

Интегральный преобразователь напряжения на переключаемых конденсаторах

В.Е. Шунков^{1,2}, О.Н. Кусь², В.Ю. Прокопьев¹, В.А. Бутузов^{1,3}, Ю.И. Бочаров³, В.Е. Шунков⁴

¹ООО «Мегард»

²ООО «ОКБ Пятое Поколение», shunkov@5okb.ru

³Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ»

⁴ФГУ ФНЦ НИИСИ РАН

Аннотация — Разработана микросхема полностью интегрального преобразователя постоянного напряжения на переключаемых конденсаторах. Рассмотрены методы цифрового регулирования выходного напряжения в многофазной системе и снижения выходных шумов в широком диапазоне напряжений и токов. Представлены результаты исследования тестовых образцов.

Ключевые слова — интегральная микросхема, преобразователь постоянного напряжения, переключаемые конденсаторы, КМОП технология.

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность задачи разработки интегральных систем электропитания обусловлена бурным развитием радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), работающей в условиях дефицита электроэнергии — от мобильных устройств с батарейным питанием до бортовой аппаратуры космических аппаратов. Основные задачи, стоящие при проектировании такой аппаратуры — преобразование напряжений электрохимических источников в типовые напряжения межблочных шин и, далее, в разнородные напряжения питания современных интегральных микросхем (ИМС). Использование ИМС, изготовленных по различным проектным нормам, обуславливает необходимость иметь до четырех-пяти номиналов напряжений питания в рамках одного блока.

Требования энергоэффективности приводят к повсеместной замене традиционно применявшихся для финального преобразования напряжения линейных регуляторов напряжения (ЛРН) на импульсные преобразователи напряжения (ИПН), позволяющие добиться более высокого КПД в широком диапазоне входных и выходных напряжений, а также нагрузочных токов [1]. ИПН находят применение даже в составе систем на кристалле (СнК), несмотря на то, что необходимые для их реализации интегральные пассивные элементы (конденсаторы и индуктивности) обладают существенно худшими параметрами, чем их дискретные аналоги. Наиболее перспективным решением для встроенных преобразователей являются схемы на переключаемых конденсаторах, по которым в последние годы опубликован ряд работ, демонстрирующих использование различных типов

интегральных конденсаторов (МОП, стекловых металл-изолятор-металл (МИМ) и канавочных) для достижения конкурентоспособных параметров. В диапазоне мощностей порядка 0.1-1 Вт интегральные ИПН на переключаемых конденсаторах демонстрируют параметры, сравнимые с индуктивными ИПН, использующими дискретные индуктивности. Основным преимуществом ИПН на переключаемых конденсаторах перед индуктивными ИПН является возможность отказаться от громоздких дискретных индуктивностей и за счет этого уменьшить площадь печатной платы готового радиоэлектронного устройства.

В представленной работе рассмотрен проект полностью интегрального ИПН на переключаемых конденсаторах, предназначенного для преобразования напряжений стандартных шин 3,3 В и 5 В, а также напряжений разных типов литиевых электрохимических источников в широкий диапазон номиналов питающих напряжений субмикронных ИМС. Разрабатываемый ИПН способен заменить линейные регуляторы как конечный вторичный преобразователь напряжения в радиоэлектронной аппаратуре, в том числе работающей от электрохимических источников напряжения. Набор таких ИПН способен обеспечить питание от одного источника напряжения системы с разнородными напряжениями питания, обеспечивая высокий КПД, малые шумы и малую площадь печатной платы.

Статья организована следующим образом: в первой части рассмотрена архитектура понижающих ИПН на переключаемых конденсаторах; во второй части — схемные решения, примененные в разработанном ИПН; в третьей — экспериментальные результаты; четвертая часть — сравнение с аналогами и выводы.

ИПН НА ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫХ КОНДЕНСАТОРАХ

А. Структура преобразователя

В общем случае, структура ИПН на переключаемых конденсаторах проста: это набор емкостей и коммутирующих их ключей [1]. Преобразование напряжения происходит за счет перераспределения заряда в емкостях. Первая фаза работы преобразователя — зарядка емкостей от

входного источника напряжения, вторая фаза — разрядка на нагрузку. Коэффициент преобразования напряжения определяется конфигурацией включения конденсаторов в первой и второй фазах. Для распространенного параллельно-последовательного включения, в понижающей схеме с n конденсаторами возможны коэффициенты преобразования от $1/(2n-1)$ до $(2n-2)/(2n-1)$. В емкостных ИПН обычно используется несколько топологий преобразования [2]-[3], что позволяет обеспечить относительно высокий КПД (типично 50-80%) в широком диапазоне входных и выходных напряжений.

В. Источники потерь

Доступный набор коэффициентов преобразования емкостных ИПН из конструктивных соображений обычно ограничивается двумя-тремя значениями, что приводит к возникновению зависимости КПД от входного и выходного напряжения. Остаток избыточного напряжения при этом рассеивается на выходном сопротивлении ИПН, подобно линейному регулятору. При соотношениях, далеких от оптимальных, потери КПД могут составлять десятки процентов, и одна из задач разработчика — правильный подбор набора коэффициентов преобразования.

Выходное сопротивление емкостного ИПН, в отличие от индуктивных аналогов, принципиально больше нуля. При малых частотах переключения выходное сопротивление обратно пропорционально произведению эффективной переключаемой емкости на частоту переключения. Типовые значения частоты переключения (при выходной мощности порядка 1 Вт) — от единиц МГц для схем с внешними дискретными конденсаторами и до нескольких десятков МГц для полностью интегральных решений. Ненулевое выходное сопротивление является одним из основных факторов, ограничивающих конкурентоспособность емкостных ИПН, но также играет важную роль в точном регулировании выходного напряжения.

Третий важный источник потерь — паразитные конденсаторы, связанные с технологическими особенностями производства интегральных конденсаторов. Наибольшей удельной емкостью обладают интегральные канавочные конденсаторы, применяемые для производства динамической памяти [3], но их применение ограничивает то, что они доступны только для очень малых проектных норм (типично 45 нм и меньше). Для МОП- и МИМ-конденсаторов, доступных в более грубых техпроцессах, паразитная емкость от нижней обкладки на подложку может достигать нескольких процентов номинала основной емкости. Это может привести к снижению КПД преобразователя до 10-15% в некоторых диапазонах рабочих напряжений и токов [1].

При проектировании полностью интегральных емкостных ИПН необходимо учитывать потери на зарядку емкостей затворов ключей, работающих на гораздо более высоких частотах, чем в индуктивных

ИПН или емкостных ИПН с дискретными конденсаторами.

Корректный учет всех основных источников потерь является основой при оптимизации схемы емкостного ИПН для достижения максимальных значений КПД в требуемых диапазонах рабочих напряжений и токов.

С. Управление

Регулирование выходного напряжения емкостного ИПН обычно происходит в два этапа: выбор топологии преобразования для грубого регулирования и управление выходным сопротивлением для тонкой подстройки. Схемы управления могут быть взаимосвязаны (так как минимально достижимое падение напряжения зависит от выходного тока), но обычно, для упрощения ИПН, они выполняются раздельно. При этом выбор топологии реализуется схемой прямой связи, реализующей зависимость $K = f(V_{in}, V_{out})$, где K — коэффициент преобразования, V_{in} — входное напряжение, V_{out} — выходное напряжение.

Точная подстройка выходного напряжения осуществляется схемой обратной связи, регулирующей выходное сопротивление схемы (и, соответственно, падения напряжения на нем). Регулирование выходного сопротивления может осуществляться несколькими способами [1]-[2], в том числе модуляцией частоты преобразования, скважности тактового сигнала, а также номинала емкости преобразования и сопротивления открытых ключей в схеме.

Наибольшую популярность в работах последних лет, посвященных полностью интегральным схемам, получили схемы модуляции частоты преобразования, основные недостатки которых можно нивелировать при помощи применения многофазных структур. Разработан достаточно большой набор методов, включающих как схемы непрерывного времени (например, управляемые напряжением обратной связи осцилляторы), так и цифровое управление [4].

РАЗРАБОТАННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Целью работы является разработка емкостного ИПН, пригодного как для отдельного использования, так и для включения в состав систем на кристалле. Основные параметры преобразователя: входное напряжение от 2,8 до 5,5 В, выходное напряжение от 1,2 до 3,3 В, выходной ток до 300 мА. Проектные нормы — 180 нм.

Разработанный преобразователь пригоден для работы в условиях изменяющегося по времени входного напряжения (что типично для систем с батарейным питанием). Широкий диапазон входных напряжений также идеально подходит для использования преобразователя в микроконтроллерах, где ИПН, в отличие от линейного регулятора, позволяет обеспечить стабильность потребляемой мощности во всем диапазоне входных напряжений и значительно уменьшить энергопотребление при высоких входных напряжениях.

Схемотехника и топология преобразователя совместимы со стандартной КМОП-технологией, что позволяет интегрировать преобразователь в состав СнК на подходящих проектных нормах или в состав систем в корпусе (СвК), в том числе включающих вычислительные ядра на более тонких проектных нормах. Второй вариант, в силу относительно большой площади преобразователя на кристалле, обусловленной конденсаторами и поэтому мало зависящей от проектных норм, более дешев, чем изготовление преобразователя по тому же более тонкому техпроцессу, чем его нагрузка.

Разработанный преобразователь собран по модульному принципу, что позволяет в текущей разработке обеспечить низкие выходные шумы за счет многофазности, а в перспективе повторно использовать разработанные решения для создания семейства преобразователей с параметрами, подходящими для более узких задач, в том числе для создания многоканальных преобразователей (что актуально для многокристалльных СвК) и для создания схем с меньшими диапазонами выходных и выходных напряжений (что актуально для встроенных применений).

D. Структурная схема преобразователя

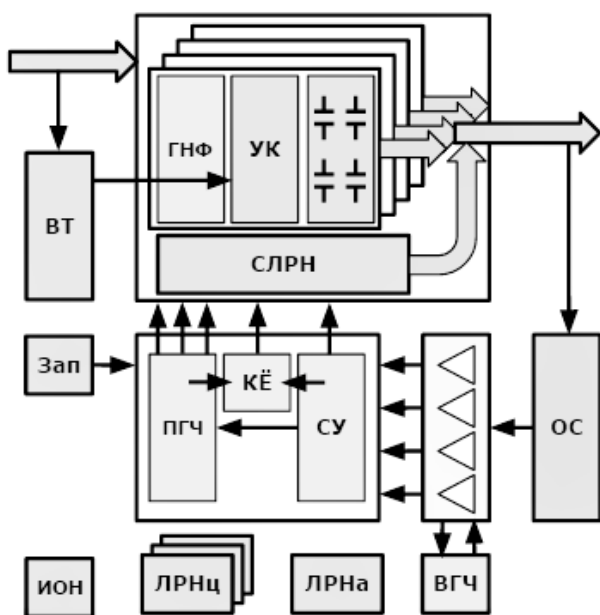


Рис. 1. Структурная схема разработанного ИПН

На рис. 1 показана структурная схема разработанного ИПН, состоящая из силовой преобразовательной части, схемы прямой связи, схемы обратной связи и служебных схем, в основном обеспечивающих управление питанием встроенной логики преобразователя. На рис. 1 обозначены: ВТ — схема выбора топологии преобразования, ГНФ — генератор неперекрывающихся фаз, УК — схема управления ключами, массив конденсаторов, СЛРН — силовой линейный регулятор напряжения, Зап —

схема запуска, ПЧГ — первичный генератор частоты, КЕ — схема коррекции номинала переключаемой емкости, СУ — схема управления, набор компараторов, ОС — резистивная матрица обратной связи, ИОН — встроенный источник опорного напряжения, ЛРНц — набор из трех линейных регуляторов, обеспечивающих питание управляющей логики, ЛРНа — линейный регулятор, питающий компараторы, ВГЧ — вторичный генератор частоты.

E. Силовая преобразовательная ячейка

Кристалл DC/DC преобразователя содержит 512 идентичных преобразовательных ячеек, разделенных на 8 фаз, каждая из которых содержит 4 части по 16 базовых ячеек в каждой. Такое решение необходимо для организации модуляции переключаемой емкости и организации многофазной работы преобразователя, уменьшающей выходную шум.

Силовая преобразовательная ячейка реализует коэффициенты преобразования напряжения 1:3, 1:2, 2:3. Коэффициент 1:1 реализуется встроенным линейным регулятором. Выбранный набор топологий позволяет, с одной стороны, обеспечить высокий КПД в широком диапазоне входных и выходных напряжений, заданном в техническом задании, а с другой стороны, использовать простую схему преобразовательной ячейки, состоящую из двух конденсаторов и девяти ключей (см. рис. 2).

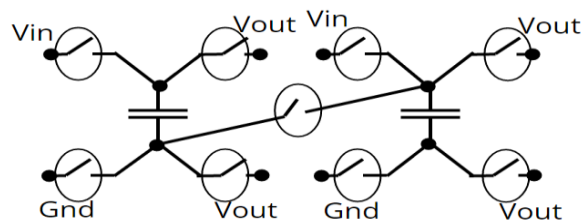


Рис. 2. Емкостная преобразовательная ячейка

Для достижения коэффициента преобразования 2:3, в фазе зарядки оба конденсатора включаются параллельно между входом и выходом, а в фазе разрядки — последовательно между выходом и землей. Коэффициенты 1:3 и 1:2 аналогично реализуются при помощи последовательно-параллельного включения конденсаторов.

Возможность более точно подстраивать коэффициент преобразования напряжения, получаемая при использовании схем с большим количеством конденсаторов, нивелируется возрастающими потерями на зарядку ключей и ростом выходного сопротивления из-за падения эквивалентной переключаемой емкости при последовательном соединении конденсаторов. На рис. 3 показано промоделированное сравнение зависимостей КПД преобразования от входного напряжения для разработанного емкостного ИПН (с учетом потерь) и идеального линейного регулятора при заданном выходном напряжении. На рисунке хорошо видны точки изменения топологии преобразования.

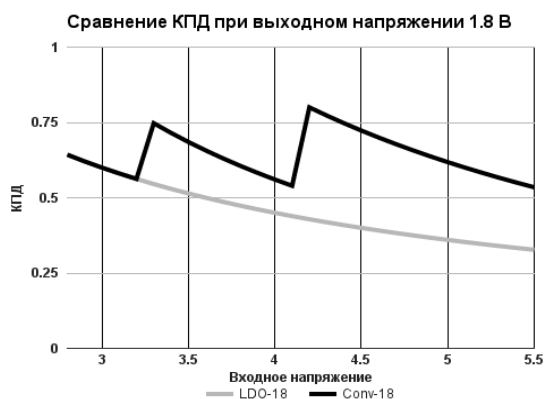


Рис. 3. Сравнение КПД ИПН и ЛРН

На рис. 3 показана, в том числе, работа встроенного линейного регулятора при небольшой разнице между входным и выходным напряжением. Выбранная схема емкостной преобразовательной ячейки позволяет реализовать топологию 1:1, но такая реализация будет проигрывать ЛРН из-за значительно больших потерь, вследствие чего было принято решение реализовать встроенный ЛРН параллельно емкостной ячейке.

При малой разнице между входным и выходным напряжением ЛРН является основным преобразователем; в остальных случаях он подключается параллельно основному емкостному преобразователю при превышении выходным током значения более 60% от предельного. Обратная связь ЛРН при этом настраивается на уровень 98% от целевого значения, не позволяя ему заместить ёмкостной преобразователь, но позволяя ускорить реакцию на переходные процессы.

На рис. 4 показано промоделированное сравнение зависимостей КПД разработанного емкостного ИПН (с учетом потерь) и идеального ЛРН от выходного тока (при входном напряжении 3,3 В и выходном 1,8 В).

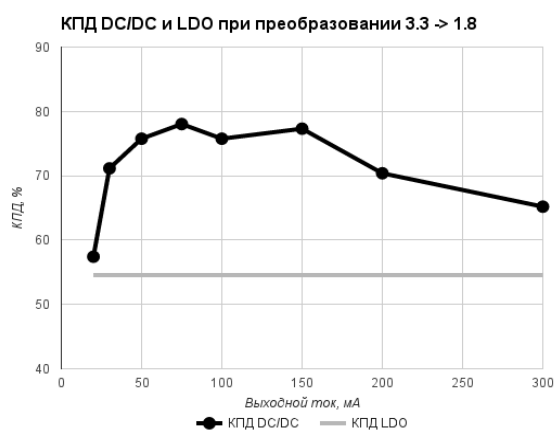


Рис. 4. Зависимость КПД от выходного тока

Видимое на рисунке снижение КПД в области малых токов вызвано ростом относительного значения потерь на зарядку ключей. Стабильный КПД в области средних токов достигается за счет модуляции номинала переключаемой емкости при малых и

средних нагрузках. В области больших токов наблюдается уменьшение КПД, обусловленное включением линейного регулятора параллельно емкостной схеме для компенсации большого сопротивления ключей при малых входных напряжениях. При работе в верхней части диапазона входных напряжений сопротивление ключей достаточно мало для обеспечения полного диапазона рабочих токов, и падения КПД не происходит.

Линейный регулятор также обеспечивает более быструю реакцию на переходные процессы при больших нагрузках. Его применение параллельно основной схеме является характерной особенностью, отличающей разработанную схему от известных аналогов, использующих линейный регулятор только для работы с коэффициентом преобразования 1:1 [2] или вовсе его не использующих и потому достигающих необходимых параметров на высоких мощностях в более узких диапазонах входных и выходных напряжений [4].

F. Схема управления

Схема управления разработанным преобразователем состоит из трех частей: схемы выбора топологии преобразования, схемы управления частотой преобразования и схемы управления номиналом переключаемой емкости. Схема выбора топологии формирует петлю прямой связи, две другие — петлю обратной связи.

Схема выбора топологии реализована как управляемая резистивная матрица, формирующая напряжения для трех компараторов, набор сигналов с которых определяет топологию преобразования.

Петля обратной связи — полностью цифровая и организована следующим образом: управляемая резистивная матрица формирует напряжения для четырех компараторов, определяющих положение выходного напряжения в одном из пяти диапазонов: менее 95% от номинала, 95-98% от номинала, 98-102% от номинала, 102-105% от номинала, и более 105% от номинала [5]. Если выходное напряжение находится в третьем диапазоне, то частота управляемого генератора остается постоянной; если в первом или втором — повышается, если в четвертом или пятом — понижается. Если выходное напряжение находится в пределах 95-105% от номинала, то компараторы схемы управления работают на пониженной частоте для экономии потребляемой мощности. При выходе напряжения за эти рамки тактовая частота компараторов повышается для обеспечения более быстрой реакции на переходные процессы.

Генератор частоты имеет 32 значения в диапазоне от 3 до 35 МГц. При этом, в силу наличия восьми фаз, эффективная выходная частота составляет от 24 до 280 МГц. Наличие минимума частоты генератора и отсутствие режима единичных импульсов, применяемого в некоторых аналогах [2], означает, что у схемы есть минимальный рабочий ток, при значениях ниже которого невозможно регулирование.

Чтобы обойти эту проблему, в состав разработанного ИПН включена схема модуляции переключаемой емкости, аналогичная показанной в работе [6]. В случае, если частота установлена в минимальное значение, при поступлении управляющего сигнала на дальнейшее уменьшение частоты происходит отключение половины используемых в данный момент преобразовательных ячеек, что приводит к необходимости увеличения рабочей частоты (выходное сопротивление обратно пропорционально произведению частоты на емкость) и позволяет обеспечить регулирование выходного напряжения в рамках доступного диапазона частот. Отключение части преобразовательных ячеек при малых нагрузках также позволяет уменьшить потери на зарядку ключей. Аналогично, при поступлении сигнала о повышении частоты выше максимального значения происходит удвоение числа используемых преобразовательных ячеек. Схема имеет пять уровней переключаемой емкости: 512, 256, 128, 64 и 32 базовые ячейки соответственно. Применение схемы модуляции переключаемой емкости позволяет существенно расширить диапазон высокого КПД преобразователя в область малых и средних выходных токов (см. рис. 4).

Г. Организация питания преобразователя

Напряжение питания управляющей логики разработанного ИПН не зависит от входного и выходного напряжений и составляет 1,8 В. Напряжение питания компараторов в схемах прямой и обратной связи — 2,5 В. Для обеспечения питания этих схем в состав ИПН входят четыре линейных регулятора — один для компараторов, еще два — для генераторов тактовой частоты и частоты преобразования, и четвертый регулятор — для всей остальной цифровой логики в схеме.

Опорные напряжения генерируются встроенным источником опорного напряжения, равного ширине запрещенной зоны кремния. Источник питается от собственного пререгулятора, формирующего напряжение $2,5 \pm 0,1$ В, и выполнен по классической схеме ячейки Брокау, но с динамически включенными МОП-транзисторами вместо традиционно применяемых биполярных транзисторов [7]. Применение пререгулятора позволяет уменьшить зависимость опорного напряжения от входного напряжения (как статическую, так и динамическую), а также снизить влияние разброса параметров транзисторов, как в процессе изготовления, так и вызванного внешними факторами в процессе эксплуатации устройства.

Ключевая схема, определяющая точность выставления выходного напряжения — компаратор. В разработанном ИПН применены компараторы на базе многокаскадных усилителей с автоматической коррекцией напряжения смещения нуля и с триггером-защелкой в качестве выходного каскада [8], показанные на рис. 5. Число каскадов усилителя варьируется в зависимости от требований к точности и скорости компаратора.

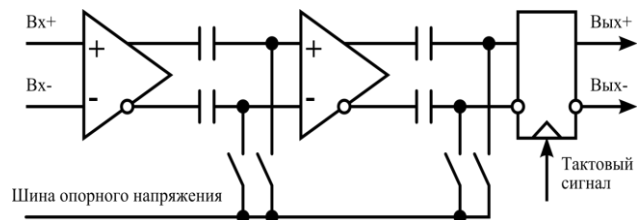


Рис. 5. Схема использованных компараторов

В режиме коррекции входы каскадов подключаются к шине опорного напряжения. При этом на разделительных конденсаторах запоминаются значения ошибки смещения нуля каждого усилительного каскада, которые вычитаются из обрабатываемого сигнала на этапе сравнения. Таким образом, схема коррекции позволяет скомпенсировать напряжение смещения, что значительно снижает влияние разброса технологических параметров и внешних воздействующих факторов.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Проверка эффективности предложенных схемных и конструктивных решений проводилась на разработанном тестовом кристалле, содержащем преобразователь уменьшенной мощности и ряд выделенных тестовых структур основных функциональных блоков преобразователя. Тестовый чип был изготовлен по объемной КМОП-технологии с проектными нормами 180 нм, с пятью металлами и стекловыми МИМ-конденсаторами с удельной емкостью 3 фФ/мкм².

На рис. 6 показаны измеренные зависимости выходного напряжения от входного для нескольких образцов.

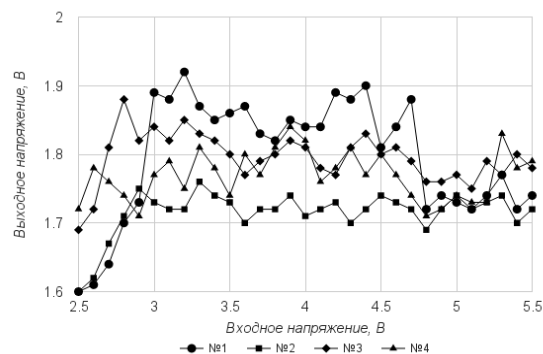


Рис. 6. Зависимость выходного напряжения преобразователя от входного напряжения

Из рисунка видно, что тестовый ИПН обеспечивает точность $\pm 6\%$ в большей части рабочего диапазона, что соответствует заданным в управляющей схеме тестового кристалла более мягким ограничениям диапазонов переключения частоты преобразования и разбросу опорных напряжений между кристаллами.

На рис. 7 показана зависимость выходного напряжения встроенного ИОН от температуры для двух разных кристаллов. Измерения показали, что

температурный дрейф источника опорного напряжения не превышает 4 мВ в диапазоне температур $-60 \sim +125$ С, а разброс номинального значения от кристалла к кристаллу не превышает 20 мВ.

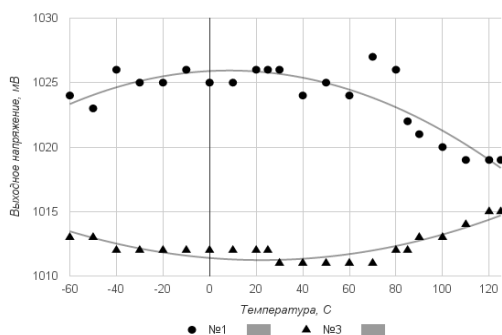


Рис. 7. Выходное напряжение встроенного ИОН

По итогам экспериментального исследования тестовых кристаллов внесен ряд изменений в конструкцию разрабатываемого преобразователя, касающихся, в частности, подстройки выходного напряжения встроенного ИОН, а также набора топологий преобразования и конструкции схемы генерации неперекрывающихся фаз.

Выводы

Разработан емкостной ИПН, предназначенный для преобразования напряжений типовых шин 5 и 3,3 В, а также напряжений литиевых электрохимических источников в напряжения питания современных субмикронных ИМС. Разработанный ИПН полностью совместим со стандартной КМОП-технологией и пригоден как для самостоятельного использования в качестве замены линейных регуляторов или маломощнейшей альтернативы доступным коммерческим аналогам, так и для интеграции в состав СнК и СвК. Применение разработанного ИПН в составе СнК позволит уменьшить потребляемую мощность, а в качестве отдельной микросхемы он может уменьшить площадь готового решения на печатной плате за счет уменьшения числа пассивных компонентов и отказа от дискретной индуктивности.

Модульная структура разработанного ИПН позволяет в сжатые сроки разработать на его основе семейство специализированных под конкретные

задачи аналогов, в том числе многоканальных IP-блоков для встраивания в состав СнК и СвК.

Работоспособность и эффективность предлагаемых схемотехнических и конструктивных решений продемонстрирована в ходе экспериментальных исследований тестового кристалла, содержащего основные функциональные узлы ИПН. Ведется подготовка преобразователя к серийному производству.

ПОДДЕРЖКА

Работа выполнена при поддержке кластера «Космические технологии и телекоммуникации» фонда «Сколково».

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Van Breussegem T., Steyaert M. CMOS Integrated Capacitive DC–DC Converters. // Springer Science. New York. 2013. doi: 10.1007/978-1-4614-4280-6.
- [2] TPS6050x High-Efficiency, 250-mA Step-Down Charge Pump. / Data sheet. Texas Instruments Inc. Rev. Sept. 2015.
- [3] Andersen T.M., Krismer F., Kolar J.W., et al. A deep trench capacitor based 2:1 and 3:2 reconfigurable on-chip switched capacitor DC-DC converter in 32 nm SOI CMOS // 29th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2014, pp. 1448–1455.
- [4] Meyvaert H., Van Breussegem T., Michiel Steyaert M. A 1.65W Fully Integrated 90nm Bulk CMOS Intrinsic Charge Recycling Capacitive DC-DC Converter: Design & Techniques for High Power Density // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2011. pp. 3234–3241.
- [5] Heungjun Jeon, Yong-Bin Kim, Kyung-Ki Kim. A novel 4-to-3 step-down on-chip SC DC-DC converter with reduced bottom-plate loss // 55th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). 2012. pp. 1060–1063.
- [6] Kudva S.S., Harjani R. Fully Integrated Capacitive DC–DC Converter With All-Digital Ripple Mitigation Technique // IEEE J. of Solid-State Circuits. 2013. V. 48. No. 8. pp. 1910–1920.
- [7] V. Gromov et.al., A Radiation Hard Bandgap Reference Circuit in a Standard 0.13 um CMOS Technology // IEEE TRANSACTIONS ON NUCLEAR SCIENCE, VOL. 54, NO. 6, DECEMBER 2007.
- [8] Бочаров Ю.И., Бутузов В.А., Осипов Д.Л., Симаков А.Б., Мирошниченко В.П., Онищенко Е.М. - Блок АЦП специализированной ИМС для датчиков давления // Датчики и системы, 2012, № 11. С. 21–25.

Fully Integrated Switched-Capacitor DC/DC Converter

V.E. Shunkov^{1,2}, O.N. Kus², V.Y. Prokopyev¹, V.A. Butuzov^{1,3}, Y.I. Bocharov³, V.E. Shunkov⁴

¹LLC «Megarad»

²LLC «OKB Fifth Generation», shunkov@5okb.ru

³NRNU «MEPhI»

⁴NSRISA RAS

Keywords — integrated circuit, DC/DC converter, switched capacitors, CMOS.

ABSTRACT

Fully integrated switched capacitor DC/DC converter was designed in a 180 nm 5 metal bulk CMOS technology. The converter is able to supply modern CMOS ICs with currents up to 300 mA from 5V and 3.3V bus voltages, as well as from Li-based battery source voltages.

The designed converter utilizes multi-topology conversion cell consisting of two capacitors and nine switches and is able to maintain high efficiency in a broad range of input and output voltages. Control circuits consist of a feedforward loop for topology selection and a fully-digital feedback loop providing pulse-frequency modulation and switching capacitance modulation to keep high efficiency in a broad range of output currents.

The test chip containing downscaled converter and main building blocks as standalone tests was designed, fabricated and tested, proving efficiency of the design and creating the good base for further development and mass production of the converter.

SUPPORT

This work was supported by “The Space Technology and Telecommunications” cluster of Skolkovo Foundation.

REFERENCES

- [1] Van Bruessegem T., Steyaert M. CMOS Integrated Capacitive DC–DC Converters. // Springer Science. New York. 2013. doi: 10.1007/978-1-4614-4280-6.
- [2] TPS6050x High-Efficiency, 250-mA Step-Down Charge Pump. / Data sheet. Texas Instruments Inc. Rev. Sept. 2015.
- [3] Andersen T.M., Krismer F., Kolar J.W., et al. A deep trench capacitor based 2:1 and 3:2 reconfigurable on-chip switched capacitor DC-DC converter in 32 nm SOI CMOS // 29th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2014, pp. 1448–1455.
- [4] Meyvaert H., Van Bruessegem T., Michiel Steyaert M. A 1.65W Fully Integrated 90nm Bulk CMOS Intrinsic Charge Recycling Capacitive DC-DC Converter: Design & Techniques for High Power Density // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). 2011. pp. 3234–3241.
- [5] Heungjun Jeon, Yong-Bin Kim, Kyung-Ki Kim. A novel 4-to-3 step-down on-chip SC DC-DC converter with reduced bottom-plate loss // 55th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). 2012. pp. 1060–1063.
- [6] Kudva S.S., Harjani R. Fully Integrated Capacitive DC–DC Converter With All-Digital Ripple Mitigation Technique // IEEE J. of Solid-State Circuits. 2013. V. 48. No. 8. pp. 1910–1920.
- [7] V. Gromov et.al., A Radiation Hard Bandgap Reference Circuit in a Standard 0.13 um CMOS Technology // IEEE TRANSACTIONS ON NUCLEAR SCIENCE, VOL. 54, NO. 6, DECEMBER 2007
- [8] Bocharov Yu.I, Butuzov V.A., Osipov D.L., et al. ADC-block of ASIC for pressure sensors // Sensors & Systems. 2012. № 11. P. 21–25 (in Russian)