

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

УДК 621.3.08:621.3.089.2:621.311.6

ПОНИЖАЮЩЕ-ПОВЫШАЮЩИЙ DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ЕДИНСТВЕННОЙ ИНДУКТИВНОСТЬЮ

© 2022 г. В. П. Бабенко^а, В. К. Битюков^{а, *}, Д. С. Симачков^а

^аМИРЭА – Российский технологический университет (РТУ МИРЭА),
проспект Вернадского, 78, Москва, 119454 Россия

*E-mail: bitukov@mirea.ru

Поступила в редакцию 26.02.2021 г.

После доработки 28.04.2021 г.

Принята к публикации 29.06.2021 г.

Представлены результаты исследования энергетических и шумовых характеристик DC/DC преобразователя для устройств с батарейным питанием, позволяющего поддерживать выходное стабилизированное напряжение при входном напряжении ниже, выше или равно выходному и обеспечивающего максимальное использование заряда батарей при минимальном размере внешних компонентов. Рассмотрены особенности коммутационных процессов в переходных режимах работы. Схемотехническое моделирование позволило уточнить характеристики процессов, минимизировать потери преобразования, сформулировать рекомендации по выбору параметров элементов преобразователей и формированию сигналов управления.

Ключевые слова: энергосбережение, конверторный DC/DC преобразователь, понижающе-повышающий преобразователь, Buck-Boost, устройства с распределенным питанием, PoL, Pointof Load

DOI: 10.31857/S0544126921060041

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в арсенале разработчиков автономных микроэлектронных устройств и систем воздушного и наземного базирования имеется достаточно большое разнообразие DC/DC преобразователей. Это свидетельствует о важности преобразования широкодиапазонного входного напряжения в стабилизированное выходное напряжение [1]. Эта задача актуальна при использовании возобновляемых источников энергии и, особенно, при разработке портативных устройств, когда в качестве первичного источника постоянного напряжения используются батареи или аккумуляторы, входное напряжение которых $U_{\text{вх}}$ изменяется непрерывно и может быть как выше, так и ниже выходного напряжения $U_{\text{вых}}$.

Аккумуляторы, в отличие от одноразовых батарей, можно перезаряжать, однако обычно они имеют вдвое меньшую плотность энергии. Наиболее распространенные аккумуляторы – литий-ионные (Li-Ion) и литий-полимерные (Li-Pol) имеют номинальное напряжение около 3.7 В, которое уменьшается по мере разряда аккумулятора до 2.7 В [2]. Для повышения энергоэффективности и максимального продления времени работы мобильных первичных источников энергии система управления питанием должна использовать всю активную емкость аккумулятора, то есть разря-

жать его до минимально возможного напряжения. При этом стабилизаторы напряжения в подобных системах питания должны быть способны регулировать выходное постоянное напряжение, даже если их входное напряжение меньше, больше или равно выходному [2].

Достичь этого можно последовательным соединением двух отдельных типовых преобразователей понижающего и повышающего типа, каждый из которых управляется своей микросхемой контроллера. Однако, имеются топологии, такие как SEPIC, Cuck, ZETA, обратногоходовой и др., которые обладают атрибутами, критически важными для портативных устройств, меньшими массогабаритными параметрами, высокой энергоэффективностью и высоким КПД. Каждая из этих топологий обладает своими достоинствами, особенностями, степенью популярности, но, как правило, содержит два и более индуктивных элемента [3]. Более того, дроссель преобразователя зачастую имеет массу и габариты значительно превышающие массу и габариты других компонентов устройства. Кроме того дроссель сложнее в производстве и, зачастую, дороже других электронных компонентов.

С широким распространением мобильных устройств с автономным питанием все более важным становятся факторы уменьшения габаритов

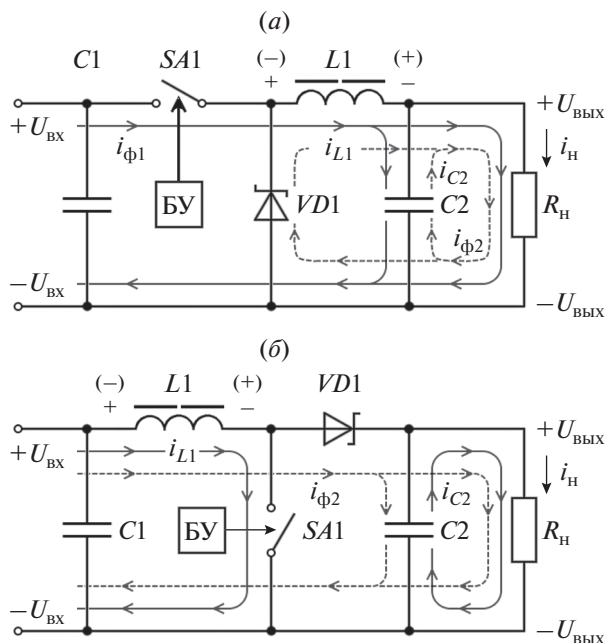


Рис. 1. Базовые схемы асинхронных DC/DC преобразователей: (а) понижающего; (б) повышающего.

ритов, улучшения энергоэффективности, снижения собственного тепловыделения и возможности функционирования в жёстких условиях окружающей среды. Это привело к необходимости вернуться к категории понижающе-повышающих DC/DC преобразователей (Buck-Boost) с единственной индуктивностью, на основе которых реализуется технология приборов с распределенным питанием PointofLoad (PoL), когда источник питания максимально приближен к нагрузке, что позволяет избежать проблем с организацией шин напряжений постоянного тока и успешно решать вопросы электромагнитной совместимости [4]. Потребители технологии PoL – это терминалы, электронные кассовые аппараты, мобильные телефоны и смартфоны, мультимедийные устройства, спутниковые навигаторы (автономные и встроенные системы навигации), планшетные компьютеры, цифровые весы и др. Для этих преобразователей пока нет общепринятого названия. Однако ряд компаний поставщиков электронных компонент [5, 6] освоил выпуск подобных приборов. Этим приборам посвящен прекрасный обзор [7]. В данной статье рассмотрена топология понижающе-повышающих преобразователей и результаты исследования их энергетических характеристик.

BUCK-BOOST КОНВЕРТОР С ОДНОЙ ИНДУКТИВНОСТЬЮ

Топология BUCK-BOOST конверторов с одной индуктивностью базируется на очевидной идее по-

следовательного соединения базовых схем понижающего (Step-Down или Buck Converter) и повышающего (Step-Up или Boost Converter) DC/DC преобразователей, асинхронные упрощенные схемы которых приведены на рис. 1. Схематически названные топологии похожи и содержат практически одинаковый набор электронных компонент, как по функциям, так и по количеству [8, 9]:

- активный (управляемый) ключевой элемент $SA1$ (обычно MOSFET), который может быть замкнут в течение времени $t_{вкл}$ и разомкнут в течение времени $t_{выкл}$ (управление осуществляется блоком управления $БУ$);
- пассивный ключевой элемент $VD1$ (обычно диод Шоттки) тоже может быть в двух состояниях – проводящем (при прямом смещении диода) и непроводящем (при обратном смещении диода);
- индуктивный накопитель энергии (дроссель $L1$);
- выходной накопитель энергии (конденсатор $C2$);
- входной сглаживающий фильтр (конденсатор $C1$).

Процесс преобразования электрической энергии в асинхронных DC/DC преобразователях, базовые схемы которых приведены на рис. 1, также имеет много общего и состоит из двух сменяющих друг друга фаз [9, 10]:

– фазы накопления энергии в дросселе $L1$, когда ключ $SA1$ замкнут. В этой фазе к обмотке дросселя приложено входное напряжение $U_{ВХ}$, которое на интервале времени $t_{вкл}$ вызывает протекание через обмотку дросселя $L1$ линейно нарастающего тока первой фазы $i_{\phi 1}$ понижающего асинхронного DC/DC преобразователя (на рис. 1 показан сплошной линией) и накопление электромагнитной энергии в магнитном поле дросселя $L1$ и электрической энергии в поле конденсатора $C2$. В схеме повышающего асинхронного DC/DC преобразователя (рис. 1б) аналогичная процедура выполняется током i_{L1} . ЭДС, наводимая на обмотке дросселя $L1$, имеет полярность, указанную без скобок. При этом диод $VD1$ обратнo смещен напряжением $U_{ВЫХ}$;

– фазы перекачки запасенной в дросселе $L1$ энергии в выходной конденсатор $C2$ и нагрузку R_H . В этой фазе ключ $SA1$ разомкнут на интервале времени $t_{выкл}$. ЭДС самоиндукции на обмотке дросселя $L1$ (полярность на рис. 1 указана в скобках) открывает диод $VD1$ и энергия дросселя $L1$ током второй фазы $i_{\phi 2}$, состоящем из тока i_{L1} и тока i_{C2} конденсатора $C2$, разряжается на нагрузку R_H (на рис. 1а показан пунктирной линией). В схеме повышающего асинхронного DC/DC преобразо-

вателя (рис. 1б) аналогичная процедура выполняется током второй фазы $i_{\phi 2}$ и током i_{c2} .

В асинхронных топологиях конверторов используется один активный ключевой элемент – транзистор и один пассивный – диод. В синхронных топологиях используются два активных ключа. Это позволяет в синхронных топологиях улучшить характеристики устройства по сравнению с асинхронными топологиями. Однако управление несколькими транзисторными ключами верхнего и нижнего уровня с элементами защиты от сквозных токов усложняет схемотехнику, что конечно отражается и на стоимости.

Общим недостатком ключевого способа преобразования энергии является наличие импульсных помех (шумов) с частотой преобразования f и кратных гармоник, как на входе, так и выходе преобразователя, что ограничивает их применение в системах прецизионных измерений и бортовом оборудовании.

Управление выходным напряжением и его стабилизацией выполняется блоком управления, формирующим импульсы управления активным ключом $SA1$ с постоянным периодом $T = 1/f$ повторения импульсов (рис. 1)

$$T = t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}} \quad (1)$$

Коэффициент преобразования или коэффициент передачи напряжения со входа на выход λ преобразователя равен $\lambda = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ и зависит от коэффициента заполнения импульсной последовательности D (Dutyratio) [7]

$$D = \frac{t_{\text{вкл}}}{t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}}} = \frac{t_{\text{вкл}}}{T} \quad (2)$$

В понижающем DC/DC преобразователе (рис. 1а) коэффициент преобразования равен коэффициенту заполнения импульсов $\lambda = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = D$ и выходное напряжение всегда меньше входного $U_{\text{вых}} < U_{\text{вх}}$ [9].

В повышающем DC/DC преобразователе (рис. 1б) напряжение на выходе определяется суммой входного напряжения $U_{\text{вх}}$ и ЭДС индукции на обмотке дросселя $L1$. Коэффициент преобразования, также как и у понижающего DC/DC преобразователя, зависит от коэффициента заполнения импульсов D и определяется по формуле [9]

$$\lambda = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = \frac{1}{1-D} \quad (3)$$

Поэтому выходное напряжение всегда больше входного $U_{\text{вых}} > U_{\text{вх}}$.

Конверторные или понижающе-повышающие преобразователи (buck-boost), позволяют получать на выходе напряжение больше входного,

меньше входного или равное входному напряжению. Такие преобразователи реализуются включением в любой последовательности пары DC/DC преобразователей – понижающего (buck) и повышающего (boost) типа.

Особенностью реализации базовых схем DC/DC преобразователей с ключами на транзисторах (обычно MOSFET), является различие в схемотехнике блока управления или драйвера ключа верхнего уровня (рис. 1а) и драйвера ключа нижнего уровня для (рис. 1б).

В ключе нижнего уровня (рис. 1б) один вывод ключа заземлен и управляющее напряжение на ключ подается с БУ относительно “земли”. Драйвер ключа нижнего уровня должен:

- обеспечить усиление управляющего входного сигнала (цифрового уровня) до напряжения надежного открывания ключа обычно равного примерно 10 В;

- обеспечить довольно значительный выходной ток для уменьшения времени зарядки входной емкости транзистора и быстрого открывания ключа.

У ключа верхнего уровня (рис. 1а) ни один из его выводов не связан с “землей”, поэтому управляющее напряжение не привязано к потенциалу “земли”. Вследствие чего драйвер ключа верхнего уровня помимо функций драйвера ключа нижнего уровня должен выполнять еще дополнительные функции:

- гальванически разделить входную и выходную цепи драйвера;

- обеспечить электрическим питанием выходные цепи драйвера, у которых поддерживается плавающий потенциал относительно “земли”.

Схемотехника драйвера верхнего ключа сложнее драйвера ключа нижнего уровня, что приводит к увеличению его стоимости. На современном рынке представлен богатый ассортимент интегральных контроллеров управления DC/DC преобразователями, производства поставщиков электронных компонент Texas Instruments (www.ti.com), National Semiconductor (www.national.com), Maxim-Dallas (www.maxim-ic.com), Linear Technology (www.linear.com) и On Semiconductor (www.onsemi.com).

АСИНХРОННЫЙ BUCK-BOOST КОНВЕРТОР

Асинхронная схема понижающе-повышающего конвертора (рис. 2) состоит из входной понижающей секции $SA1$, $VD1$ и входного конденсатора $C1$ и выходной повышающей секции $SA2$, $VD2$ и накопительного конденсатора $C2$. Индуктивность $L1$ является общей для понижающей и повышающей секций. Верхний ключ $SA1$ и нижний ключ $SA2$ должны переключаться одновременно, что упрощает контроллер БУ.

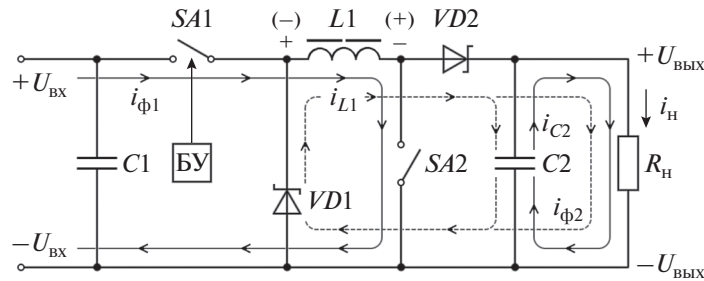


Рис. 2. Асинхронный понижающе-повышающий DC/DC преобразователь с единственным дросселем.

Процесс преобразования удобно представлять в виде двух фаз. В фазе накопления энергии дросселем (в первой фазе) ключи $SA1$ и $SA2$ замкнуты. Диоды $VD1$ и $VD2$ обратно смещены положительными напряжениями $+U_{BX}$ и $+U_{ВЫХ}$ приложенными между анодами и катодами диодов соответственно. В течение этой фазы через обмотку единственного дросселя $L1$ протекает линейно нарастающий ток $i_{\phi1}$ (обозначен сплошной линией) и в дросселе запасается электромагнитная энергия. На обмотке дросселя $L1$ наводится ЭДС индукции (на рис. 2 ее полярность указана без скобок).

Во второй фазе ключи $SA1$ и $SA2$ разомкнуты и ЭДС самоиндукции на обмотке дросселя $L1$ изменяет полярность (на рис. 2 указана в скобках). Диоды $VD1$ и $VD2$ открываются и запасенная в дросселе энергия током i_{L1} перекачивается в конденсатор $C2$ и нагрузку R_H . Ток второй фазы $i_{\phi2}$, состоящий из токов i_{L1} и i_{C2} , показан пунктирной линией. Выходное напряжение в процессе преобразования определяется накопительным конденсатором $C2$. БУ формирует временные интервалы $t_{вкл}$ и $t_{выкл}$, определяющие уровень выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ в соответствии с выражением (3).

К достоинству такой топологии DC/DC преобразователя следует отнести использование единственного дросселя. А недостатки очевидны. Данная схема является довольно дорогостоящей из-за наличия дополнительного ключа $SA2$ со своим драйвером и диода $VD2$, которые к тому же увеличивают потери преобразования и снижают КПД. В преобразовательной технике эта схема существенно потеснена многочисленными вариантами понижающе-повышающих преобразователей SEPIC, Cuck, ZETA, у которых при тех же параметрах лучше характеристики, меньше внешних элементов и, соответственно, они дешевле. На базе контроллера MAX641 (Maxim Inc.), предназначенного для управления мощным повышающим DC/DC преобразователем, в [11] показана реализация асинхронного BUCK-BOOST конвертора (рис. 3).

Комплементарный выход контроллера управляет ключами преобразователя: верхний ключ VT1 на p -канальном MOSFET, а нижний ключ VT2 на n -канальном. В типовом режиме работы повышающего преобразователя, характерного для этого контроллера, его питание осуществлялось через дроссель преобразователя. Чтобы обеспечить питание микросхемы при включении ее по топологии buck-boost, требуется вывод Vout микросхемы подключить непосредственно к линии питающего напряжения $+U_{BX}$.

Характеристики конвертора позволяют при входном напряжении $U_{BX} = +8...16$ В обеспечить стабилизированное выходное напряжение $U_{ВЫХ} = +12$ В при выходном токе до 100 мА. Пульсация выходного напряжения не превышала 20 мВ. При необходимости можно изменять уровень выходного напряжения резистором $R5$ в цепи обратной связи стабилизатора.

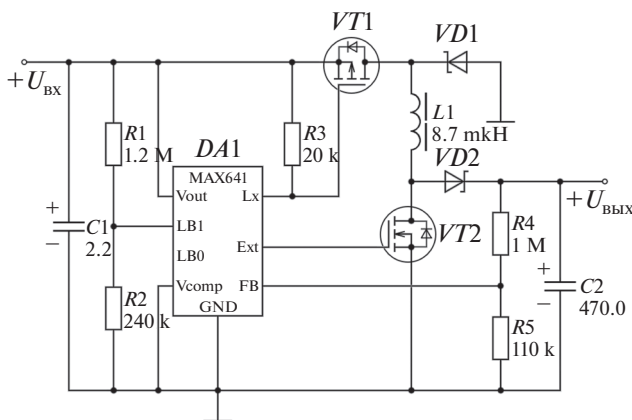


Рис. 3. Понижающе-повышающая схема DC/DC преобразователя на основе микросхемы MAX641.

СИНХРОННЫЙ BUCK-BOOST КОНВЕРТОР

Второе дыхание топология конвертора с единственной индуктивностью получила в синхронном варианте (рис. 4), когда пассивные ключи на диодах (рис. 2) были заменены активными ключами.

чами $SA1.2$ и $SA2.2$, что позволило уменьшить энергетические потери преобразования.

Процессы в синхронных понижающе-повышающих DC/DC преобразователях, как и в асинхронных, протекают в двух фазах. Токи $i_{\phi 1}$ и i_{C2} в фазе накопления энергии в дросселе $L1$ (когда ключи $SA1.1$ и $SA2.1$ замкнуты, а ключи $SA1.2$ и $SA2.2$ – разомкнуты) показаны сплошной линией, а токи i_{L1} и i_{C2} , определяющие ток $i_{\phi 2}$ в фазе перекачки энергии, запасенной в дросселе $L1$ (когда ключи $SA1.1$ и $SA2.1$ разомкнуты, а $SA1.2$ и $SA2.2$ – замкнуты) и конденсаторе $C2$, – пунктирной линией.

Можно добиться большей эффективности преобразования, если зафиксировать состояние двух ключей из четырех и переключать только два оставшихся. При этом в статическом режиме потери на ключах существенно снижаются. На разомкнутом ключе потери нулевые, а на замкнутом ключе – небольшие потери на малом сопротивлении канала (доли Ома) открытого транзистора. При этом коммутирующими ключами является всего лишь пара ключей, что еще более сокращает потери на коммутацию и повышает КПД.

При фиксированном положении пары ключей реализуется топология типового или повышающего, или понижающего преобразователя (рис. 4). Так если:

- ключ $SA2.2$ замкнут, а $SA2.1$ разомкнут, а коммутируются ключи $SA1.1$ и $SA1.2$, то схема приобретает вид синхронного понижающего преобразователя;

- ключ $SA1.1$ замкнут, $SA1.2$ разомкнут, а коммутируются ключи $SA2.1$ и $SA2.2$, то схема становится синхронным повышающим преобразователем.

Переключать режим преобразования можно с помощью компаратора, который сравнивает входное и выходное напряжения. Если входное напряжение преобразователя больше выходного, то конвертор переходит в режим понижающего преобразователя ($SA2.2$ замкнут, а $SA2.1$ разомкнут). Если же входное напряжение преобразователя меньше выходного, то конвертор переходит в режим повышающего преобразователя ($SA1.1$ замкнут, $SA1.2$ разомкнут). Переключения между повышающим и понижающим режимом происходят без пауз и с минимальными потерями на переходных процессах.

Компания Linear Technology анонсировала микросхему LTC3536, предназначенную для построения синхронного понижающе-повышающего преобразователя, обеспечивающего ток нагрузки до 1 А от литий-ионных или литий-полимерных и до 300 мА от никель-кадмиевых (NiCd) или никель-металлогидридных (NiMH) аккумуляторов [12]. Отличаясь широким диапазоном входного и выходного напряжений (от 1.8 до 5.5 В), преобразователь (рис. 5) поддерживает стабильность выход-

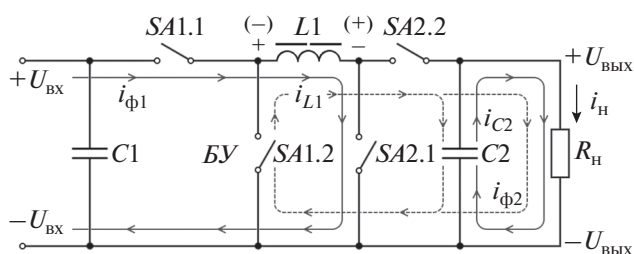


Рис. 4. Синхронный понижающе-повышающий DC/DC преобразователь.

ного напряжения на уровне 1% при входном напряжении ниже, выше или равном выходному. Благодаря реализованной топологии, широтно-импульсной модуляции и наличию одной индуктивности, преобразователь на микросхеме LTC3536 стабильно поддерживает преобразование в любых рабочих режимах. Область применения преобразователя в чувствительных к шумам приложениях, где необходимо стабилизировать напряжение питания даже в случаях падения напряжения батареи ниже выходного значения. Применение LTC3536 позволяет продлить время работы аккумулятора до 25% по сравнению с обычным понижающим преобразователем.

Частота переключения LTC3536 устанавливается пользователем в диапазоне от 300 кГц до 2 МГц и может быть синхронизирована с системным тактовым сигналом для обеспечения оптимального соотношения КПД/размеры внешних компонентов. Сочетание высокой стабильности выходного напряжения, равной 1%, низкого уровня шумов, минимальных размеров внешних компонентов и компактного корпуса DFN, размером 3×3 мм, позволяет значительно уменьшить общую площадь схемы, что крайне востребовано в портативных радиочастотных и высокоточных измерительных приборах.

Встроенные силовые ключи – два n -канальных и два p -канальных MOSFET с сопротивлением открытого канала 0.06 Ом и 0.08 Ом, соответственно, обеспечивают КПД преобразователя до 95% при токах нагрузки до 1 А. LTC3536 содержит базовые сервисные функции и защиты: плавный запуск, защита от короткого замыкания, ограничение по току, отключение при перегреве.

МОДЕЛИРОВАНИЕ АСИНХРОННОГО BUCK-BOOST КОНВЕРТОРА

Анализ процессов и факторов, влияющих на эффективность работы преобразователя, проводился с использованием программы Electronics Workbench (EWB). В настоящее время накоплен значительный опыт и существует обширная литература по использованию EWB в разных областях

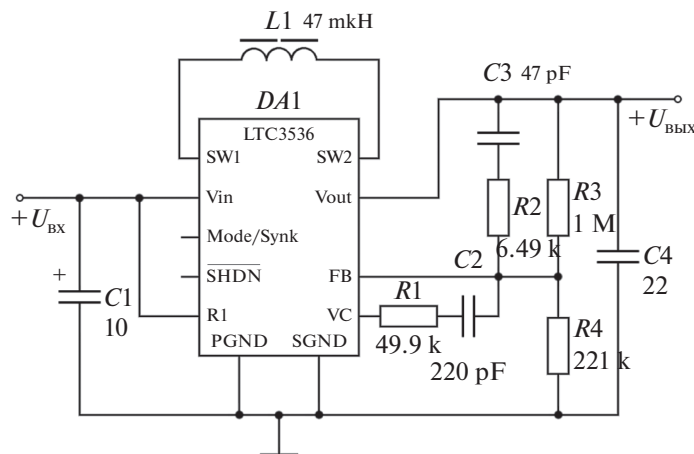


Рис. 5. Синхронный понижающе-повышающий преобразователь [12].

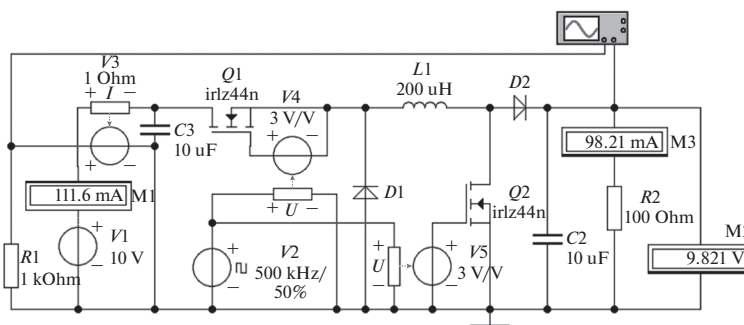


Рис. 6. Схема для моделирования асинхронного понижающе-повышающего преобразователя.

электроники [13–15]. В EWB имеется библиотека мощных *n*- и *p*-канальных MOSFET фирм International Rectifier и Zetex Semiconductors. Однако задача моделирования силовых устройств в среде EWB осложняется отсутствием в библиотеке элементной базы драйверов силовых ключей и стандартных контроллеров управления. Так же возникает определенная сложность вследствие закрытого в программе доступа к параметрам библиотечных моделей любых фирменных транзисторов. Проведено специальное исследование [16] достоверности моделей силовых транзисторов из библиотеки EWB в статическом и динамическом режимах и сопоставление их с соответствующими данными Datasheet.

Для моделирования был выбран *n*-канальный MOSFET типа IRFZ44N из библиотеки Intrnl с сопротивлением канала в открытом состоянии $r_{си} = 28$ мОм и напряжением сток-исток $U_{си}$ до 60 В. Параметры библиотечной модели IRFZ44N при совместной работе с драйвером проверялись по методике, описанной в [16].

Схема для моделирования асинхронного понижающе-повышающего преобразователя с эле-

ментами контроля и управления приведена на рис. 6.

Активный ключ верхнего уровня, выполненный на транзисторе *Q1* (MOSFET), коммутирует ток входного источника питания *V1* с частотой тактовых импульсов, задаваемых генератором *V2*. Управляющее напряжение, подаваемое между затвором и истоком, гальванически развязано от цепи задающего генератора *V2* компонентом *V4* (Voltage-Controlled Voltage Source), выполняющим функцию драйвера ключа верхнего уровня.

Выходная секция преобразователя включает элементы *Q2*, *C2*, *D2* и нагружена на резистор *R2*. Управляющее напряжение на ключ *Q2* подается с помощью гальванически изолированного драйвера *V5*. Хотя в данном случае в гальванической изоляции необходимости нет, но использование драйвера *V5* оправдано для поддержания идентичности характеристик ключей. Оба драйвера обеспечивают усиление сигнала цифрового уровня (5 В) до напряжения 15 В, необходимого для полного открытия транзистора. Измерительными приборами *M2* и *M3* выполнялось измерение постоянных составляющих выходного напряже-

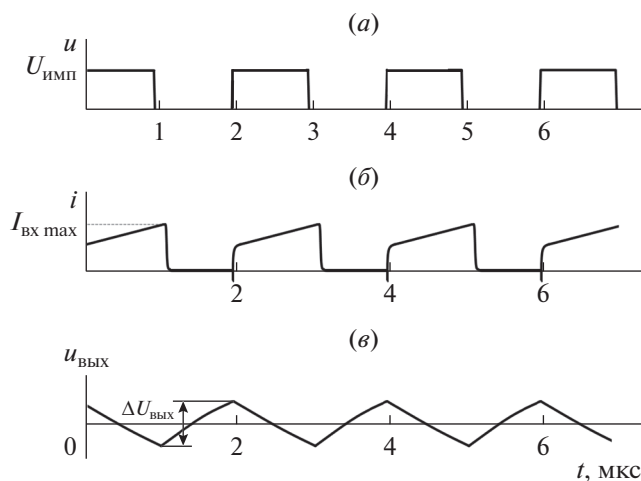


Рис. 7. Осциллограммы: (а) импульсы генератора $V2$; (б) входной ток $I_{\text{вх max}} = 120$ мА; (в) выходное напряжение (пульсация $\Delta U_{\text{вых}} = 10$ мВ).

ния и тока нагрузки. Входной ток контролировался двумя способами. Постоянная составляющая входного тока измерялась амперметром $M1$. Для контроля формы входного тока (пульсаций) использовался преобразователь ток-напряжение $V3$ (Current Controlled Voltage Source), обеспечивающий преобразование тока, протекающего через датчик тока в падение напряжения на резисторе $R1$ относительно “земли”, пропорциональное измеряемому току, которое регистрировалось осциллографом. На рис. 7 приведены осциллограммы тока и напряжений иллюстрирующие работу конвертора с временной привязкой к тактовым импульсам генератора $V2$.

Амплитуда пульсаций входного тока $I_{\text{вх max}}$ (рис. 7б) в значительной степени определяется током нагрузки вне зависимости от коэффициен-

та заполнения импульсов D . Уровень пульсаций выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}}$ определяется параметрами выходного конденсатора $C2$ и при емкости конденсатора фильтра $C2 = 10$ мкФ составлял $\Delta U_{\text{вых}} = 10$ мВ (рис. 7в).

Нагрузочная характеристика, представляющая зависимость выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от силы тока нагрузки $I_{\text{н}}$, показана на рис. 8а.

Видно, что при токах нагрузки $I_{\text{н}}$ в диапазоне от 50 до 300 мА нагрузочная характеристика имеет падающий характер, соответствующий выходному (динамическому) сопротивлению преобразо-

$$R_i = \left| \frac{dU_{\text{вых}}}{dI_{\text{н}}} \right| \approx 5 \text{ Ом.}$$

Для моделирования регулировочной характеристики преобразователя (зависимости выходного напряжения от коэффициента заполнения импульсов D), приведенной на рис. 8б, выполнялась вариация параметра Duty Cycle генератора импульсов $V2$. Результат моделирования соответствует с достаточной точностью выражению (3).

Зависимость КПД преобразователя от тока нагрузки, показанная на рис. 8в, демонстрирует достаточно высокий КПД (выше 0.8) при токах нагрузки больше 100 мА, но КПД быстро снижается при малых токах. Анализ показал, что потери преобразования в данной схеме, в первую очередь, связаны с потерями на диодах $D1$ и $D2$, которые объясняются достаточно большим падением напряжения на открытом диоде ($U_d = 0.2-0.7$ В), даже если используются диоды Шоттки. Причем напряжение U_d практически не зависит от тока через диод, вследствие чего доля потерь на диоде по сравнению с полезной мощностью в нагрузке растет с уменьшением тока, что и приводит к падению КПД при малых токах нагрузки.

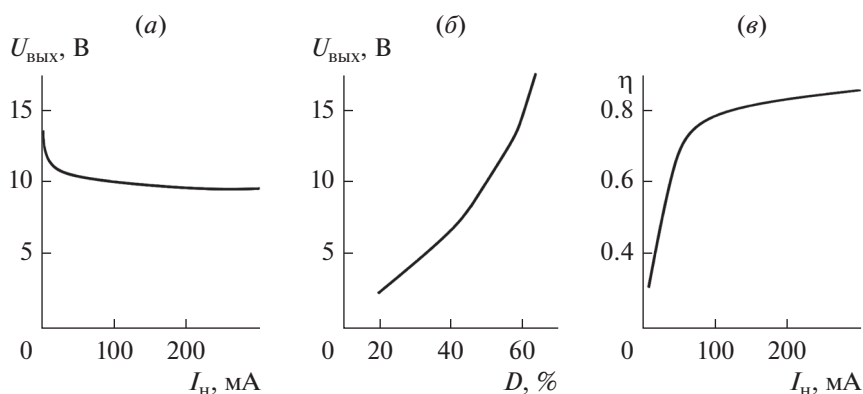


Рис. 8. Характеристики асинхронного понижающе-повышающего преобразователя: (а) зависимость выходного напряжения от тока нагрузки; (б) зависимость выходного напряжения от коэффициента заполнения импульсов D ; (в) зависимость КПД от тока нагрузки.

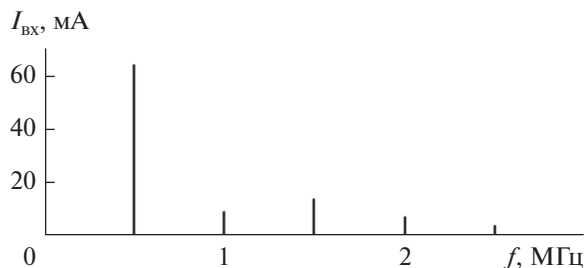


Рис. 9. Спектр шумов входного тока.

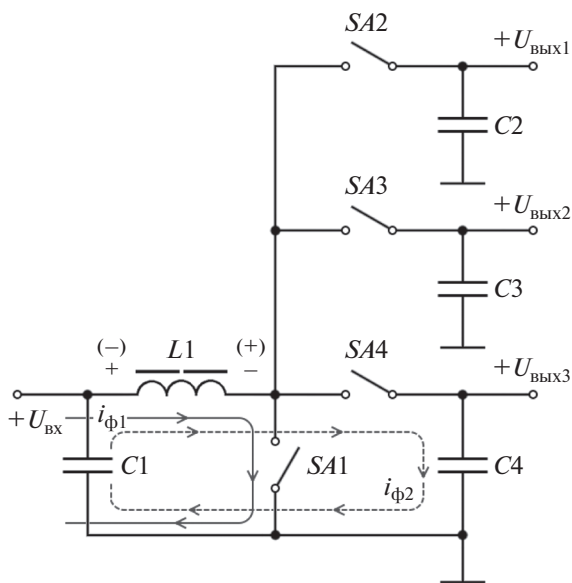


Рис. 10. Упрощенная схема трехканального понижающе-повышающего преобразователя с временным разделением процессов преобразования.

Спектр гармоник входного тока $i_{вх}$, полученный при моделировании в режиме AnalysisFourier, приведен на рис. 9. Результаты моделирования показали, основные шумы входного тока сосредоточены в первой гармонике на частоте коммутации $f = 500$ кГц. Амплитуда первой гармоники пульсирующего входного тока $I_{вх}$ составила 65 мА при постоянной составляющей входного тока 111 мА, контролируемой амперметром M1.

МНОГОКАНАЛЬНЫЙ BUCK-BOOST КОНВЕРТОР

При проектировании многофункциональных портативных ультракомпактных микроэлектронных устройств, содержащих большое количество разнородных узлов в условиях ограниченного места размещения требуется гибкая многоканальная система батарейного питания с высоким КПД и ультрамалыми токами собственного потребления [17]. Решить данную задачу с помощью суще-

ствующих традиционных DC/DC преобразователей в большинстве случаев сложно. Интересное решение от Maxim Integrated состоит в использовании специализированных микросхем, реализующих технологию Single-Inductor Multiple-Output (SIMO), основанной на принципе временного разделения процессов преобразования в многоканальной системе электропитания, что приводит к тому, что единственный дроссель используется каждым каналом преобразователя по очереди [10].

Упрощенная схема SIMO преобразователя (рис. 10) построена по топологии трехканального понижающе-повышающего преобразователя. Единственный дроссель $L1$ используется для накопления электромагнитной энергии, а затем ключами $SA2$, $SA3$ и $SA4$ каждого канала энергия поочередно перекачивается на соответствующий выход $+U_{вых1}$, $+U_{вых2}$ и $+U_{вых3}$. При этом реализуется индивидуальная организация циклов накопления-перекачки энергии для каждого канала. В каждом цикле присутствует:

- фаза накопления электромагнитной энергии (в течение времени $t_{вкл}$) в дросселе $L1$, когда ключ $SA1$ замкнут, а ключи $SA2$, $SA3$ и $SA4$ разомкнуты;
- фаза перекачки запасенной в дросселе $L1$ энергии и энергии источника питания с напряжением $U_{вх}$ на один из выходов (в течение времени $t_{выкл}$), когда $SA1$ – разомкнут, а замкнут один из ключей $SA2$, $SA3$ или $SA4$ выходной секции.

Управление многоканальным конвертором осуществляется тем же методом, что и в традиционных одноканальных импульсных преобразователях, но с возможностью регулировки каждого из этапов преобразования в зависимости от текущих токов нагрузок, что позволило обеспечить стабилизацию выходных напряжений с минимальным уровнем пульсаций. Подобный алгоритм управления позволяет при необходимости 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.

Принцип действия конвертора целесообразно проиллюстрировать временными диаграммами, приведенными на рис. 11.

В цикле преобразования на выход первого канала можно отметить:

- в фазе накопления энергии для первого канала (до момента времени t_1) ключ $SA1$ замкнут, а остальные ключи разомкнуты. Ток i_{L1} , протекающий по обмотке дросселя и который на рис. 10 обозначен $i_{\phi1}$ и показан сплошной линией, протекающий через дроссель $L1$, нарастает по линей-

ному закону (рис. 11). В это время мгновенное выходное напряжение $u_{\text{вых}1}$ первого канала формируется конденсатором $C2$, напряжение на котором экспоненциально уменьшается;

– в фазе перекачки энергии на выход первого канала (интервал времени от t_1 до t_2) ключ $SA1$ разомкнут, а ключ $SA2$ замкнут. Остальные ключи остаются разомкнутыми. Энергия, запасенная в дросселе $L1$, током $i_{\phi 2}$ перекачивается в накопительный конденсатор $C2$, увеличивая мгновенное выходное напряжение $u_{\text{вых}1}$ первого канала. Напряжения на остальных выходах поддерживаются зарядом соответствующих выходных накопительных конденсаторов.

В следующей фазе накопления энергии для второго канала (интервал времени от t_2 до t_3), опять ключ $SA1$ замкнут, а остальные ключи разомкнуты. В дросселе $L1$ линейно нарастающим током $i_{\phi 1}$ запасается энергия. В фазе перекачки энергии на выход второго канала (интервал времени от t_3 до t_4), ключ $SA1$ разомкнут и через замкнутый ключ $SA3$ дроссель $L1$ разряжается током $i_{\phi 2}$, заряжая накопительный конденсатор $C3$ второго выхода. При этом мгновенное выходное напряжение $u_{\text{вых}2}$ увеличивается.

В следующей фазе накопления энергии для третьего канала (интервал времени от t_4 до t_5), опять ключ $SA1$ замкнут, а остальные ключи разомкнуты. В дросселе $L1$ линейно нарастающим током $i_{\phi 1}$ запасается энергия. В фазе перекачки энергии на выход третьего канала (интервал времени от t_5 до t_6), ключ $SA1$ разомкнут и через замкнутый ключ $SA4$ дроссель $L1$ разряжается током $i_{\phi 2}$ (на рис. 10 показан пунктирной линией), заряжая накопительный конденсатор $C4$ третьего выхода. При этом мгновенное выходное напряжение $u_{\text{вых}3}$ увеличивается.

Для обеспечения высоких КПД и удельной мощности используется метод управления по току с обеспечением граничного режима работы силовой части, когда токи через дроссель $L1$ в первую $i_{\phi 1}$ и во вторую $i_{\phi 2}$ фазы уменьшаются до нуля (рис. 11), но не прерываются. При этом максимально эффективно используется энергетическая емкость дросселя и уменьшается объем магнитопровода дросселя. Кроме того, переключение силовых ключей при нулевом токе снижает динамические потери.

Многоканальные SIMO преобразователи сохраняют положительные свойства традиционных одноканальных импульсных схем. Например, высокий КПД независимо от количества каналов и соотношения входных и выходных напряжений, а также за счет использования единственного

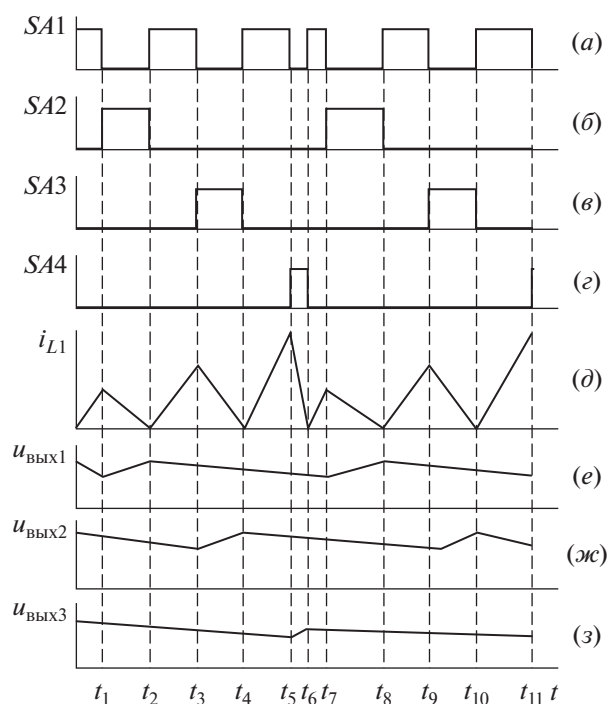


Рис. 11. Временные диаграммы DC/DC преобразователей, построенных по технологии Single-Inductor-Multiple-Output: (a)–(e) – состояние ключей $SA1$, $SA2$, $SA3$, $SA4$; (d) – временная зависимость тока i_{L1} , протекающего по обмотке дросселя; (e)–(з) – временная зависимость мгновенного напряжения $u_{\text{вых}1}$, $u_{\text{вых}2}$, $u_{\text{вых}3}$ на соответствующем выводе.

дросселя занимают значительно меньший объем внутри системы. К недостаткам SIMO преобразователей можно отнести необходимость использования выходных конденсаторов большой емкости, поскольку поступление энергии в них теперь происходит реже. Однако из-за того, что удельная энергетическая емкость конденсаторов намного больше, чем для индуктивных компонентов, то это не приводит к значительному увеличению объема, как в случае использования отдельных дросселей в каждом канале.

Необходимо обратить внимание и на еще одну специфическую особенность SIMO преобразователей: для исключения одновременной передачи накопленной в дросселе энергии сразу в несколько каналов, ключи, подключающие его к выходным конденсаторам, в выключенном состоянии не должны проводить ток в обоих направлениях. Это означает, что неуправляемые диоды, используемые в традиционных преобразователях, в этой части схемы SIMO преобразователей использовать нельзя, а при использовании MOSFET необходимо принимать меры для блокировки протекания тока через их паразитные антипараллельные диоды.

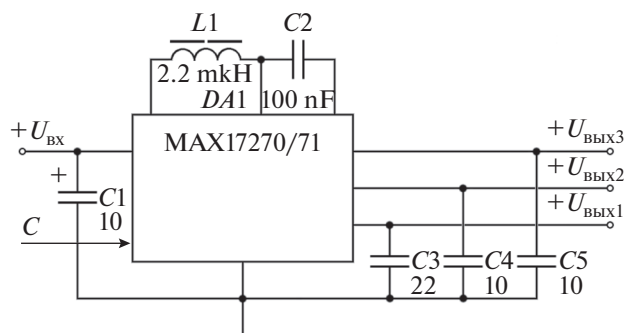


Рис. 12. Упрощенная схема включения конвертера MAX17270/71.

Выпускаемые компанией Maxim Integrated микросхемы MAX17270 и MAX17271, схема включения которых показана на рис. 12, являются трехканальными импульсными преобразователями, специально разработанными для компактных портативных приложений с батарейным питанием [18].

Понижающе-повышающая топология позволяет получать на выходе каждого из каналов напряжение как больше, так и меньше первичного напряжения аккумулятора батареи с КПД до 85%.

Интегральные микросхемы MAX17270/71 используют метод управления по току, когда единственный дроссель работает в граничном режиме. Максимальное значение силы тока через обмотку дросселя программируется для каждого канала индивидуально с входа управления *C* внешним резистором (MAX17270), либо через интерфейс I2C (MAX17271).

Характеристики микросхем MAX17270/71 похожи:

- трехканальная понижающе-повышающая схема с единственным дросселем;
- диапазон входного напряжения +2.7...+5.5 В;
- диапазон выходного напряжения каждого канала +0.8...+5.2 В;
- диапазон выходных токов каждого канала свыше 100 мА при условии, что рассеиваемая на микросхеме мощность не превышает 1.3 Вт (при температуре корпуса 150°C срабатывает защита от перегрева);
- крайне малый ток собственного потребления, составляющий 1.3 мкА при работе всех каналов и 330 нА в выключенном состоянии;
- высокое значение КПД, до 85%;
- возможность гибкой настройки выходного напряжения и максимального тока через обмотку дросселя с помощью внешних резисторов (MAX17270) или через интерфейс I2C (MAX17271);

– высокая надежность за счет встроенных защитных функций: плавного запуска, защиты от перегрузки по току и перегрева.

Микросхемы MAX17270/71 отличаются только методами управления. Силовая часть обеих микросхем состоит из основного силового узла (Main Power Stage) и трех синхронных выходных ключей (Synchronous Rectifier) на основе полевых транзисторов с узлами блокировки протекания тока через их антипараллельные диоды.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Неинвертирующий конвертор BUCK-BOOST с единственной индуктивностью эффективен в системах мобильных приборов с батарейным питанием. Он позволяет получать на выходе напряжение больше, меньше или равное входному напряжению. В синхронном и асинхронном вариантах может управляться контроллерами, выпускаемыми для типовых повышающих преобразователей [19].

Моделирование асинхронного понижающе-повышающего преобразователя подтвердило высокую эффективность преобразования энергии, низкий уровень пульсаций выходного напряжения (~10 мВ) на фоне значительной постоянной составляющей напряжения (~10 В). КПД составил ~90% и снижался при малых (менее 50 мА) токах нагрузки, что обусловлено, главным образом, потерями на диодах.

Основная шумовая компонента входного тока сосредоточена в первой гармонике спектра на частоте коммутации 500 кГц, что упрощает и удешевляет схему входного фильтра.

Топология понижающе-повышающего преобразователя BUCK-BOOST с одним дросселем эффективна для компактных устройств с батарейным питанием в архитектуре источника распределенного электропитания PoL и многоканальных SIMO преобразователей, обладающая высоким КПД (~80%) и позволяющая на (20–30)% увеличить время работы батареи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Макаренко В.* Повышающие и понижающие DC/DC-преобразователи для портативной аппаратуры AnalogDevices // Электронные компоненты и системы. 2011. № 2. С. 36–41. http://www.ekis.kiev.ua/UserFiles/Image/pdfArticles/BUCK-BOOST%20DC-DC-CONVERTERS%20Analog%20Devices_EKIS_2_2011-2.pdf
2. *Keeping S.* The SEPIC Option for Battery-Power Management // Digi-Key Electronics. 2014-8-19. <https://www.digikey.gr/en/articles/the-sepic-option-for-battery-power-management>
3. *Slobodan Cuk.* A new zero-ripple switching DC-to-DC converter and integrated magnetics // IEEE Power

- Electronics Specialists Conference. 1980 Record. P. 12–32. <https://mp36c.ru/pdf/library/articles/PowerSupply/ru/cuk.pdf>
4. Рентюк В. Первый повышающе-понижающий DC/DC-преобразователь индустриального исполнения по технологии HotRod QFn от TI // Бюллетень TI. 4/2016. <https://www.scanti.com/ru/bulleten-texas-instruments/4-2016/146-pervyj-povyshayushche-ponizhayushchij-dc-dc-preobrazovatel-industrialnogo-ispolneniya-po-tehnologii-hotrod-qfn-ot-ti>
 5. *Norberto Sánchez-Dichi, Mohamed Ismail*. How a SIMO PMIC enhances power efficiency for wearable IoT designs // Maxim Integrated, APPLICATION NOTE 6628. 2014. P. 1–10. <https://www.compel.ru/wordpress/wp-content/uploads/2020/02/an6628.pdf>
 6. Синхронный комбинированный преобразователь // TexasInstruments, 16/12/2015. <https://www.compel.ru/lib/74349>
 7. Иоффе Д. Обзор микросхем для импульсных понижающе-повышающих преобразователей с одной индуктивностью // Компоненты и технологии. 2009. № 5. С. 77–80. https://kit-e.ru/wp-content/uploads/2009_05_77.pdf
 8. Руссу А. Один дроссель для всей системы: многоканальные преобразователи Maxim с технологиями SIMO и nanoPower // Компэл. 2020. <https://www.compel.ru/lib/134595>
 9. Битюков В.К., Симачков Д.С., Бабенко В.П. Источники вторичного электропитания. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Инфра-Инженерия. 2019, 376 с.
 10. Руссу А. DC/DC-преобразователи: принципы работы и уникальные решения Maxim Integrated// Compel, 17/12/2019. <https://www.compel.ru/lib/134297>
 11. Комбинированные (понижающие/повышающие) схемы // Портал студенческих и научных материалов, 2017–2021 гг. https://ozlib.com/812129/tehnika/kombinirovannye_ponizhayushchieповыshayushchie_shemy
 12. Datasheet LTC3536. <http://catalog.gaw.ru/index.php?page=document&id=39360>
 13. Бабенко В.П., Битюков В.К., Симачков Д.С. Схематехническое моделирование DC/DC-преобразователей // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2016. Т. 14. № 11. С. 69–82.
 14. Бабенко В.П., Битюков В.К., Симачков Д.С. Схематехническое моделирование устройства контроля положения привода в пространстве // Электромагнитные волны и электронные системы. 2016. Т. 21. № 4. С. 11–19.
 15. Бабенко В.П., Битюков В.К., Кузнецов В.В., Симачков Д.С. Моделирование статических и динамических потерь в MOSFET-ключках // Российский технологический журн. 2018. Т. 6. № 1. С. 20–39.
 16. Бабенко В.П., Битюков В.К. Имитационное моделирование процессов переключения силовых полевых транзисторов в программе ElectronicsWorkbench // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64. № 2. С. 199–205.
 17. Золотников А. Выбор SIMO PMIC-преобразователя для проекта портативного устройства // Maxim Integrated. 27.04.2020. <https://www.terraelectronica.ru/news/6551>
 18. MAX17270 – преобразователь Nano Power SIMO PMIC для IoT с ультранизким потреблением // Maxim Integrated, 15/01/2020. https://www.compel.ru/lib/134633?utm_source=compel.ru&utm_medium=referral&utm_campaign=max_nanopower&utm_content=20200206&utm_term=max17270
 19. Бабенко В.П., Битюков В.К. Топология безындуктивных DC/DC преобразователей с гальваническим разделением цепей // Российский технологический журн. 2021. Т. 9. № 2. С. 66–77. <https://doi.org/10.32362/2500-316X-2021-9-2-66-77>