, R_i – внутреннее (резистивное) сопротивление цепи заряда (сопротивление соединяющих проводников, обкладок, выводов и внутреннее сопротивление источника энергии), индуктивность отсутствует.

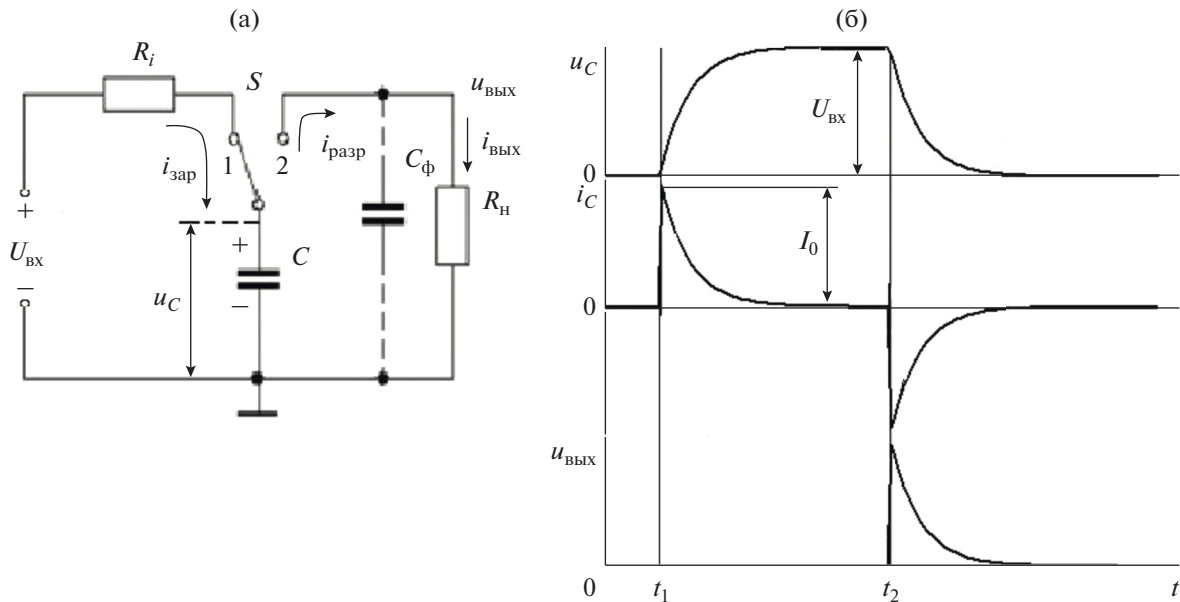


Рис. 2. Схема перекачки заряда “летающим” конденсатором (а) и происходящие при этом процессы (б): u_C – временные диаграммы напряжения на конденсаторе C ; i_C – ток перезаряда конденсатора C ; $u_{\text{ВЫХ}}$ – напряжение на нагрузке R_H .

При этом ток i_C через “летающий” конденсатор C , называемый током заряда $i_{\text{зар}}$ в момент t_1 подключения конденсатора к источнику напряжения $U_{\text{ВХ}}$ максимален I_0 (рис. 2б, кривая i_C) и по мере заряда конденсатора C спадает по экспоненциальному закону, стремясь к нулю, согласно уравнению

$$i_{\text{зар}}(t) = I_0 \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{зар}}}\right), \quad (2)$$

где I_0 – максимальный ток заряда, определяемый по формуле

$$I_0 = U_{\text{ВХ}}/R_i. \quad (3)$$

Энергия W_C , накопленная “летающим” конденсатором с емкостью C на этапе заряда, определяется соотношением

$$W_C = \frac{CU_{\text{ВХ}}^2}{2}. \quad (4)$$

Энергия потерь W_i при заряде конденсатора равна тепловой энергии, рассеиваемой на сопротивлении R_i зарядным током $i_{\text{зар}}$, и может быть найдена из выражения

$$W_i = \int_0^{\infty} i_{\text{зар}}^2 R_i dt. \quad (5)$$

Полагая, что R_i не изменяется со временем и учитывая соотношения для $i_{\text{зар}}$ и I_0 из (2) и (3), после интегрирования выражения (5) получаем

$$W_i = \frac{CU_{\text{ВХ}}^2}{2}. \quad (6)$$

Таким образом, при заряде “летающего” конденсатора половина энергии источника питания переходит в энергию электрического поля конденсатора, а вторая половина выделяется в зарядной цепи в виде тепловых потерь. При этом величина потерь не зависит от сопротивления зарядной цепи [8].

Полная энергия W , потребляемая от источника питания при перекачке заряда с помощью “летающего” конденсатора, равна сумме потери энергии W_i в процессе заряда конденсатора и накопленной энергии в конденсаторе W_C , т.е.

$$W = W_i + W_C = CU_{\text{ВХ}}^2.$$

Во второй фазе работы зарядового насоса переключатель S находится в положении 2 (момент времени t_2) и конденсатор C разряжается на нагрузку R_H (см. рис. 2). Если конденсатор C_f фильтра отсутствует, то ток $i_{\text{разр}}$ разряда конденсатора C имеет обратное направление по сравнению с то-

ком заряда $i_{\text{зар}}$ и уменьшается во времени по экспоненциальному закону (см. рис. 2б, кривая i_c):

$$i_{\text{разр}} = I_{\text{разр}0} \exp\left(-\frac{t}{\tau_{\text{зар}}}\right), \quad (7)$$

где $I_{\text{разр}0} = U_{\text{вх}}/R_{\text{н}}$ – максимальный ток разряда; $\tau_{\text{разр}} = CR_{\text{н}}$ – постоянная времени цепи разряда “летающего” конденсатора.

Напряжение $u_{\text{вых}}$ на сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$ повторяет форму тока разряда $i_{\text{разр}}$ (рис. 2б, кривая $u_{\text{вых}}$).

Энергия $W_{\text{п}}$, выделяемая при разряде “летающего” конденсатора C на сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ при отсутствии конденсатора $C_{\text{ф}}$ сглаживающего фильтра, равна энергии W_C (выражение (4)), запасенной в конденсаторе C , и не зависит от сопротивления нагрузки

$$W_{\text{н}} = \frac{CU_{\text{вх}}^2}{2} = 0.5W. \quad (8)$$

Таким образом, “летающий” конденсатор перекачивает в нагрузку всего лишь половину энергии W , потребляемой от источника напряжения. Следовательно, КПД преобразования составляет 50% и не зависит ни от сопротивления потерь при разряде, ни от сопротивления нагрузки при разряде. Конечно, такой невысокий КПД малопривлекателен для разработчиков DC/DC преобразователей с накачкой заряда.

Однако утверждение об относительно невысоком КПД справедливо лишь для случая полного разряда “летающего” конденсатора C , когда напряжение u_c на конденсаторе падает до нуля. Ситуация существенно изменяется, если “летающий” конденсатор разряжается на нагрузку не полностью, а лишь частично [5], до напряжения $U_{\text{сmin}}$. В этом случае энергия W , передаваемая в нагрузку “летающим” конденсатором C за один цикл, определяется выражением

$$W = \frac{C(\Delta U)^2}{2} = \frac{C(U_{\text{вх}} - U_{\text{сmin}})^2}{2}, \quad (9)$$

где $U_{\text{вх}}$ – начальное напряжение на “летающем” конденсаторе (см. рис. 2б); $\Delta U = (U_{\text{вх}} - U_{\text{сmin}})$.

При этом в нагрузку передается порция заряда ΔQ , определяемая по формуле

$$\Delta Q = C\Delta U = C(U_{\text{вх}} - U_{\text{сmin}}). \quad (10)$$

Конечно, при частичной перезарядке “летающего” конденсатора порция энергии, передаваемая за один цикл, уменьшается по сравнению с полной перезарядкой. Но при коммутации ключа S

(см. рис. 2а) с частотой $f_{\text{такт}}$ ток в нагрузку растет пропорционально частоте коммутации:

$$I_{\text{н}} = \Delta Q f_{\text{такт}} = C(U_{\text{вх}} - U_{\text{сmin}}) f_{\text{такт}} = \frac{\Delta U}{R_{\text{экв}}}, \quad (11)$$

где $R_{\text{экв}} = 1/(Cf_{\text{такт}})$ – выходное эквивалентное сопротивление преобразователя.

С физической точки зрения эквивалентное выходное сопротивление $R_{\text{экв}}$ определяет резистивные потери рассматриваемого устройства. Чтобы увеличить ток нагрузки необходимо уменьшить $R_{\text{экв}}$, что может быть достигнуто увеличением емкости “летающего” конденсатора и/или повышением частоты коммутации.

Концепцию частичного разряда “летающего” конденсатора просто реализовать, подключив параллельно нагрузке конденсатор фильтра $C_{\text{ф}}$. На конденсаторе фильтра, включенного параллельно сопротивлению нагрузки, сохраняется некоторое минимальное значение выходного напряжения $U_{\text{сmin}}$, начиная с которого в последующие циклы работы “летающий” конденсатор C дозаряжается до напряжения $U_{\text{вх}}$. Такая перекачка энергии микропорциями увеличивает эффективность процесса накачки заряда. Причем с уменьшением разницы между входным и выходным напряжениями $\Delta U = (U_{\text{вх}} - U_{\text{сmin}})$ повышаются значения коэффициента передачи k_u напряжения со входа на выход преобразователя и его КПД.

Важным эксплуатационным показателем преобразователя является коэффициент неустойчивости K_{U_i} выходного напряжения при изменении тока нагрузки $I_{\text{н}}$

$$K_{U_i} = \frac{U_{\text{вых}i}}{U_{\text{вх}}}, \quad (12)$$

где $U_{\text{вых}i}$ – напряжение на выходе преобразователя при токе нагрузки $I_{\text{н}}$.

При малом токе нагрузки $U_{\text{вых}i} \rightarrow U_{\text{вх}}$. Следовательно, коэффициент неустойчивости $K_{U_i} \rightarrow 1$. Однако, как видно из выражения (10), в этом случае снижается порция переносимой “летающим” конденсатором энергии. Увеличить количество переносимой конденсатором энергии возможно за счет увеличения либо его емкости, либо рабочей частоты $f_{\text{такт}}$. Однако в первом случае возрастают габариты конденсатора и, следовательно, габариты преобразователя, а во втором случае – потери энергии в ключах, что снижает его КПД.

Напряжение на выходе преобразователя определяется напряжением на конденсаторе фильтра (см. рис. 2а). В момент, когда ключ S соединяет конденсаторы C и $C_{\text{ф}}$ параллельно, выходное на-

пряжение $U_{\text{вых}}$ имеет максимальное значение $U_{\text{вых max}}$. В дальнейшем, по мере разряда ансамбля конденсаторов C и C_{ϕ} на сопротивление нагрузки выходное напряжение падает до минимальной величины $U_{\text{вых min}}$. На выходе преобразователя присутствует постоянная составляющая выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ и пульсирующая составляющая — напряжение пульсаций $\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вых max}} - U_{\text{вых min}}$. Величина пульсаций выходного напряжения, как и в любых источниках питания, определяется величиной емкости фильтра C_{ϕ} и током нагрузки.

При проектировании микросхем, реализующих регулирование выходного напряжения накачкой заряда, обычно приходится искать компромиссное решение между величинами емкости “летающего” конденсатора C , емкости накопительного конденсатора C_{ϕ} и рабочей частоты $f_{\text{такт}}$.

На практике для снижения нестабильности выходного напряжения при изменении тока нагрузки $I_{\text{н}}$ преобразователя с накачкой заряда встречаются два варианта технических решений [11].

1. Первый вариант связан с использованием конденсаторов повышенной емкости. Такое решение целесообразно, когда электронное устройство, питаемое от DC/DC-преобразователя, допускает отклонение напряжения в некоторых пределах (питание цифровых устройств обычно допускает отклонение 3...5% от номинального напряжения), и можно обойтись без дополнительной стабилизации напряжения преобразователя. При этом для конкретного тока нагрузки важно выбрать емкости конденсаторов преобразователя достаточной величины [12].

2. Во втором варианте за счет усложнения устройства необходимый уровень стабилизации выходного напряжения достигается при использовании нетривиальных алгоритмов работы и специальных средств управления. При этом более эффективно используется запасенная в конденсаторах энергия, что минимизирует величину необходимой емкости. Необходимая стабилизация достигается:

— за счет использования более сложной системы коммутации с контроллером управления, что позволяет обеспечить регулировку выходного напряжения с большей дискретностью коэффициента передачи; при этом сохраняется высокий КПД;

— при использовании дополнительного аналогового стабилизатора, включенного после преобразователя, например, LDO. При этом несколько снижается КПД, но допустимо выбрать емкости конденсаторов преобразователя меньшей величины, что может снизить общие затраты на

устройство, даже с учетом расходов на дополнительный стабилизатор.

Схемотехническое моделирование при проектировании устройств с накачкой заряда позволяет изучить коммутационные процессы работы преобразователя, минимизировать потери преобразования и тепловыделения, обеспечить больший КПД, оптимизировать величину емкостей и частоту переключения.

При моделировании преобразователей подобного типа следует учитывать следующие схемотехнические особенности [13]:

— режим работы силового ключа связан с большими импульсными токами и возможным изменением полярности напряжений на его выводах;

— драйверы управления ключом должны иметь гальваническую развязку между силовыми и управляющими цепями и обеспечивать необходимые управляющие токи и напряжения при высоком быстродействии;

— одновременная работа в определенной последовательности нескольких силовых ключей требует формирования паузы в интервалах между включением и выключением (Dead Time), чтобы исключить протекание сквозных токов во время переходных процессов [14, 15].

2. МОДЕЛИРОВАНИЕ

В качестве среды схемотехнического 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, 13–16]. Она имеет удобный, интуитивно понятный интерфейс. 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. В настоящее время накоплен значительный опыт и существует обширная литература по использованию EWB в разных областях аналоговой и цифровой электроники анализа схемотехники силовых устройств [2, 13–16]. Имеется также достаточная библиотека мощных n - и p -канальных MOSFET-транзисторов фирм International Rectifier и Zetex Semiconductors, а также средства управления силовыми ключами с элементами гальванической развязки между цепями управляющих логических сигналов и силовых цепей.

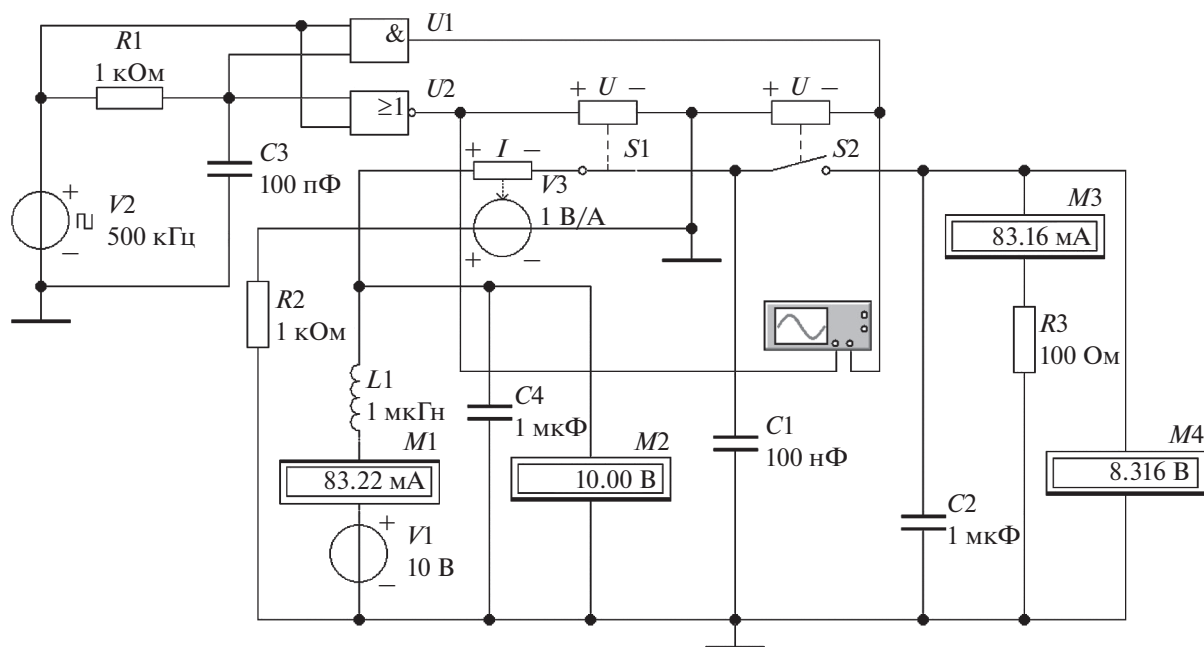


Рис. 3. Схема для моделирования процессов зарядового насоса.

Задача моделирования DC/DC-преобразователей с накачкой заряда осложняется отсутствием в библиотеке программы EWB соответствующей элементной базы контроллеров и драйверов с функцией “Dead Time”, что делает далеко не тривиальной проблему формирования и оптимизации и временных задержек [15].

На этапе исследования процесса накачки заряда в качестве коммутатора удобно использовать библиотечный компонент Voltage-Controlled Switch — электронный ключ, управляемый логическим сигналом. Привлекают такие его свойства: ключ идеален по быстродействию, не имеет ограничений по току и напряжению, имеет гальваническую развязку управляющих и силовых цепей, позволяет в опциях варьировать такие важные для энергетического моделирования характеристики, как сопротивление ключа во включенном и выключенном состоянии, уровни входного управляющего сигнала и выходного напряжения.

Для исследования процесса накачки заряда простейшая схема зарядового насоса, приведенная на рис. 2, была дополнена необходимыми элементами управления и контроля. Модифицированная электрическая схема для схемотехнического моделирования работы приведена на рис. 3. Вместо трехвыводного ключа S (см. рис. 1) использовались два двухвыводных $S1$ и $S2$, управляемых инверсными сигналами с выхода логических элементов (ЛЭ) $U1$ и $U2$ (рис. 4).

Элемент задержки $R1C3$ обеспечивает временную паузу $t_3 = 70$ нс между импульсами управления ключами (Dead Time) для предотвращения сквозных токов через коммутирующие ключи $S1$ и $S2$. Форма мгновенного напряжения на конденсаторе $C3$ временной задержки показана на рис. 4 (график 5), а ее временные диаграммы работы — на рис. 4 (графики 2–4).

“Летающий” конденсатор $C1$ заряжается от источника входного напряжения $V1$ через коммутатор $S1$ током заряда $i_{зар}$, а разряжается током разряда $i_{разр}$ через коммутатор $S2$ на накопительный конденсатор $C2$, включенный параллельно с резистором нагрузки $R3 \equiv R_n$. Частота коммутации задается генератором прямоугольных импульсов $V2$ (Clock) $f_{такт} = 500$ кГц с коэффициентом заполнения импульса 0.5 (рис. 4, график 6).

Ток заряда “летающего” конденсатора представляет собой импульс тока во входной цепи, для наблюдения которого включен последовательно в исследуемую цепь датчик преобразователя тока $V3$ (Current Controlled Voltage Source). Этот датчик преобразует протекающий через него ток в эквивалентное ему гальванически развязанное напряжение на заземленном резисторе $R2$ (рис. 4, график 2).

Контроль постоянной составляющей тока и напряжения входной и выходной цепей выполнялся виртуальными приборами $M1, M2, \dots, M4$, работающими в режиме Direct Current (DC). Сетевой фильтр, состоящий из индуктивности $L1$ и

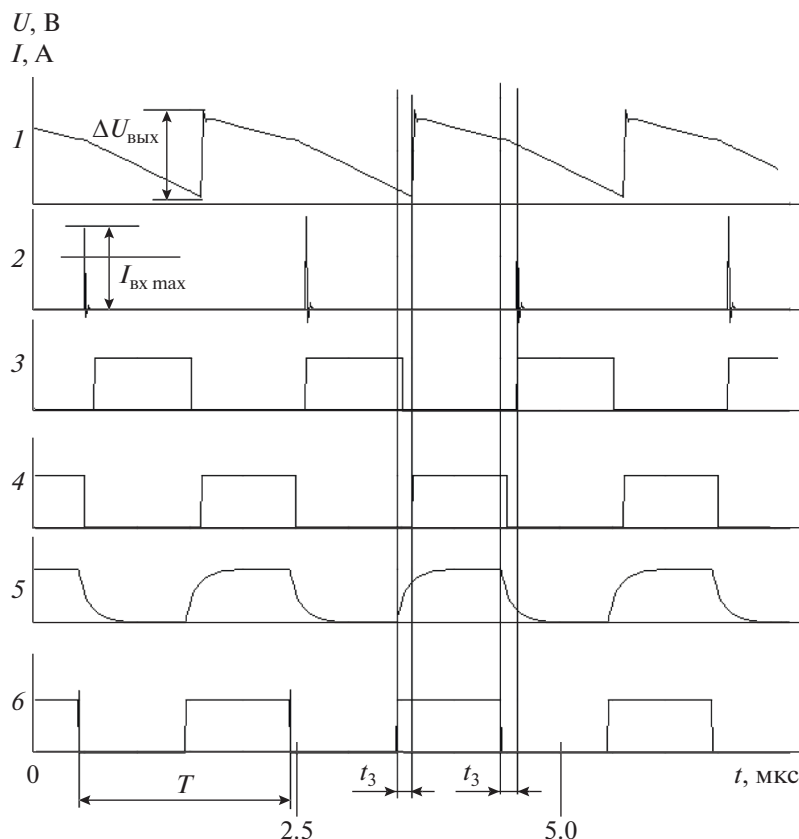


Рис. 4. Временные диаграммы работы зарядового насоса: график 1 – переменная составляющая выходного напряжения; 2 – импульс входного тока; 3 – напряжение U_2 на выходе ЛЭ; 4 – напряжение U_1 на выходе ЛЭ; 5 – напряжение на конденсаторе C_3 временной задержки; 6 – импульсы тактового генератора V_2 .

конденсатора C_4 , уменьшает влияние импульсной составляющей входного тока на показания амперметра M_1 , регистрирующего постоянную составляющую входного тока. Форму и амплитуду пульсаций выходного напряжения и импульсов тока во входной цепи регистрировали с помощью осциллографа (рис. 4, кривые 1, 2).

Мгновенное выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ содержит постоянную составляющую, контролируруемую вольтметром M_4 и переменную составляющую в форме линейно падающего напряжения на участках заряда и разряда “летающего” конденсатора (осциллограмма на рис. 4, кривая 1). Амплитуда пульсаций $\Delta U_{\text{вых}}$ выходного напряжения (рис. 4, кривая 1) обусловлена процессами заряда конденсатора фильтра C_2 от “летающего” конденсатора C_1 и его разряда на резистор нагрузки R_3 . При параметрах, приведенных в схеме на рис. 3, она составляла $\Delta U_{\text{вых}} \approx 30$ мВ.

При наладке работы схемы моделирования чрезвычайно важно обеспечить достаточное время задержки t_3 между моментами включения и выключения коммутаторов S_1 и S_2 , чтобы

предотвратить появление через них сквозных токов. Сквозные токи нарушают гальваническое разделение входной и выходной цепи устройства, что в свою очередь препятствует реализации более сложных конфигураций DC/DC-преобразователей, таких как конвертор, удвоитель напряжения и т.д.

Для наблюдения сквозных токов в схеме достаточно отключить все конденсаторы C_1 , C_2 и C_3 (принять при моделировании их емкости равными нулю) и наблюдать на резисторе нагрузки R_3 короткие импульсы (длительностью около 10 нс), возникающие в момент, когда ключи S_1 и S_2 находятся одновременно в замкнутом состоянии (рис. 5). Длительность импульсов сквозного тока обусловлена временной задержкой логических элементов управления ключами, а амплитуда сквозного тока ограничивалась сопротивлением нагрузки R_3 .

Осциллограммы импульса входного тока и пульсаций выходного напряжения приведены на рис. 5 (кривые 3 и 4). На диаграмме выходного напряжения (кривая 4) наблюдаются два участка падающего напряжения ПН. Относительно поло-

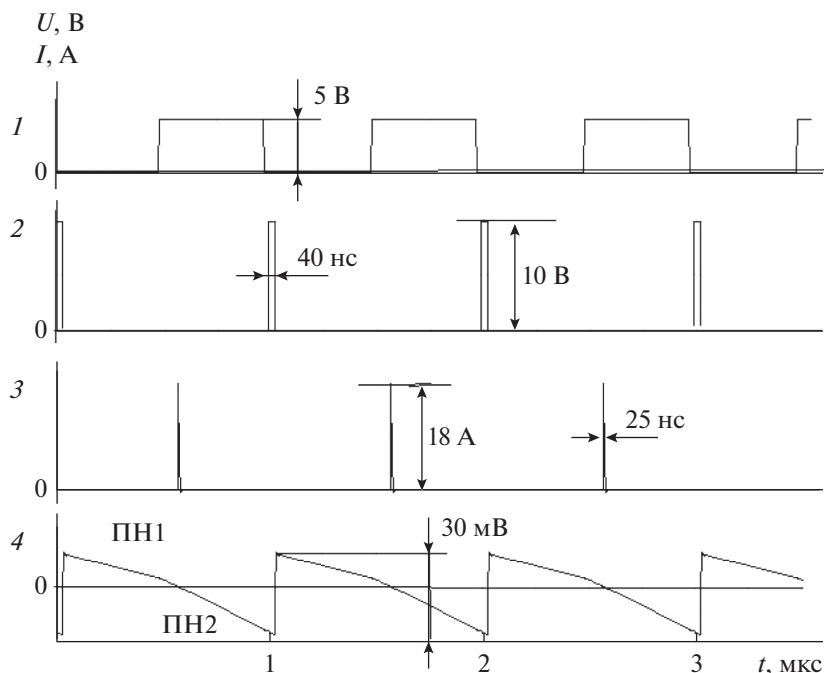


Рис. 5. Временные диаграммы при отладке схемы: 1 – сигнал тактового генератора I_2 ; 2 – сквозной ток через ключи при отсутствии временной паузы t_3 управляющих импульсов; 3 – импульс входного тока; 4 – пульсации выходного напряжения с двумя участками падающего напряжения ПН1 и ПН2.

гий участок ПН1. В этот момент ключ $S1$ разомкнут, а ключ $S2$ замкнут и конденсатор фильтра $C2$ включен параллельно с конденсатором $C1$ и разряжается на резистор нагрузки $R3$ (см. рис. 3). На участке ПН1 суммирование зарядов конденсаторов $C1$ и $C2$ увеличивает постоянную времени выходной цепи преобразователя (фильтра), вследствие чего на этом участке скорость изменения выходного напряжения меньше, чем на участке ПН2.

В соответствии с осциллограммой импульса входного тока (см. рис. 5, кривая 3) при заряде “летающего” конденсатора длительность импульса составляет около 25 нс при амплитуде тока ~ 18 А.

Особенностью моделирования работы зарядового насоса является достаточно большое время установления выходного напряжения (свыше 50 мкс) после запуска моделирования. Поскольку зачастую целью исследования являются характеристики преобразователя в стационарном режиме после окончания переходного процесса, то это обеспечивает установка интервала моделирования – Start Time и End Time в режиме Transient Analysis.

3. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАРЯДОВОГО НАСОСА

Исследование влияния емкости “летающего” конденсатора $C1$ на выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ проводили в режиме Analysis Parameter Sweep, используя опцию Transient Analysis. Результаты моделирования при входном напряжении 10.0 В представлены на рис. 6.

При достаточно большой емкости конденсатора $C1$, например, 10 мкФ (рис. 6а, график 3), выходное напряжение практически равно входному. При изменении сопротивления R_n нагрузки в диапазоне от 100 до 1000 Ом коэффициент преобразования $k_u = U_{\text{вх}}/U_{\text{вых}}$ практически равен единице. Однако с уменьшением емкости конденсатора $C1$ снижается коэффициент k_u передачи напряжения со входа на выход, причем скорость снижения растет с увеличением тока нагрузки (уменьшением сопротивления R_n). Для емкости “летающего” конденсатора, равной 10 мкФ при $R_n = 1000$ Ом, коэффициент преобразования высокий $k_u \approx 0.98$ (см. рис. 6б, кривая 3). Но k_u снижается при увеличении тока нагрузки (при $R_n = 100$ Ом) до величины $k_u \approx 0.82$ (см. рис. 6а, кривая 2). Однако при небольшой емкости “летающего” конденсатора $C = 10$ нФ и со-

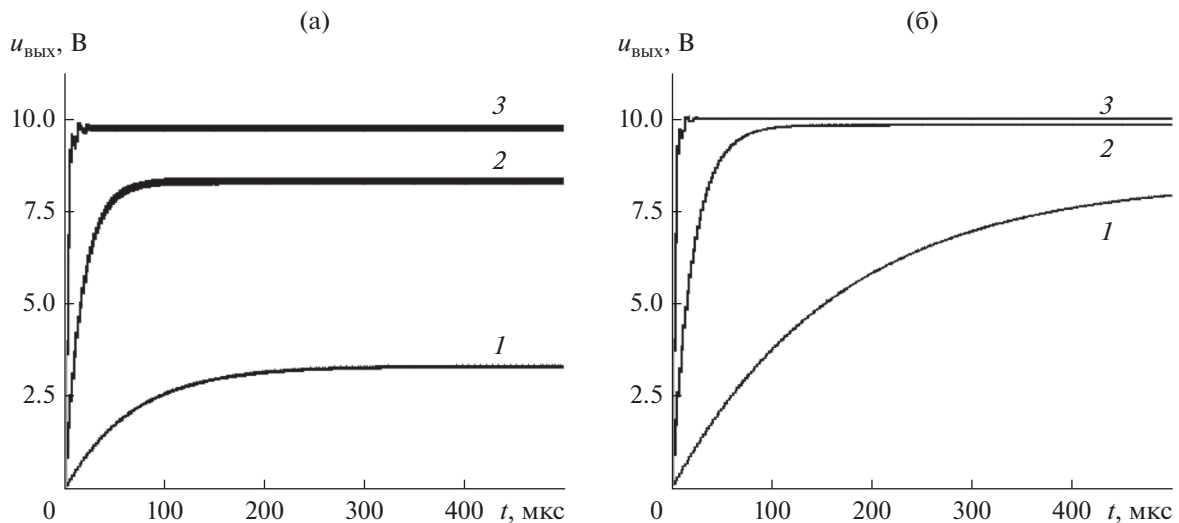


Рис. 6. Временные характеристики выходного напряжения преобразователя $u_{\text{вых}}$: а) при различном сопротивлении нагрузки $R_3 = 10$ (график 1), 100 (2) и 1000 Ом (3); б) при различной емкости “летающего” конденсатора $C_1 = 0.1$ (график 1), 1 (2) и 10 мкФ (3).

противлению нагрузки $R_n = 100$ Ом коэффициент преобразования снижается до $k_u \approx 0.3$ (см. рис. 6а, кривая 1). Уменьшение емкости “летающего” конденсатора C_1 увеличивает длительность переходного процесса от 50 мкс при $C_1 = 1000$ нФ до 1000 нс при $C_1 = 100$ нФ, что вызвано уменьшением порций электрического заряда, поступающих от “летающего” “конденсатора” в конденсатор фильтра, вследствие чего увеличивается время заряда конденсатора C_2 .

Исследование влияния емкости конденсатора C_2 фильтра на выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ преобразователя (см. рис. 3), как и в предыдущем исследовании, проводили в режиме Analysis Parameter Sweep при разных токах нагрузки: $R_n = 1000$ Ом (практически холостой ход) и $R_n = 100$ Ом. В качестве изменяемого параметра была выбрана емкость конденсатора C_2 фильтра.

Изменение величины емкости конденсатора C_2 фильтра в широком диапазоне практически не влияет на величину установившегося выходного напряжения $u_{\text{вых}}$. Как и следовало ожидать, увеличение емкости конденсатора C_2 фильтра приводит к увеличению длительности переходного процесса (до 400 мкс) при включении питания. От величины емкости конденсатора C_2 фильтра и от сопротивления нагрузки зависит величина напряжения пульсаций выходного напряжения. При токе нагрузки $I_n = 80$ мА для $C_2 = 100$ нФ величина пульсаций выходного напряжения составила $\Delta u_{\text{вых}} = 2$ В (рис. 7, график 1) и при той же

нагрузке снижается при $C_2 = 10$ мкФ до $\Delta u_{\text{вых}} = 50$ мВ (рис. 7, график 3).

Исследование влияния сопротивления нагрузки R_3 на выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ (см. рис. 3) проводили также в режиме Analysis Parameter Sweep. В качестве варьируемого параметра было выбрано сопротивление нагрузки R_3 (1, 10, 100 и 1000 Ом). Величина емкости конденсаторов C_1 и

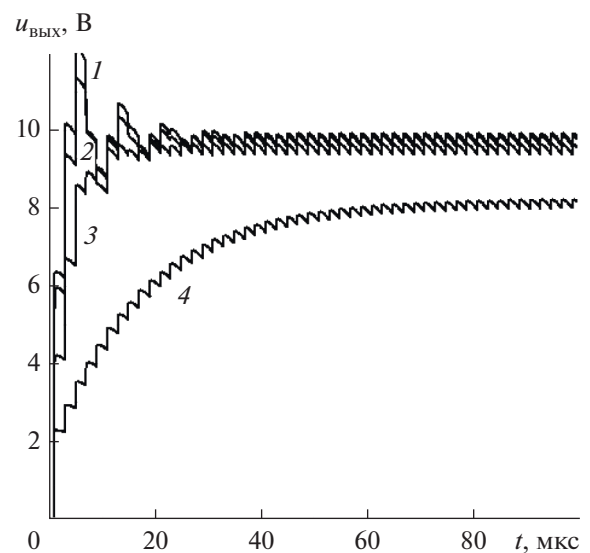


Рис. 7. Временные характеристики выходного напряжения преобразователя $u_{\text{вых}}$ при разном сопротивлении нагрузки: а) 1 кОм, б) 100 Ом, для разной емкости фильтра $C_2 = 0.1$ (график 1), 1 (2) и 10 мкФ (3).

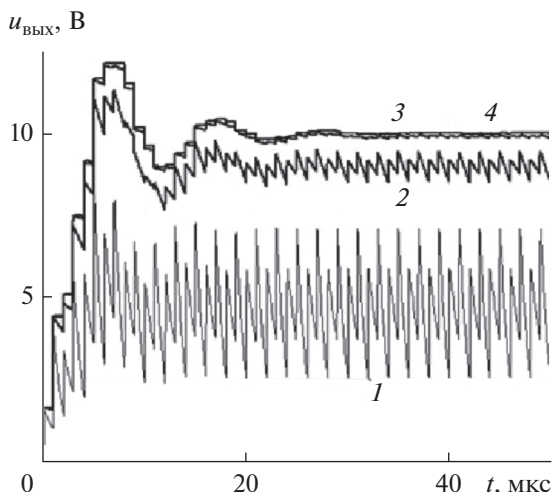


Рис. 8. Выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ для различных сопротивлений нагрузки $R3 = 1$ (график 1), 10 (2), 100 (3) и 1000 Ом (4).

$C2$ была выбрана равной 1 мкФ. Результаты моделирования приведены на рис. 8. С уменьшением сопротивления нагрузки $R3$ снижался коэффициент преобразования k_u от 0.98 при $R3 = 1000$ Ом (рис. 8, график 4) до 0.5 при $R3 = 1$ Ом (рис. 8, график 1).

С увеличением тока нагрузки (уменьшением $R3$) снижается выходное напряжение и, соответственно, уменьшается коэффициент передачи и

растет амплитуда пульсаций $\Delta u_{\text{вых}}$ выходного напряжения.

При небольших токах нагрузки (единицы миллиампер) и достаточно большом сопротивлении нагрузки ($R3 > 100$ Ом) выходное напряжение $U_{\text{вых}} \approx U_{\text{вх}}$ практически не зависит от сопротивления нагрузки и равно выходному напряжению в режиме холостого хода ($R3 \rightarrow \infty$). Коэффициент передачи преобразователя при этом близок к единице (см. рис. 8) и снижается с ростом тока нагрузки (при уменьшении сопротивления нагрузки $R3$).

Результаты, приведенные на рис. 8, удобно представить нагрузочной характеристикой (рис. 9а) в виде зависимости выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от тока нагрузки I_n , которые измерены вольтметром $M4$ и амперметром $M3$ при различных сопротивлениях нагрузки. Характерная особенность полученной нагрузочной характеристики – линейная зависимость между током и напряжением нагрузки, соответствующая эквивалентному выходному сопротивлению устройства $R_{\text{экв}} = \Delta U_{\text{вых}} / \Delta I_n$, которое зависит от емкости “летающего” конденсатора и частоты коммутации согласно выражению (11). Так, при емкости конденсатора $C1 = 1$ мкФ выходное сопротивление составило $R_{\text{экв}} = 2$ Ом, а при $C1 = 0.01$ мкФ $R_{\text{экв}} = 200$ Ом.

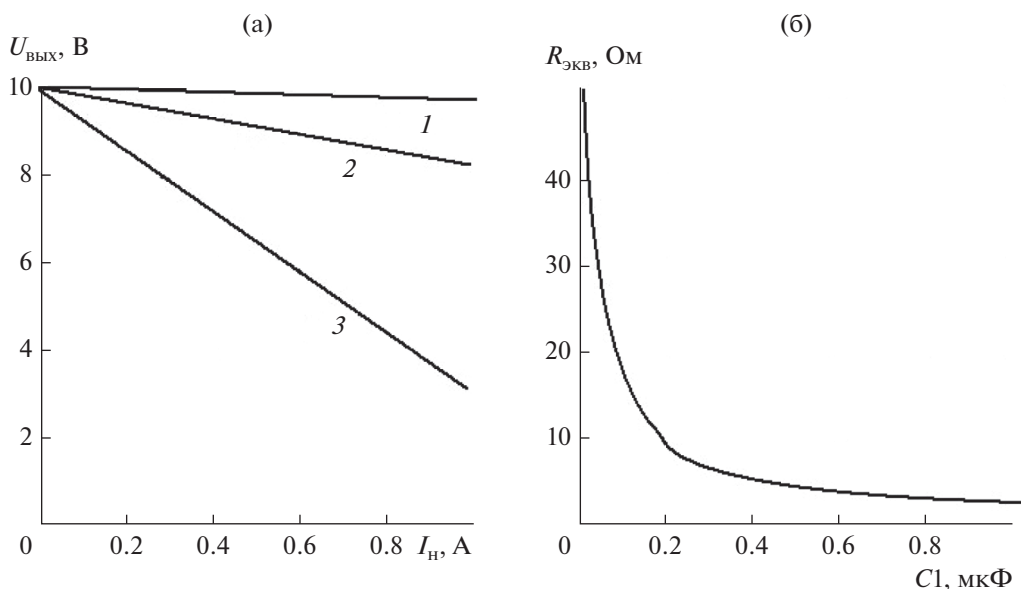


Рис. 9. Характеристики преобразователя: а) нагрузочная характеристика при разной величине “летающего” конденсатора $C1 = 1$ (график 1), 0.1 (2) и 0.01 мкФ (3); б) выходное (эквивалентное) сопротивление $R_{\text{экв}}$ для различных значений $C1$.

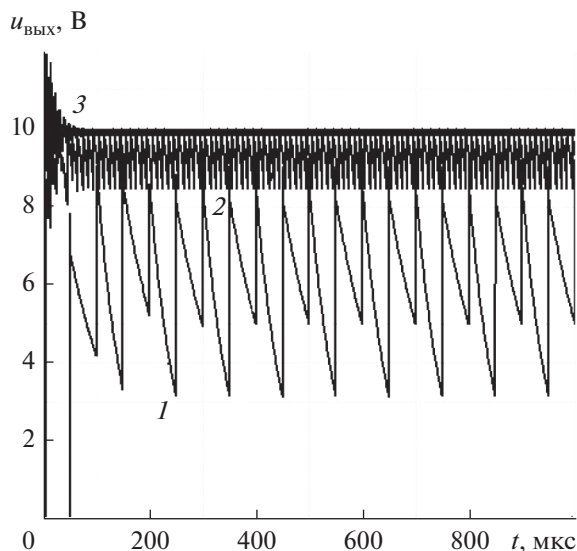


Рис. 10. Уровень пульсаций выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ при различной частоте коммутации $f_{\text{такт}} = 10$ (график 1), 100 (2) и 1000 кГц (3).

На рис. 9б приведена зависимость эквивалентного выходного сопротивления $R_{\text{экв}}$ от емкости конденсатора $C1$ при частоте $f_{\text{такт}} = 500$ кГц.

На энергетические характеристики преобразователя безусловно влияют потери в ключах $S1$ и $S2$ (см. рис. 3), в частности, их сопротивление во включенном состоянии $r_{\text{кл}}$. При моделировании был использован режим Analysis Parameter Sweep. В качестве варьируемого параметра выбран параметр On State Resistance – сопротивление ключа в замкнутом состоянии.

Моделирование показало, что КПД преобразователя снижается с ростом потерь в ключах, но при вариации сопротивления $r_{\text{кл}}$ открытого ключа в диапазоне от 0.01 до 1 Ом (диапазон типовых значений современных MOSFET ключей) остается достаточно высоким.

При исследовании влияния частоты коммутации ключей $S1$ и $S2$ (см. рис. 3) на выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ преобразователя моделирование проводили в режиме Analysis Parameter Sweep при вариации параметра Frequency генератора $V2$ в широком диапазоне частот $f_{\text{такт}}$ от 10 до 1000 кГц (рис. 10).

КПД зарядового насоса без учета потерь на ключах будет равно

$$\text{КПД} = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}} I_{\text{н}}}{U_{\text{вх}} I_{\text{вх}}} \approx \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = k_u,$$

т.е. коэффициенту передачи k_u напряжения со входа на выход.

С ростом частоты коммутации силовых транзисторов улучшается коэффициент передачи k_u напряжения со входа на выход, а значит и КПД, и уменьшается амплитуда пульсаций выходного напряжения. При малых токах нагрузки, $I_{\text{н}} < 0.01$ А, при параметрах, используемых при моделировании, КПД достигает 98%, а при токе нагрузки около 1 А снижается до 80%.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена методика схемотехнического моделирования схемы зарядового насоса, позволяющая количественно исследовать основные энергетические характеристики, такие как КПД, коэффициент передачи напряжения со входа на выход и выходное сопротивление DC/DC-преобразователей.

Показано, что с уменьшением емкости “летающего” конденсатора снижается коэффициент передачи напряжения со входа на выход, причем скорость снижения растет с увеличением тока нагрузки. Количественно определено влияние емкости конденсатора фильтра на установившееся выходное напряжение и его пульсации, а также длительность переходного процесса при включении питания. Установлено, что с уменьшением сопротивления нагрузки снижался коэффициент передачи напряжения со входа на выход от 0.98 (при сопротивлении 1000 Ом) до 0.5 (при сопротивлении 100 Ом). Сняты нагрузочные характеристики DC/DC-преобразователей с различной емкостью “летающего” конденсатора. Расчеты показали, что уменьшение емкости “летающего” конденсатора с 1 до 0.01 мкФ выходное (эквивалентное) сопротивление увеличилось с 2 до 200 Ом.

Установлено, что с ростом частоты коммутации силовых транзисторов улучшается коэффициент передачи напряжения со входа на выход, а значит, и КПД, и уменьшается амплитуда пульсаций выходного напряжения: например, при токах нагрузки меньших 0.01 А при параметрах, используемых при моделировании, КПД достигал 98%, а при токе нагрузки ~1 А снижался до 80%. Рассмотрены вопросы обеспечения гальванического разделения входной и выходной цепи DC/DC преобразователей схемотехникой временной задержки t_3 Dead Time в сигналах управления силовыми ключами для предотвращения появления сквозных токов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Яблоков Д. // Компоненты и технологии. 2005. № 2. С. 96.

2. *Битюков В.К., Симачков Д.С., Бабенко В.П.* Источники вторичного электропитания. М.: Инфра-Инженерия. 2019.
3. *Битюков В.К., Михневич Н.Г., Петров В.А.* // Росс. Технол. Журн. 2020. Т. 8. № 1. С. 80.
4. *Битюков В.К., Михневич Н.Г., Петров В.А.* // Росс. Технол. Журн. 2019. Т. 7. № 4. С. 31.
5. DC-DC conversion without inductors. Maxim Integrated Product. Appnote 725. 22 July 2009.
6. The forgotten converter. Charge-pump basics. Operation. Texas Instruments Incorporated. SLPY005. 2 July 2015.
7. *Frenzel L.* // Радиолоцман. 2017. Декабрь. С. 32. <https://www.rlocman.ru/review/article.html?di=369541>.
8. *Макаренко В.* // Электрон. компоненты и схемы. 2016. № 2. С. 33.
9. *Битюков В.К., Миронов А.В., Михневич Н.Г., Петров В.А.* // Вестн. концерна ВКО “Алмаз-Антей”. 2017. № 1. С. 48.
10. *Битюков В.К., Петров В.А., Сотникова А.А.* // Росс. Технол. журн. 2017. Т. 5. № 4. С. 13.
11. *Битюков В.К., Иванов А.А., Миронов А.В. и др.* // Радиотехника. 2017. № 2. С. 126.
12. *Битюков В.К., Иванов А.А., Миронов А.В. и др.* // Росс. Технол. журн. 2016. Т. 4. № 3. С. 37.
13. *Бабенко В.П., Битюков В.К., Кузнецов В.В., Симачков Д.С.* // Росс. технол. журн. 2018. Т. 6. № 1. С. 20.
14. *Бабенко В.П., Битюков В.К.* // РЭ. 2019. Т. 64. № 2. С. 199.
15. *Бабенко В.П., Битюков В.К.* // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2018. Т. 18. № 3. С. 615.
16. *Ковалева И.В., Лучанинов Д.В.* // Постулат. 2018. № 2-1. С. 5.