

ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРАХ

УДК 621.314

МНОГОКАНАЛЬНАЯ СИСТЕМА БАТАРЕЙНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

© 2022 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 28.08.2021 г.

После доработки 19.02.2022 г.

Принята к публикации 14.03.2022 г.

Представлены результаты исследования энергетических и шумовых характеристик многоканального DC/DC-преобразователя для устройств с батарейным электропитанием, позволяющего поддерживать выходное стабилизированное напряжение на нескольких выходах при входном напряжении ниже, выше или равном выходному и обеспечивающего максимальное использование заряда батарей при минимальном размере внешних компонентов. Рассмотрены особенности коммутационных процессов в переходных режимах работы. Схематехническое моделирование позволило уточнить характеристики процессов, исследовать источники потерь преобразования, сформулировать рекомендации по выбору параметров элементов преобразователей и формированию сигналов управления.

DOI: 10.31857/S0033849422070051

ВВЕДЕНИЕ

Электропитание портативных (мобильных) электронных устройств, когда в качестве первичного источника напряжения постоянного тока используют батареи или аккумуляторы, является далеко не тривиальной задачей. Современные ультракомпактные устройства, такие как устройства IoT (интернет вещей), планшетные компьютеры, интеллектуальные часы, мобильные телефоны и смартфоны, мультимедийные устройства, спутниковые навигаторы (автономные и встроенные системы навигации), бортовая аппаратура мультисредовых и др., содержат большое количество разнородных узлов, требующих гибкую многоканальную и компактную систему вторичного электропитания от общего первичного источника энергии. Так, например, во многих портативных устройствах для работы радиомодулей необходимы источники электропитания с напряжением 3.0 В, цифровые процессоры обычно требуют для своей работы напряжения от 1.1 до 1.8 В, а если в системе есть и механические приводы, то для их работы требуются более мощные каналы с напряжением 3.2 В и выходным током до 300 мА [1]. Каждый из модулей предъявляет индивидуальные требования к системе управления электропитанием. Кроме того, система должна обеспечивать максимальное продление времени работы батарей за счет использования активной емкости аккумулятора, разряжая его до минимально возможного напряжения, иметь

высокий КПД, малое собственное тепловыделение, возможность функционирования в жестких условиях окружающей среды.

Цель данной работы – рассмотреть особенности схемотехники подобных устройств и исследовать их энергетические характеристики.

Современные инновационные решения в области электропитания портативных автономных устройств направлены на увеличение продолжительности работы между очередными циклами зарядки за счет более полного использования активной емкости аккумулятора при изменении напряжения в процессе разряда от ~4.2 до ~2.3 В. Максимальное продление времени работы батарей достигается с помощью широкодиапазонных DC/DC-преобразователей (конверторов), построенных по топологии SEPIC, Cuck, ZETA и др., способных стабилизировать выходное постоянное напряжение, когда входное напряжение изменяется непрерывно и может быть меньше, больше или равно выходному напряжению. Те же проблемы существуют при использовании возобновляемых источников энергии [2].

Каждая из топологий популярных понижающе-повышающих DC/DC-преобразователей представляет собой последовательное соединение в любом порядке двух преобразователей понижающего и повышающего типа, для которых необходимо, как правило, два и более индуктивных элемента [3].

Но дроссель преобразователя принципиально не может быть малогабаритным, зачастую его масса и габариты превышают массу и габариты других компонентов устройства. Более того, производство индуктивных элементов технологически не только плохо совместимо с современным электронным производством, но и сложнее и дороже других электронных компонентов [4].

Надо отметить тот факт, что имеются и безындуктивные (емкостные) DC/DC-преобразователи, в которых используются конденсаторы в качестве накопителей заряда [5, 6]. Однако в большинстве случаев индуктивные накопители более эффективны чем емкостные.

1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ Понижающего И ПОВЫШАЮЩЕГО ТИПА

Вопросам импульсного преобразования энергии с разной степенью детальности посвящено достаточно большое количество публикаций в отечественной и зарубежной литературе [7, 8].

Несмотря на то что преобразователи понижающего и повышающего типа выполняют разные функции, базируются они на похожих принципах работы, содержат практически одинаковый набор электронных компонент как по функциям, так и по количеству и равноценны по массогабаритным параметрам и стоимости [7]. Отличаются рассматриваемые преобразователи лишь способом коммутации накопительного дросселя, режим работы которого определяет характеристики схемы. В состав каждой схемы входят два коммутирующих элемента.

В асинхронной топологии один из ключей является активным (управляемым), обычно выполняемый на MOSFET, а другой является пассивным (неуправляемым) – обычно это диод Шоттки.

В синхронных топологиях вместо пассивного ключа (диода) используется второй активный ключ, работающий в противофазе с первым. Падение напряжения на втором активном ключе существенно ниже, чем на прямосмещенном диоде, за счет чего достигаются лучшие характеристики устройства. Однако управление несколькими транзисторными ключами верхнего и нижнего уровня с элементами защиты от сквозных токов усложняет схемотехнику преобразователя.

Однако асинхронные схемы преобразователей дешевле и проще синхронных.

Процессы преобразования электрической энергии в понижающем и повышающем преобразователях количественно и качественно имеют много общего [8] и состоят из двух последовательно сменяющихся друг друга фаз.

2. Понижающе-повышающие Преобразователи

Конверторные или понижающе-повышающие (buck-boost) преобразователи позволяют получать на выходе напряжение большее, меньшее или равное входному напряжению.

Они реализуются последовательным включением пары DC/DC-преобразователей, понижающего и повышающего типа, в любом порядке с использованием одной, двух и более индуктивных без магнитной связи или магнитосвязанных многообмоточных дросселей [9].

Среди схем конверторов особую популярность получил неинвертирующий асинхронный конвертор Single Ended Primary Inductance Converter, SEPIC (рис. 1а), или преобразователь с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью. Конвертор SEPIC включает в себя входную секцию повышающего преобразователя (элементы $L1, S1, C_{вх}$) и выходную секцию понижающего преобразователя (элементы $L2, VD1, C_{вых}$), разделенные “летающим” конденсатором $C1$. В упрощенном виде принцип действия SEPIC, как и других конверторов, можно описать в виде двух фаз: фазы накопления энергии в дросселях, когда ключ $S1$ замкнут (состояние а) и фазы перекачки энергии на выход, когда ключ $S1$ разомкнут (состояние б). Токи фазы накопления энергии показаны на схемах сплошной линией, а токи перекачки энергии – штриховой.

В первой фазе, когда ключ $S1$ замкнут (состояние а), ток I_{L1}^a (направление показано сплошной линией) протекает через обмотку дросселя $L1$, в котором запасается электромагнитная энергия. Диод $VD1$ обратен смещен (заперт) суммарным напряжением $+U_{вых}$ и напряжением на дросселе U_{L2} . Разделительный “летающий” конденсатор $C1$, заряженный на предыдущей фазе, разряжается током I_{L2}^a через дроссель $L2$, перекачивая энергию конденсатора в энергию дросселя $L2$.

В течение второй фазы, когда ключ $S1$ разомкнут (состояние б), ЭДС самоиндукции дросселей открывает диод $VD1$. Энергия, накопленная в предыдущей фазе в дросселе $L2$ током I_{L2}^b (пунктирная линия), перекачивается в выходной конденсатор $C_{вых}$ и нагрузку, а током I_{L1}^b (штриховая линия) происходит дозарядка разделительного конденсатора $C1$ с полярностью, указанной на схеме.

Коэффициент передачи напряжения со входа на выход конвертора $K_{u_{конв}}$ определяется произведением коэффициентов преобразования повышающей $K_{u_{пов}} = 1/(1 - D)$ и понижающей секций $K_{u_{пон}} = D$. Коэффициент $K_{u_{конв}}$ зависит от коэф-

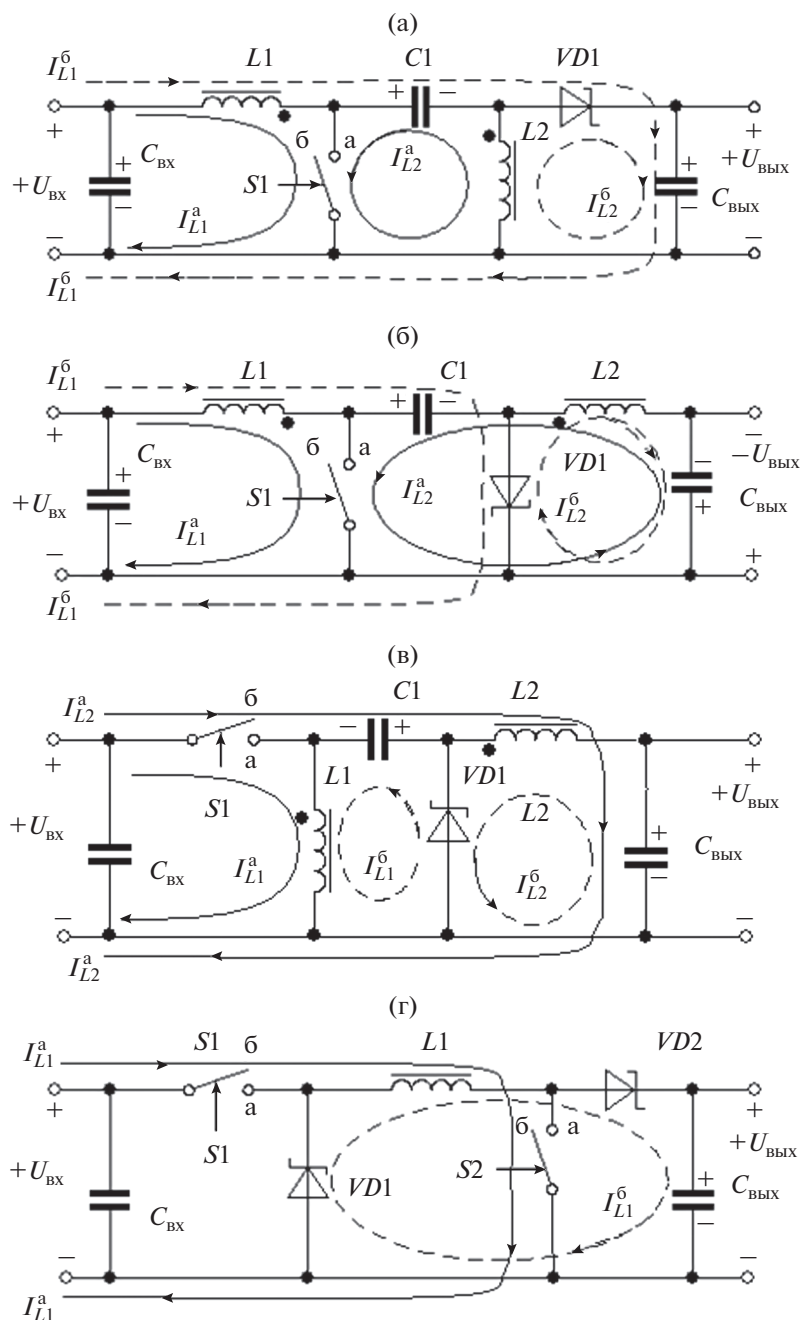


Рис. 1. Топология асинхронных конверторных преобразователей: а – неинвертирующий SEPIC; б – инвертирующий Cuck; в – неинвертирующий ZETA (Inverse SEPIC); г – неинвертирующий buck-boost.

фициента заполнения D импульсной последовательности [10]

$$K_{и\text{кон}} = K_{и\text{пов}} K_{и\text{пон}} = \frac{D}{1-D}.$$

Следовательно, для конвертора передаточная характеристика имеет вид

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{D}{1-D} U_{\text{ВХ}}. \quad (1)$$

Популярность асинхронного конвертора SEPIC обусловлена использованием единственного активного ключа $S1$ нижнего уровня, что позволило использовать для управления дешевые массовые контроллеры, разработанные ранее для управления повышающими преобразователями [10].

Реже используется инвертирующий конвертор Cuck (рис. 16) [11]. Асинхронная схема преобразователя Cuck, подобно схеме SEPIC, реализуется с активным ключом нижнего уровня, что, как и в

топологии SEPIC, позволяет использовать дешевые массовые контроллеры повышающих преобразователей. Однако инвертирование в преобразователях менее востребовано, чем преобразование без инверсии, что и сказалось на популярности топологии Cuck.

Еще реже встречается конвертор Inverse SEPIC (рис. 1в), который иногда называют преобразователем ZETA. Асинхронный конвертор ZETA, как и SEPIC, является неинвертирующим. А прилагательное Inverse (обратный) связан с последовательностью преобразовательных секций. Несмотря на различия в топологии, в функционировании у них много общего, оба являются неинвертирующими вследствие того, что преобразователь ZETA выполнен по понижающе-повышающей, а SEPIC — по повышающе-понижающей топологии. Определенную сложность представляет управление активным ключом верхнего уровня $S1$ (рис. 1в), требующим специального контроллера (это ограничивает популярность ZETA в асинхронной топологии и сказывается на стоимости конвертора).

Несколько особняком стоит асинхронный неинвертирующий buck-boost-конвертор (рис. 1г), представляющий собой последовательно соединенные секции понижающего и повышающего преобразователей [9] с общим дросселем $L1$. Накопление энергии в магнитном поле дросселя происходит при замкнутых ключах $S1$ и $S2$ (ток фазы накопления показан сплошной линией). При разомкнутых ключах $S1$ и $S2$ происходит перекачка энергии, запасенной в дросселе $L1$, в выходной накопительный конденсатор $C_{\text{вых}}$. Единственный дроссель buck-boost-конвертора, это, пожалуй, его единственное достоинство. Недостатки конвертора очевидны: требуется два активных и два пассивных ключа, что повышает его стоимость, увеличивает уровень потерь и снижает КПД.

3. СИНХРОННЫЙ КОНВЕРТОР С ЕДИНСТВЕННОЙ ИНДУКТИВНОСТЬЮ

Значительно улучшить характеристики асинхронного buck-boost-конвертора (см. рис. 1г) удалось, используя синхронную схему с четырьмя MOSFET-ключами и датчиком тока $R1$ [12].

Четыре MOSFET $Q1...Q4$ (рис. 2) включены по мостовой схеме. В первой фазе работы при замыкании ключей $Q1, Q4$ (при этом транзисторы $Q2, Q3$ выключены) током i_1 , протекающим через обмотку дросселя $L1$ (показано сплошной линией), в нем запасается электромагнитная энергия. Во второй фазе, когда ключи $Q1, Q4$ разомкнуты, а $Q2, Q3$ замкнуты, энергия, накопленная в дросселе $L1$ током i_2 (штриховая линия), перекачивается в выходной конденсатор $C_{\text{вых}}$ и нагрузку. Управление ключами выполняется специализирован-

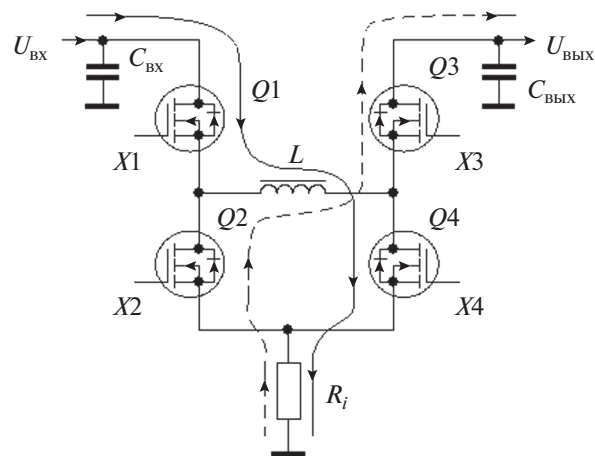


Рис. 2. Силовая часть синхронного понижающе-повышающего buck-boost-конвертора.

ным контроллером, например LM5175 (Texas Instruments).

В рассматриваемой схеме реализован уникальный режим управления с использованием компаратора, который сравнивает входное $U_{\text{вх}}$ и выходное $U_{\text{вых}}$ напряжения и переключает режим преобразования:

— при $U_{\text{вх}} > U_{\text{вых}}$ реализуется режим синхронного понижающего преобразователя. При этом ключи $Q3$ (замкнут) и $Q4$ (разомкнут) находятся в статическом режиме и вносят минимальные потери. Динамически переключающиеся ключи $Q1$ и $Q2$ являются основными источниками потерь как статических, так и динамических. В фазе накопления энергия запасается в дросселе $L1$ током i_1 (сплошная линия). Током i_2 (штриховая линия) через открытый канал транзисторов $Q2, Q3$ происходит перекачка энергии дросселя $L1$ в конденсатор $C_{\text{вых}}$ и нагрузку. Падение напряжения на открытом канале транзисторов $Q2, Q3$ недостаточно для открытия паразитных диодов. Потери преобразования в этом режиме минимальны и обусловлены двумя динамически переключающимися ключами $Q1$ и $Q2$;

— при $U_{\text{вх}} < U_{\text{вых}}$ реализуется режим синхронного повышающего преобразователя. При этом ключи $Q1$ и $Q2$ находятся в статическом режиме; $Q1$ замкнут, $Q2$ разомкнут, а динамически переключаются ключи $Q3$ и $Q4$. Как и в предыдущей фазе, накопление энергии происходит током i_1 , а перекачка энергии током i_2 . Потери преобразования также обусловлены двумя динамически переключающимися ключами $Q3$ и $Q4$.

Время переключения между повышающим и понижающим режимом определяется быстродействием компаратора и реализуется без заметной

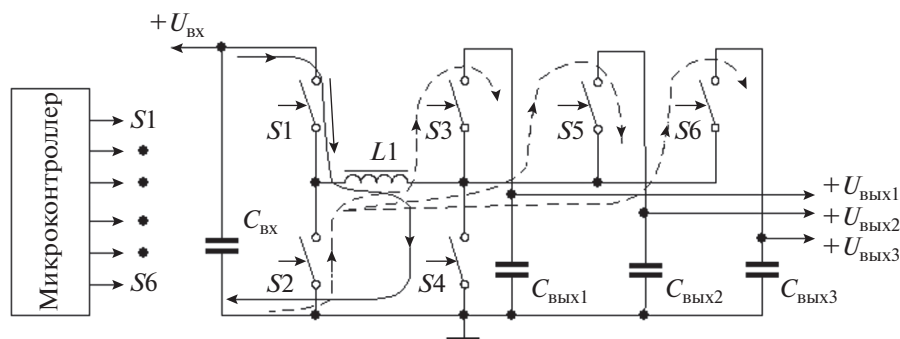


Рис. 3. Топология трехканального преобразователя Single-Inductor Multiple-Output.

паузы и с минимальными переходными процессами [9].

Такое управление обеспечивает большую эффективность (по сравнению с традиционной топологией) преобразования за счет фиксации двух ключей в статическом режиме, когда переключаются лишь два оставшихся. Ключи в статическом режиме имеют минимальные потери на малом сопротивлении канала (доли ома) открытого MOSFET. Всего лишь пара коммутирующих ключей определяет потери преобразователя, что уменьшает потери и повышает его КПД.

Метод управления преобразователем в режиме токового ограничения, по сигналу датчика тока $R1$ обеспечивает высокую эффективность преобразования во всем диапазоне выходных напряжений за счет поддержания работы в пограничном режиме между режимом Continuous Current Mode (CCM) и Discontinuous Current Mode (DCM). Особенно это существенно при переходе из режима повышения в режим понижения (и наоборот), что обеспечивает плавный переход без резкого изменения конфигурации управления.

4. СИНХРОННЫЙ МНОГОКАНАЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ SIMO

Компанией Maxim Integrated для эффективных и минимальных по размерам систем управления батарейным питанием с несколькими выходными напряжениями предложена топология понижающе-повышающего преобразователя Single-Inductor Multiple-Output (SIMO) [13]. В основе топологии лежит принцип временного разделения процессов преобразования в разных каналах. Это приводит к тому, что единственный накапливающий дроссель понижающе-повышающего преобразователя используется каждым каналом по очереди. Выходное напряжение каждого канала стабилизировано, даже когда входное напряжение падает ниже выходного, что позволяет полностью использовать емкость аккумулятора.

Топология трехканального преобразователя SIMO [10, 14, 15] и цепи протекания токов показаны на рис. 3, а временные диаграммы — на рис. 4.

На ключах $S1...S4$ выполнена схема синхронного понижающе-повышающего неинвертирующего преобразователя, работа которого подобна синхронным топологиям, рассмотренным ранее. В фазе накопления при замкнутых ключах $S1$ и $S4$ и разомкнутых остальных ключах (ток накопления i_0 показан сплошной линией) энергия запасается в дросселе $L1$. Этот цикл повторяется по очереди при работе на каждый выход.

Перекачка энергии на каждый выход преобразователя SIMO происходит последовательно во времени при замкнутом ключе $S2$ и одном из выходных ключей $S3, S5, S6$, при этом ключи $S1, S4$ разомкнуты. Соответствующие токи i_1, i_2, i_3 перекачки энергии на один из выходов показаны штриховой линией. Алгоритм коммутации ключей и соответствующие временные диаграммы приведены в табл. 1 и на рис. 4.

Ключ $S2$ переключается в противофазе с ключами $S1, S4$ с необходимой задержкой для предотвращения сквозных токов. Такой характер управления ключами требует использования снабберной цепочки для подавления индуктивных выбросов напряжения при коммутационных процессах, которое при описании функционирования не приведено на рис. 2.

Сердцем преобразователя SIMO является интегрированный специализированный микроконтроллер (см. рис. 3), выполняющий ряд функций:

— в соответствии с сигналом цепей стабилизации напряжения формируется с каждого выхода соответствующий интервал времени накопления, когда ключи $S1$ и $S4$ замкнуты при разомкнутых остальных ключах (интервалы времени $0...t_1, t_2...t_3, t_4...t_5$), что обеспечивает достаточное количество энергии для поддержания выходного стабилизированного напряжения на каждом канале. Крутизна пилы на этих участках постоянна и определяется индуктивностью дросселя. Интервал времени, на

который открываются ключи, отвечающие за перекачку энергии, запасенной в дросселе (интервалы времени $t_1...t_2, t_3...t_4, t_5...t_6$ и т.д.), формируется компаратором, контролирующим момент снижения тока дросселя I_{L1} до нуля (токовый режим управления);

— в простых приложениях настройка основных параметров, таких как выходные напряжения и максимальный ток дросселя, устанавливаются аппаратным способом с помощью внешних резисторов (MAX17270);

— для более сложных задач установка необходимых режимов работы и контроль значения основных рабочих параметров выполняется централизованно через двунаправленный интерфейс I2C (MAX17271). Это позволяет максимально эффективно адаптировать систему в соответствии с текущими потребностями приложения и отправлять сообщения о неисправностях и обновления статуса;

— подключение внешних данных позволяет реализовать оперативное обновление рабочих условий, а также различные варианты предварительно запрограммированных действий;

— контроль длительности каждого из этапов преобразования позволяет обеспечить максимально точную стабилизацию выходных напряжений при минимальном уровне пульсаций;

— при необходимости можно оперативно отключить любую из питающих шин, а также гибко регулировать количество циклов преобразования для каждого канала в зависимости от выходного тока, вплоть до полной остановки всей силовой части в режиме легких нагрузок [14];

— внешние команды сброса и выключения с помощью выводов RESET и ON, а также индикация наличия всех выходных напряжений с помощью вывода RSTB расширяют оперативные возможности управления;

— встроенные операционные усилители обеспечивают информацию относительно входного и выходного напряжения и выходного тока, обес-

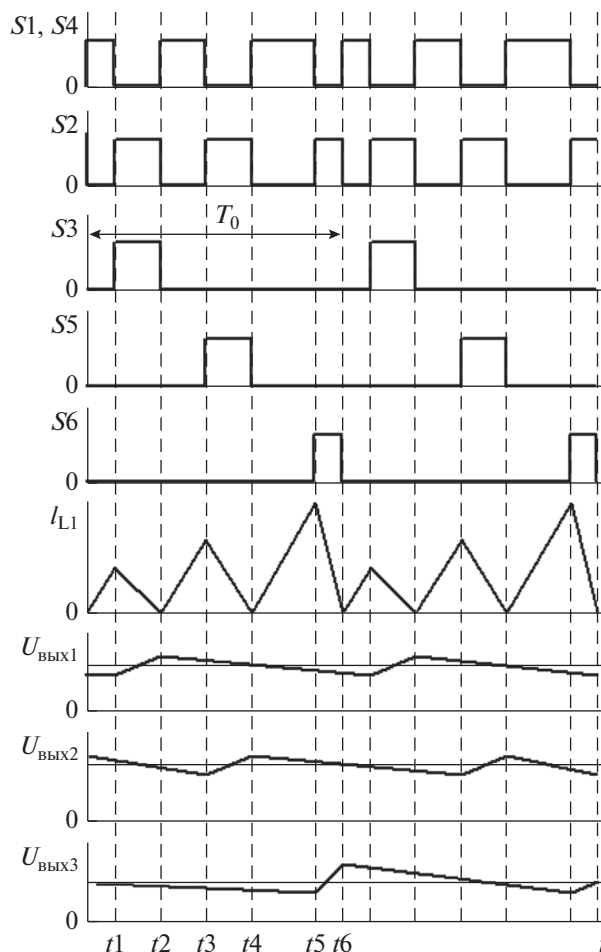


Рис. 4. Временные диаграммы трехканального преобразователя SIMO: S1...S6 – управляющее напряжение на ключах; I_{L1} – ток через обмотку дросселя L1; $U_{\text{вых1}}, U_{\text{вых2}}, U_{\text{вых3}}$ – постоянное напряжение на выходах 1, 2, 3; $u_{\text{вых1}}, u_{\text{вых2}}, u_{\text{вых3}}$ – форма пульсаций напряжения на выходах 1, 2, 3.

печивают контроль короткого замыкания или перегрузки, контролируемый запуск (мягкий старт) и программируемую блокировку с адаптивным ги-

Таблица 1. Диаграмма коммутации ключей

Фаза работы		Интервал	S1	S2	S3	S4	S5	S6
$U_{\text{вых1}}$	Накопление	$0...t_1$	+	–	–	+	–	–
	Перекачка	$t_1...t_2$	–	+	+	–	–	–
$U_{\text{вых2}}$	Накопление	$t_2...t_3$	+	–	–	+	–	–
	Перекачка	$t_3...t_4$	–	+	–	–	+	–
$U_{\text{вых3}}$	Накопление	$t_4...t_5$	+	–	–	+	–	–
	Перекачка	$t_5...t_6$	–	+	–	–	–	+

Примечание: + ключ замкнут, – ключ разомкнут.

стерезисом в случае питания преобразователя недопустимо пониженным входным напряжением.

Токовый режим управления во многом напоминает релейную схему стабилизации, когда временные интервалы $t_1...t_6$ зависят от тока нагрузки, обеспечивает максимально эффективный режим на границе неразрывных и разрывных токов дросселя (CCM и DCM), способствует эффективному использованию энергетической емкости дросселя, минимизации его индуктивности, обеспечению максимального КПД [10].

Из недостатков SIMO-преобразователей следует отметить некоторое увеличение емкости выходных конденсаторов, поскольку они должны поддерживать уровень выходного напряжения в течение большего временного интервала. Однако из-за того, что удельная энергетическая емкость конденсаторов намного больше, чем для индуктивных компонентов, это не приводит к столь значительному увеличению объема устройства, как в случае использования отдельных дросселей в каждом из каналов.

При проектировании многоканального преобразователя на n -канальных MOSFET следует учитывать неидеальность MOSFET-ключа. Он управляемо пропускает ток через канал при положительном напряжении между стоком и истоком $+U_{си}$ через канал и неуправляемо пропускает ток при отрицательном напряжении $-U_{си}$ через паразитный диод (body diode). По этой причине возможно перетекание заряда через паразитные диоды выходных ключей от выходного конденсатора с большим напряжением в выходной конденсатор с меньшим напряжением, что, конечно, недопустимо. Поэтому выходные MOSFET-ключи $S3$, $S5$ и $S6$ снабжены дополнительной схемой блокировки обратного тока.

Проанализировать процессы и факторы, влияющие на эффективность работы преобразователя, удобно с использованием схемотехнического моделирования.

5. МОДЕЛИРОВАНИЕ SIMO КОНВЕРТОРА

В качестве среды моделирования была использована программа Electronics Workbench (EWB) [16]. Общая проблема использования универсальных программ для моделирования силовых устройств состоит в ограниченности библиотеки электронных компонентов, отсутствии драйверов силовых ключей и стандартных контроллеров управления. Также возникает определенная сложность вследствие закрытого в программе доступа к параметрам библиотечных моделей любых фирменных транзисторов. В работе [17] представлены результаты специального исследования моделей силовых транзисторов из библиотеки EWB в статическом и дина-

мическом режимах и сопоставления их параметров с соответствующими данными Datasheet.

Для моделирования был выбран n -канальный MOSFET типа IRFZ14z из библиотеки Intrl (International Rectifier) с сопротивлением канала в открытом состоянии $r_{си} = 0.2$ Ом и напряжением между стоком и истоком $U_{си}$ до 60 В. Параметры библиотечной модели IRFZ14z при совместной работе с драйвером проверялись по методике [17].

Несмотря на широкий диапазон требований в разных приложениях к каналам по выходному току и напряжению энергетические характеристики каждого канала, обусловленные общим методом управления по току и граничным режимом работы силовой части (CCM и DCM), поддерживаются идентичными благодаря общему алгоритму управления, задаваемому контроллером. В многоканальной схеме следует дополнительно учитывать точностные параметры, связанные со стабильностью выходного напряжения и динамической реакцией системы на изменение нагрузки в отдельных каналах, обусловленные как алгоритмом управления, так и программным обеспечением микроконтроллера. Однако их влияние на энергетические характеристики SIMO-преобразователя не существенно и детальное исследование силовой части достаточно провести для одного из каналов, распространив результаты исследования на остальные каналы.

Схема для моделирования силовой части одного канала SIMO-преобразователя с элементами контроля и управления приведена на рис. 5. Источником постоянного входного напряжения является элемент $I1$ с предустановленным напряжением 10 В. Нагрузкой служит резистор $R2$ с выходным накапливающим конденсатором $C2$ и приборами контроля выходного напряжения (вольтметр $M2$) и силы тока (амперметр $M3$). Активные ключи, выполненные на транзисторах $Q1...Q4$ (MOSFET) включены по мостовой схеме. Два встречно-последовательно включенных транзисторов $Q4$ и $Q5$ играют роль выходного ключа с блокировкой обратного тока. В диагональ моста включен дроссель $L1$, зашунтированный снабберной цепочкой $R4$, $C3$, $D1$. Тактовые импульсы частотой 100 кГц задавались импульсным генератором $V2$, опции которого позволяют предустанавливать частоту, амплитуду и коэффициент заполнения импульсов. Цепочка временной задержки $R1$, $C1$ и логические элементы $U1$ (ИЛИ-НЕ), $U2$ (И без инверсии) формируют временную задержку t_3 управляющих импульсов, блокирующую сквозные токи при коммутации транзисторов. Управляющее напряжение, подаваемое между затвором и истоком MOSFET-ключей $Q1...Q5$, формируется компонентами $V4...V7$, выполняющими функцию драйвера ключа с гальванической развязкой. Для полного открытия MOSFET-ключа напряжение между за-

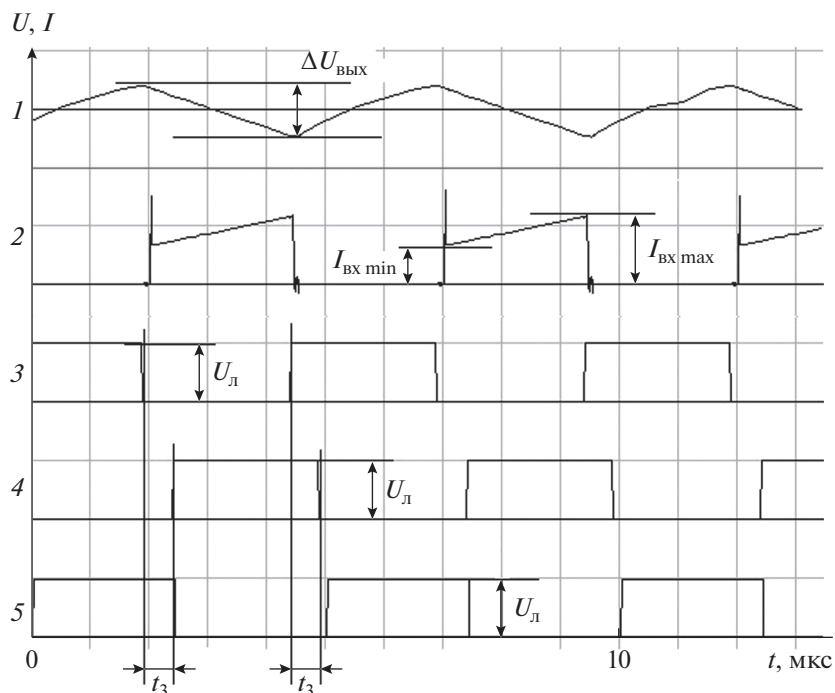


Рис. 6. Осциллограммы: 1 – пульсации выходного напряжения $\Delta U_{\text{ВЫХ}} = 10$ мВ; 2 – входной ток ($I_{\text{ВХ min}} = 160$ мА и $I_{\text{ВХ max}} = 220$ мА); 3 и 4 – импульсы с выхода формирователей задержек $U1$ и $U2$ с уровнем логического сигнала $U_{\text{Л}} = 5$ В; 5 – тактовые импульсы генератора $V2$ с амплитудой логического сигнала $U_{\text{Л}} = 5$ В.

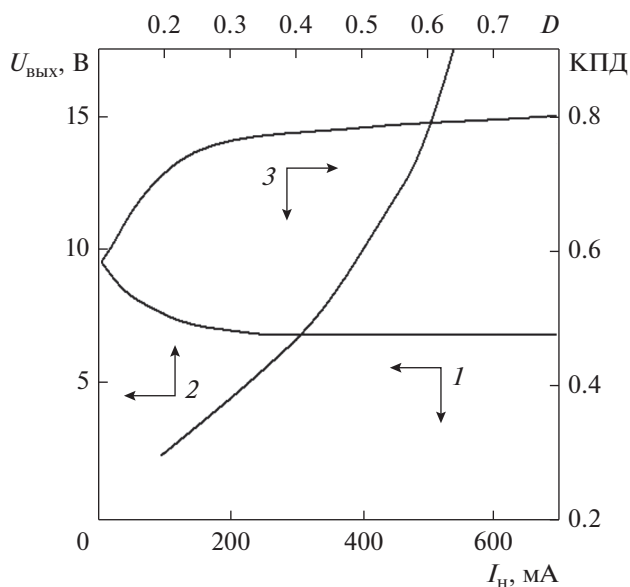


Рис. 7. Энергетические характеристики SIMO конвертора: 1 – зависимость выходного напряжения от тока нагрузки; 2 – зависимость выходного напряжения от коэффициента заполнения импульсов D ; 3 – зависимость КПД от тока нагрузки.

грузочная характеристика является практически линейной убывающей функцией с небольшим спадом, что характеризует малое выходное (динамическое) сопротивление R_i преобразователя

$$R_i = \left| \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dI_{\text{Н}}} \right| \approx 0.08 \text{ Ом.}$$

При токах нагрузки $I_{\text{Н}} < 100$ мА рассматриваемый преобразователь (см. рис. 5) переходит в режим разрывных токов, что приводит к существенному росту выходного напряжения (рис. 7, осциллограмма 1).

Регулировочная характеристика (зависимость выходного напряжения от коэффициента заполнения импульсов D), приведена на рис. 7, осциллограмма 2. Моделирование выполнялась вариацией параметра Duty Cycle генератора импульсов $V2$. Результат моделирования соответствует выражению (1).

При токах нагрузки более 200 мА КПД преобразователя составлял около 0.8 (рис. 7, осциллограмма 3), что связано с достаточно большим сопротивлением открытого канала выбранных транзисторов ($r_{\text{си}} = 0.2$ Ом). КПД заметно снижался при токах нагрузки $I_{\text{Н}} < 100$ мА вследствие перехода в режим разрывных токов DCM. Подобная закономерность

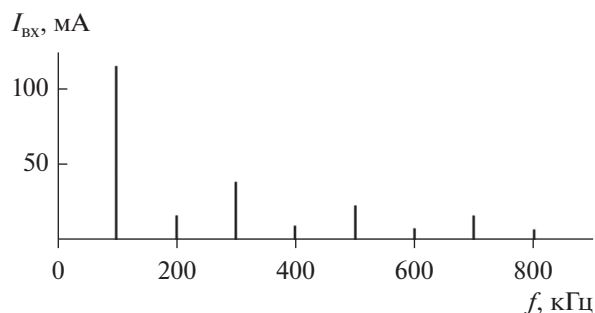


Рис. 8. Спектр пульсаций входного тока.

наблюдается и в промышленных вариантах SIMO-конверторов MAX17270 и MAX17271 [2, 14, 15].

Спектр гармоник входного тока $I_{вх}$, полученный при моделировании в режиме Analysis Fourier, приведен на рис. 8.

Основные шумы входного тока сосредоточены в первой гармонике на частоте коммутации $f = 100$ кГц. Амплитуда первой гармоники пульсирующего входного тока составила ~ 120 мА при постоянной составляющей входного тока $I_{вх} = 85$ мА, контролируемой амперметром M1.

При моделировании не был исследован вопрос стабилизации выходных напряжений SIMO-преобразователя в статических и динамических условиях работы, т.е. схемотехники контура регулирующей обратной связи. Основное назначение контура в DC/DC-преобразователе – поддержание выходного напряжения и/или тока на заданном уровне, зависящего только от опорного напряжения, с которым он сравнивается в контуре регулирующей обратной связи. Оно не должно зависеть ни от нагрузки, ни от входного напряжения, ни от изменения условий окружающей среды. Методический подход к решению этого вопроса предложен в [19, 20].

6. СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ ТРЕХКАНАЛЬНОГО ИМПУЛЬСНОГО КОНВЕРТОРА

Микросхемы MAX17270 и MAX17271 (рис. 9) являются трехканальными импульсными преобразователями, специально разработанными для компактных портативных приложений с батарейным питанием [14, 15, 21].

Понижающе-повышающая топология позволяет получать на выходе трех стабилизированных каналов напряжение как больше, так и меньше первичного напряжения аккумуляторной батареи с КПД порядка 85%. Конвертеры SIMO высокой степени интеграции MAX17270 и MAX17271 имеют одинаковые характеристики:

- диапазон входного напряжения 2.7...5.5 В;
- максимальный входной ток до 300 мА;
- диапазон выходного напряжения во всех каналах 0.8...5.2 В.

Рассматриваемые интегральные микросхемы отличаются способом предустановки (вход С) амплитудного значения тока дросселя и выходного напряжения каждого канала. В MAX17270 предустановка осуществляется аппаратным способом с помощью прецизионных резисторов, а в MAX17271 – через интерфейс I²C, что позволяет максимально эффективно адаптировать систему в соответствии с текущими потребностями устройства.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Неинвертирующий конвертор buck-boost с единственной индуктивностью высокоэффективен в мобильных системах с батарейным питанием. Он позволяет получить на выходе напряжение большее, меньшее или равное входному напряжению. По данным Maxim Integrated его использование позволяет на 20...30% увеличить время работы батареи. Несомненно, положительным фактором, снижающим стоимость подобных устройств, в случае асинхронного преобразователя является возможность использовать для управления конвертором

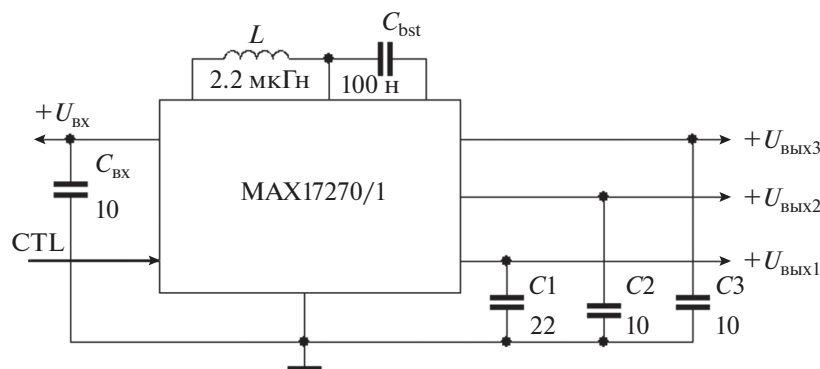


Рис. 9. Упрощенная схема включения конвертора MAX17270 и MAX17271.

типовых контроллеров, выпускаемых для повышающих преобразователей.

Детальное исследование энергетических характеристик одного из каналов многоканального понижающе-повышающего преобразователя подтвердило высокую эффективность, низкий уровень пульсаций выходного напряжения (около 10 мВ) на фоне значительной постоянной составляющей (около 10 В). При токах нагрузки свыше 100 мА КПД составлял порядка 80% и снижался при уменьшении тока нагрузки, что обусловлено изменением режима преобразования и переходом в режим прерывистого тока, протекающего через обмотку дросселя.

Основная шумовая компонента входного тока сосредоточена в первой гармонике спектра на частоте коммутации 100 кГц, что упрощает и удешевляет схему входного фильтра.

Факторы, связанные с точностными и динамическими характеристиками многоканального СИМО-преобразователя, главным образом связанные с управляющим микроконтроллером и его программным обеспечением, в данной работе не рассматривались и требуют дополнительного исследования.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Русу А.* // Компэл. 21 января 2020. <https://www.compel.ru/lib/134595>.
2. *Falin J.* // Analog Applications Journal 4Q. 2008. P. 18.
3. *Макаренко В.* // Электронные компоненты и системы. 2011. № 2. С. 36.
4. *Sánchez-Dichi N., Ismail N.* // Maxim Integrated, APPLICATION NOTE 6628. 2014. P. 1.
5. *Бабенко В.П., Битюков В.К.* // Рос. технол. журн. 2021. Т. 9. № 2. С. 66.
6. *Бабенко В.П., Битюков В.К.* // РЭ. 2021. Т. 66. № 9. С. 907.
7. *Русу А.* // Радиолоцман. 2019. № 92 (январь). С. 26.
8. *Битюков В.К., Симачков Д.С., Бабенко В.П.* Источники вторичного электропитания. М.: Инфра-Инженерия, 2019.
9. *Иоффе Д.* // Компоненты и технологии. 2009. № 5. С. 77.
10. *Русу А.* // Компэл. 17 декабря 2019. <https://www.compel.ru/lib/134297>.
11. *Cuk S.* // Record IEEE Power Electronics Specialists Conference (PECS'80). Atlanta. 16–20 Jun. 1980. N.Y.: IEEE, 1980. P. 12.
12. *Компэл.* 16 декабря 2015. <https://www.compel.ru/lib/74349>.
13. *Стефанов М., Фэн Ш.* // Компэл. 8 октября 2019. <https://www.compel.ru/lib/130590>.
14. *Компэл.* 10 марта 2020. <https://www.compel.ru/lib/135853>.
15. *Компэл.* 15 января 2020. <https://www.compel.ru/lib/134633>.
16. *Бабенко В.П., Битюков В.К.* // РЭ. 2019. Т. 64. № 2. С. 199.
17. *Бабенко В.П., Битюков В.К., Кузнецов В.В., Симачков Д.С.* // Рос. технол. журн. 2018. Т. 6. № 1. С. 20.
18. *Битюков В.К., Миронов А.В., Михневич Н.Г., Петров В.А.* // Учебный эксперимент в образовании. 2015. № 1. С. 68.
19. *Робертс С.* // Силовая электроника. 2017. № 3. С. 56.
20. *Roberts S.* AC/DC Book of Knowledge. Practical Tips for the User. Gmunden: RECOM Engineering GmbH & Co.KG., 2019.
21. *Русу А.* Компэл. 26 февраля 2020. <https://www.compel.ru/lib/135559>.