

# СХЕМОТЕХНИКА И ПРОЕКТИРОВАНИЕ CIRCUIT ENGINEERING AND DESIGN

УДК 621.372.852.5

## Интегральный понижающий преобразователь входного напряжения с цифровым контролем обратной связи и коэффициента преобразования

*В.Ш. Меликян<sup>1,2</sup>, В.А. Галстян<sup>1</sup>*

<sup>1</sup>ЗАО «Синописис Армения» (г. Ереван)

<sup>2</sup>Национальный технический университет Армении (г. Ереван)

## Integrated Step-Down Power Converter with Digital Feedback and Conversion Ratio Control

*V.Sh. Melikyan<sup>1,2</sup>, V.A. Galstyan<sup>1</sup>*

<sup>1</sup>Synopsys Armenia CJSC, Erevan

<sup>2</sup>National Polytechnic University of Armenia, Erevan

Представлены результаты разработки интегрального преобразователя входного напряжения на переключающихся конденсаторах. Преобразователь работает при максимальной частоте тактового сигнала, равной 140 МГц, с максимальной эффективностью преобразования 93 %. Предусмотрена цифровая система контроля обратной связи, которая осуществляет модуляцию рабочей частоты, функционирующей в режимах понижения входного напряжения преобразователя в зависимости от тока нагрузки, а также регулирует коэффициент преобразования для обеспечения необходимого уровня выходного напряжения. Преобразователь выполнен по 32-нм КМОП-технологии.

*Ключевые слова:* КМОП; преобразователь входного напряжения; операционный усилитель; кольцевой генератор; динамическое масштабирование напряжения.

The results of the step-down switched capacitor voltage converter development have been presented. The maximal operating frequency of the proposed converter is 140 MHz, while providing the conversion efficiency 93%. The digital feedback control system, executing the operating frequency modulation, functioning in conditions of the converter input voltage reduction depending on the load current as well as adjusting the conversion ratio to provide the necessary level of the output voltage, has been provided. The converter has been designed according to 32nm CMOS technology.

*Keywords:* CMOS voltage converter; operational amplifier; ring oscillator; dynamic voltage scaling.

**Введение.** В современных портативных устройствах в качестве источника питания используются литий-ионные аккумуляторы, которые характеризуются высокой плотностью энергии, длительностью жизненного цикла и т.д. [1]. При полной зарядке литий-ионный аккумулятор емкостью 2000 мА·ч выдает 4,2 В выходного напряжения, которое при разрядке в пределах рабочего диапазона снижается до 2,5 В (рис. 1). Задача преобразователей входного напряжения заключается в обеспечении стабильного напряжения питания интегральной схемы, равного 1,2 или 1,8 В, при указанных условиях [2]. Преобразователи, основанные на переключающихся конденсаторах (ПНК), являются хорошими заменителями индуктивных преобразователей, так как занимают меньшую площадь и полностью реализуются с помощью интегральных цифровых КМОП-технологий [3].

ПНК состоит из двух модулей: модуля преобразования, непосредственно выполняющего функцию преобразования, и модуля обратной связи, который в зависимости от текущего состояния и внешних условий регулирует работу блока преобразования.

Основной задачей проектирования преобразователей входного напряжения является обеспечение высокой эффективности и стабильности выходного напряжения. Эффективность определяется как соотношение мощностей на выходе и входе преобразователя напряжения [4], разность которых есть потери преобразования  $P_{пт}$ :

$$\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вход}}} \cdot 100 \% = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вых}} + P_{\text{пт}}} \cdot 100 \% ,$$

$$P_{\text{вых}} = V_{\text{вых}} I_{\text{вых}} ,$$

где  $V_{\text{вых}}$  и  $I_{\text{вых}}$  – соответственно выходное напряжение и выходной ток.

Главными источниками потерь преобразователя являются потери переключения и потери в цепи обратной связи. Потери переключения определяются как сумма мощностей, рассеянных на конденсаторах накопления заряда и на МОП-переключателях:

$$P_{\text{п.п}} = \sum_{j=1}^k V_{\text{н.з}j}^2 C_{\text{н.з}j} f_{\text{пер}} + \sum_{i=1}^n V_{\text{пер}i}^2 C_{\text{зтв}i} f_{\text{пер}} ,$$

где  $C_{\text{н.з}}$  – емкость конденсатора накопления заряда;  $V_{\text{н.з}}$  и  $V_{\text{пер}}$  – напряжения на конденсаторе накопления заряда и на МОП-переключателе соответственно;  $f_{\text{пер}}$  – частота переключения;  $C_{\text{зтв}}$  – емкость затвора МОП-транзистора.

Потери в цепи обратной связи  $P_{\text{пцос}}$  определяются как сумма потребляемых мощностей всех блоков контроля обратной связи:

$$P_{\text{пцос}} = \sum_{i=1}^n P_{\text{блоки}i} .$$

В настоящей работе представлен интегральный понижающий преобразователь для достижения выходного напряжения 1,2 или 1,8 В. Спроектирована новая цифровая сис-

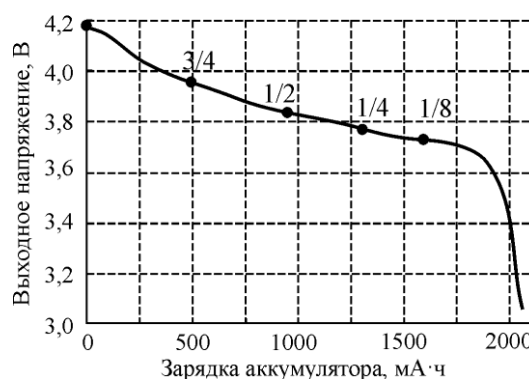


Рис. 1. Зависимость напряжения аккумулятора от накопления заряда [1]

тема обратной связи, обеспечивающая меньшее энергопотребление для высокой эффективности преобразования и контроль коэффициента преобразования для желаемого выходного напряжения.

**Принцип работы преобразователя.** Схема блока ПНПК (рис. 2) является двух-фазным устройством. Во время первой фазы работы заряжаются емкости накопления заряда  $C_{нк1}, C_{нк2}, C_{нк3}$ . При второй фазе заряженные емкости разряжаются на выходной емкости  $C_{вых}$ , обеспечивая требуемое выходное напряжение. Коэффициент преобразования входного напряжения зависит от структуры соединения емкостей накопления заряда при первой и второй фазах и контролируется поведением переключателей. Данная топология обеспечивает коэффициенты преобразования, равные  $1/2, 1/3, 2/3$  и  $1$ .

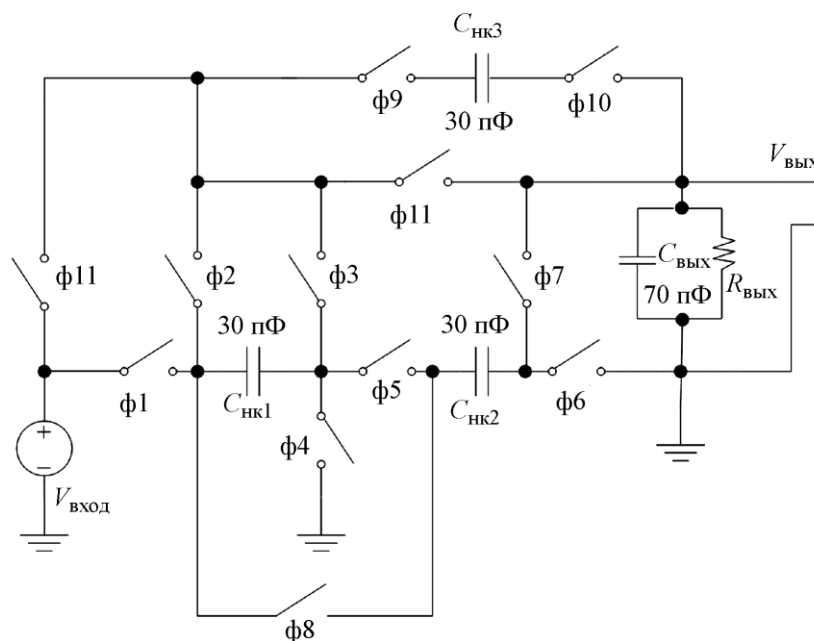


Рис.2. Схема блока преобразования

Переключатели, подключенные между источником входного напряжения и емкостями накопления заряда (φ1, φ9, φ11), реализованы с помощью *p*-МОП-транзисторов, охватывающих весь рабочий диапазон входного напряжения от 2,5 до 4,2 В. Переключатели, соединяющие емкости накопления заряда с заземлением (φ4, φ6), выполнены на основе *n*-МОП-транзисторов. Все остальные переключатели реализованы с использованием параллельно соединенных *n*-МОП и *p*-МОП-транзисторов и обеспечивают низкое эквивалентное сопротивление переключателя и отсутствие искажений выходного напряжения переключателя при колебаниях входного напряжения вдоль полного рабочего диапазона.

**Архитектура и особенности системы преобразования.** Преобразователь, функциональная схема которого приведена на рис.3, обеспечивает постоянное выходное напряжение, равное 1,2 или 1,8 В, в зависимости от входного сигнала SM.

Суть разработанной системы контроля в том, что рабочая частота преобразователя зависит от нагрузочного тока [5]. При данной нагрузке выходное напряжение определяется как коэффициентом преобразования, так и частотой переключения между первой и второй фазами. Разработанная система контроля обратной связи обеспечивает работу с минимальной тактовой частотой для достижения необходимого выходного напряжения. Уменьшение выходного напряжения от ожидаемого приводит к повышению частоты переключения, что увеличивает количество энергии, подаваемое на выход преобразователя, тем самым повышается выходное напряжение до желаемого уровня (рис.4,а).

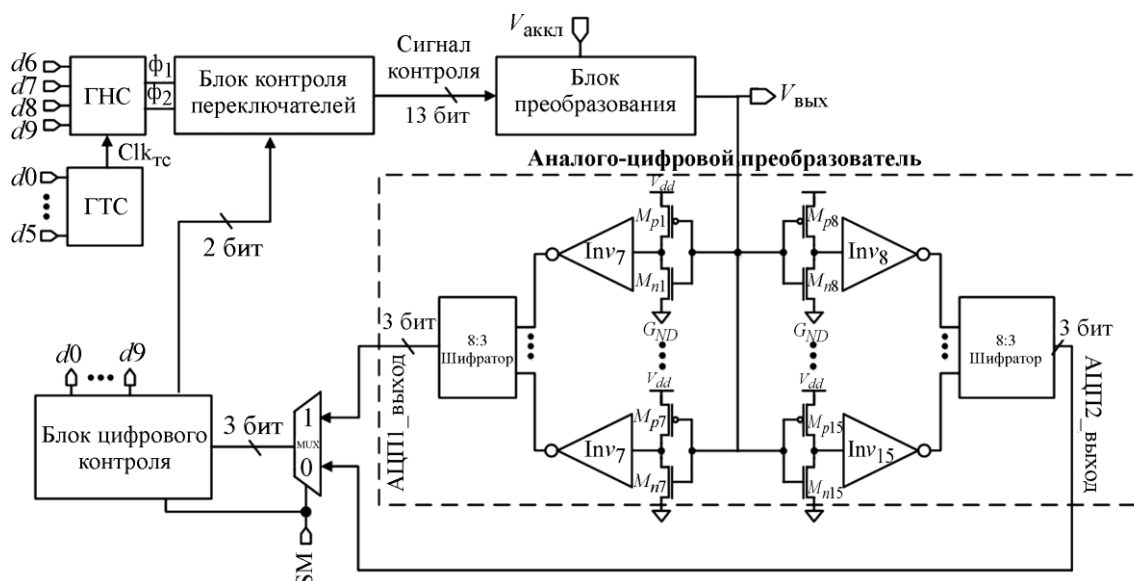


Рис.3. Функциональная схема преобразователя

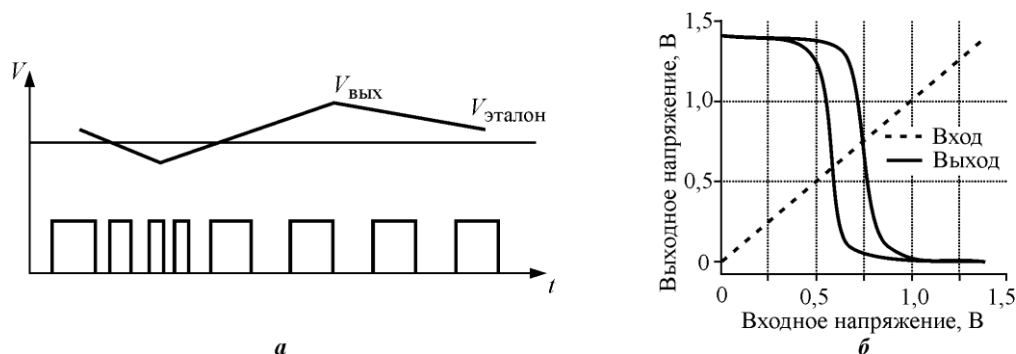


Рис.4. Принципы динамического контроля рабочей частоты (а) и модификации порогового напряжения (б)

Для выполнения данного процесса требуются два функциональных блока: блок сравнения, вычисляющий погрешность напряжения, и блок конвертации напряжения в тактовый сигнал определенной частоты.

В качестве первого блока использован аналого-цифровой преобразователь (АЦП) [6], состоящий из цепи инверторов с модифицированными напряжениями переключения (рис.4,б). Для каждой конфигурации выходного напряжения (1,2 или 1,8 В) предусмотрены отдельные АЦП. Принцип работы АЦП основан на том, что выход цепи инвертора с модифицированным напряжением переключения переключается только в том случае, если входное напряжение больше, чем напряжение переключения соответствующей цепи.

Напряжения переключения инверторов  $V_{н.п}$  находятся в диапазоне 1,6–2,4 В и 2,1–2,8 В при выходных напряжениях, равных 1,2 и 1,8 В соответственно. Это обусловлено соотношением ширины каналов  $n$ -МОП- и  $p$ -МОП-транзисторов инвертора:

$$V_{н.п} = V_{п.нп} + \sqrt{\frac{\mu_p w_p}{\mu_n w_n}} [V_{DD} - |V_{п.нр}|] \left[ 1 + \sqrt{\frac{\mu_p w_p}{\mu_n w_n}} \right]^{-1},$$

где  $V_{п.нп}$ ,  $V_{п.нр}$  – пороговые напряжения соответственно  $n$ -МОП- и  $p$ -МОП-транзисторов;  $w_p$ ,  $w_n$  – ширина каналов;  $\mu_p$ ,  $\mu_n$  – подвижность зарядов.

Цифровые выходные сигналы АЦП передаются блоку цифрового контроля обратной связи, регулирующему частоту тактового сигнала и коэффициент преобразования в зависимости от значений сигналов АЦП1\_выход, АЦП2\_выход и SM [7]. Так как ПНПК работают при относительно низких частотах переключения, разработана новая схема генератора тактового сигнала (ГТС) с цифровым управлением. ГТС состоит из кольцевого генератора (КГ) (рис. 5) и цепи цифровых делителей частоты (ЦДЧ) входного напряжения (рис. 6).

КГ является семиступенчатой системой, обеспечивающей высокочастотный тактовый сигнал в диапазоне 1,6–2,4 ГГц при  $C_{нарп} = 40$  пФ. Фактическая частота тактового сигнала задается с помощью четырехбитного цифрового сигнала  $d2-d5$ . В зависимости от значений  $d2-d5$  контролируется задержка каждой ступени КГ:

$$t_3 = 0,7 \cdot (R_n \parallel R_p) C_{нарп},$$

$$R_{p,n} = V_{dd} \left[ \frac{K_{p,n} (w_{p,n} + d0 \cdot w_{lp1,ln1} + \dots + d3 \cdot w_{lp4,ln4})}{2} \cdot (V_{dd} - V_{п.нр,n})^2 \right]^{-1}.$$

Используя высокочастотную компоненту тактового сигнала КГ, ЦДЧ генерирует низкочастотный тактовый сигнал в диапазоне 100–800 МГц, который передается генератору неперекрывающихся сигналов (ГНС). Полученный двухфазный тактовый сигнал ( $\phi1, \phi2$ ) используется для контроля переключателей преобразователя.

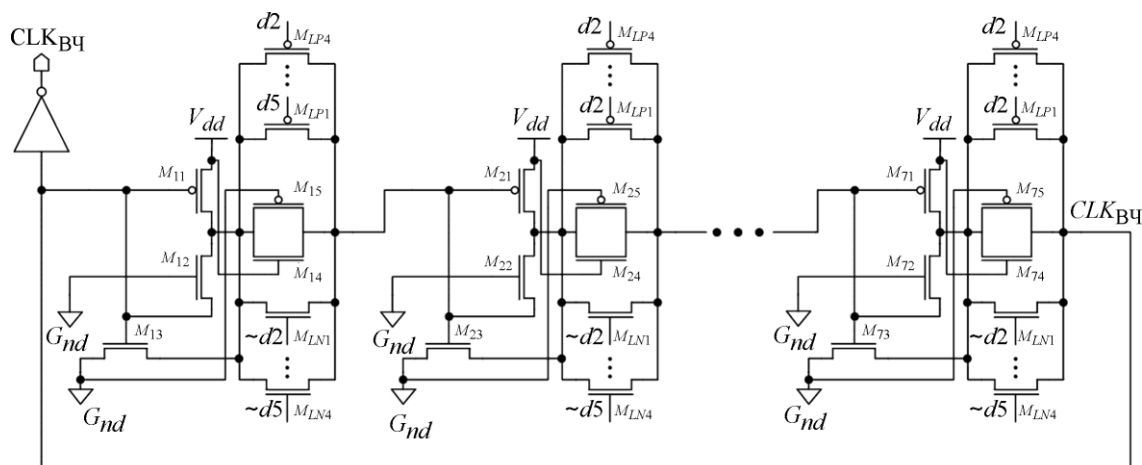


Рис.5. Схема кольцевого генератора тактового сигнала

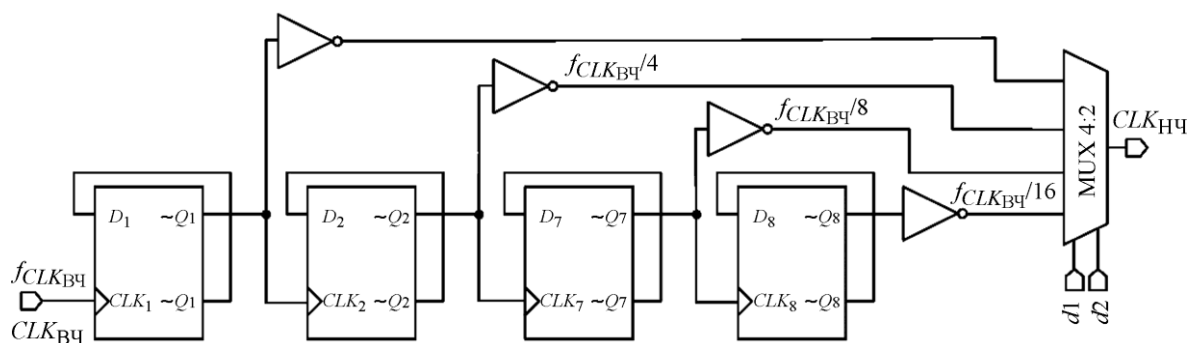


Рис.6. Схема генератора низкочастотного тактового сигнала

С целью контроля переключателей блока преобразования для каждого переключателя предусмотрен мультиплексор 4:2 (рис. 7).

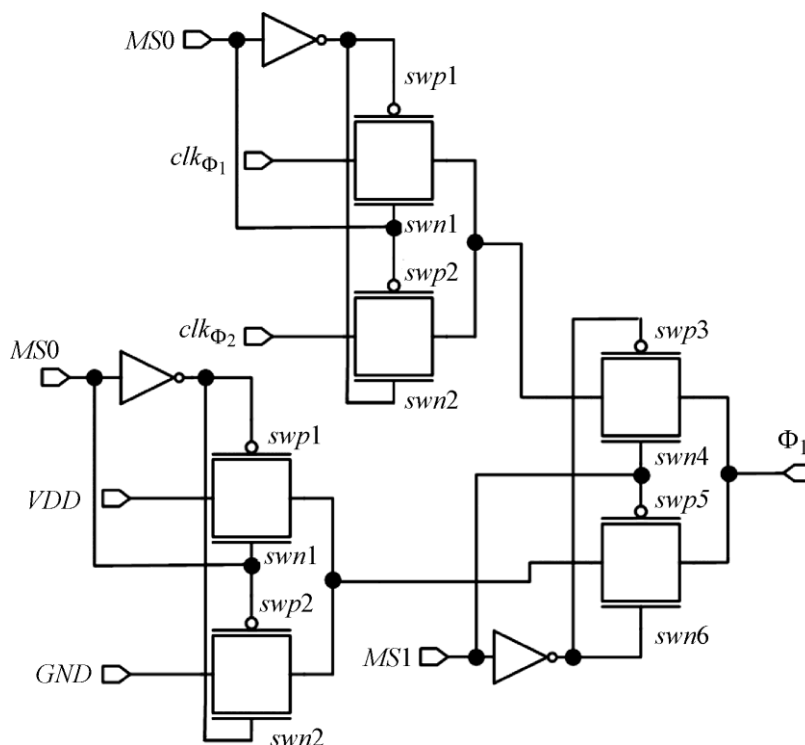


Рис. 7. Схема блока контроля переключателей

**Измерения параметров преобразователя мощности.** Предложенный преобразователь спроектирован и смоделирован по 32-нм КМОП-технологии. В преобразователе использованы КМОП-конденсаторы общей емкостью 160 пФ. Частота тактового сигнала работы преобразователя зависит от нагрузки преобразователя и меняется в диапазоне 100–140 МГц. Схема обеспечивает стабильное выходное напряжение, равное 1,2 или 1,8 В, при изменениях напряжения аккумулятора от 2,5 до 4,2 В. Преобразователь работает для четырех различных коэффициентов преобразования, которым соответствуют различные поведения переключателей схемы. Каждый режим смоделирован отдельно, и вычислена зависимость эффективности преобразователя от применяемой нагрузки (рис. 8).

Процесс регулировки выходного напряжения показан на рис.9,а. Если входное напряжение аккумулятора снижается и выходное напряжение преобразователя снижается ниже допустимого уровня, блок управления с обратной связью обновляет 2-битный MS цифровой код для регулировки топологии преобразования. Как показано на рис.9,а, на 150 нс сигнал MS изменяется от 00 до 01, что соответствует конверсии соотношения обновлений от 1/3 до 1/2, тем самым поддерживается устойчивое выходное напряжение. Выходной сигнал КГ при максимальной и минимальной частотах показан на рис.9,б.

В таблице приведены результаты сравнения параметров разработанного преобразователя с параметрами аналога [8]. Как видно из таблицы, эффективность представленного преобразователя превышает существующий аналог благодаря применению динамического контроля рабочей частоты. Схема работает в диапазоне входного напряжения 2,5–4,2 В, обеспечивая выходное напряжение, равное 1,2 или 1,8 В.

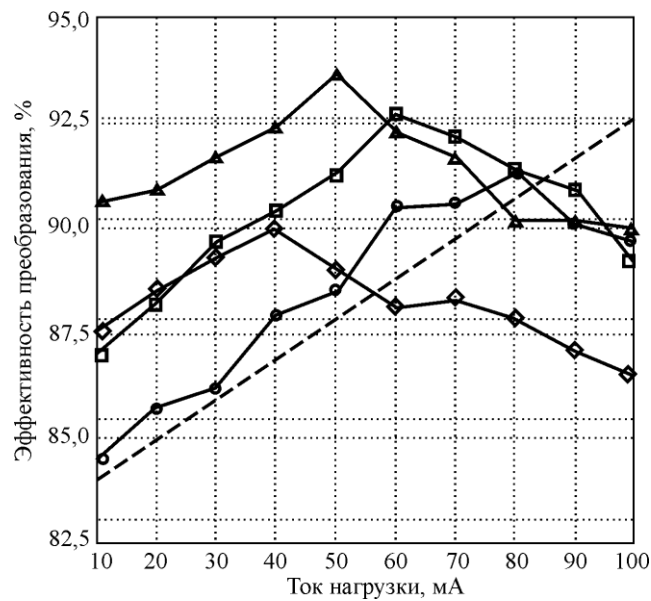


Рис. 8. Зависимость эффективности преобразования от уровня входного напряжения для повышающего режима (— ток нагрузки) при различных коэффициентах преобразования: —○— 2/3; —◇— 1/2; —□— 1/3; —△— 1

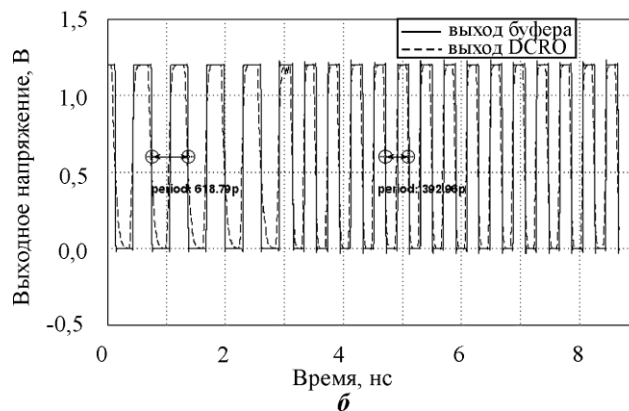
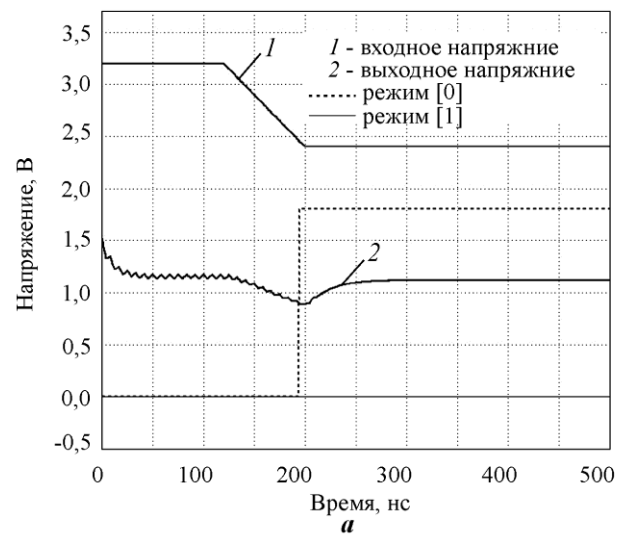


Рис. 9. Процесс регулировки выходного напряжения (а) и выходной тактовой сигнал кольцевого генератора (б)

Сравнение значений параметров преобразователя

Параметр	Аналог [8]	Настоящая работа
Входное напряжение, В	3,3	2,5–4,2
Выходное напряжение, В	1,25	1,2 и 1,8
Емкость конденсаторов накопления заряда, пФ	300	30
Емкость нагрузки, пФ	50	70
Частота переключения, МГц	40	100–140
Выходная пульсация, мВ	45	~13
Эффективность, %	64	93
Технология	18-нм КМОП	32-нм КМОП

**Заклучение.** Рассмотренный интегральный преобразователь мощности на переключающихся конденсаторах, работающий в режиме понижения входного напряжения, обеспечивает уровень эффективности преобразования 93%. Это существенно превышает соответствующий параметр других аналогичных преобразователей. Кроме того, в данном преобразователе предусмотрен динамический контроль рабочей частоты, регулируемый цифровым блоком контроля обратной связи, что при сравнении с существующими аналогами обеспечивает уменьшение потерь как при переключении конденсаторов накопления заряда, так и в цепи обратной связи.

*Работа выполнена в рамках совместного Армянно-Белорусского научного проекта при поддержке ГКН МОН РА (проект № 13РБ-045).*

**Литература**

1. *Chandrakasan A., Sheng S., Brodersen R.* Low-power cmos digital design // Solid-State Circuits. – 1992. – Vol. 27. – P. 473–484.
2. *Yuan L., Qu G.* Analysis of energy reduction on dynamic voltage scaling-enabled systems // IEEE Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems. – 2005. – Vol. 24. – P.1827–1837.
3. *Maity B., Mandal P.* A high performance switched capacitor-based dc-dc buck cBKIverter suitable for embedded power management applications // Very Large Scale Integration Systems. IEEE Trans. – 2011. – Vol. 2. – P. 1–5.
4. *Castro P., Silveira F., Eirea G.* Modular architecture for ultra low power switched-capacitor DC-DC converters // IEEE 55<sup>th</sup> International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS). – 2012. – P. 1036–1039.
5. *Kar A., Majumder A.* Design of ultra-low power flash ADC using TMCC & bit referenced encoder in 180nm technology // VLSI Systems, Architecture, Technology and Applications. – 2015. – P. 1–6.
6. *Melikyan V., Galstyan V.* Design of high-efficiency dual-ratio step-down switched capacitor converter with full digital feedback control // XXIV International Scientific Conference Electronics. – 2015. – P. 177–181.
7. *Melikyan V., Galstyan V.* Integrated up/down switched capacitor converter with full digital feedback control and output voltage regulation // 13<sup>th</sup> IEEE East-West Design & Test Symposium. – 2015. – P. 55–58.
8. *Bhattacharyya K., Mandal P.* A low voltage, low ripple, on chip, dual switch-capacitor based hybrid DC-DC converter // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – 2008. – Vol. 4. – P. 661–666.

Статья поступила  
14 декабря 2015 г.

**Меликян Вазген Шаваршович** – член-корреспондент Национальной академии наук Армении, профессор, директор Учебного департамента ЗАО «Синописис Армения» (г. Ереван), заведующий межфакультетной кафедрой микроэлектронных схем и систем Национального политехнического университета Армении (г. Ереван). *Область научных интересов:* микро- и наноэлектроника, моделирование интегральных схем. **E-mail:** [vazgenm@synopsys.com](mailto:vazgenm@synopsys.com)

**Галстян Ваче Ашотович** – инженер-исследователь ЗАО «Синописис Армения» (г. Ереван). *Область научных интересов:* микро- и наноэлектроника, моделирование интегральных схем.

Книжные новинки



**Сауров А.Н., Булярский С.В., Басаев А.С., Павлов А.А., Богданова Д.А.**  
**Легирование углеродных нанотрубок: коллективная моногр. / Под ред. А. Н. Саурова, С. В. Булярского. - М. - Ульяновск: УлГУ, 2015. - 260 с. : ил.**



ISBN 978-5-88866-579-4

Исследуются процессы управления свойствами углеродных нанотрубок при адсорбции и легировании. Основное внимание уделяется изменению свойств углеродных нанотрубок при взаимодействии с бором, а также газообразными веществами: водородом, кислородом, азотом. Рассматриваются условия и определяются кинетические коэффициенты процессов легирования графеновой решетки нанотрубок атомами газов. Изучаются вопросы изменения электронной структуры нанотрубок. На основе авторских теоретических моделей проанализирована научно-техническая литература по управлению свойствами углеродных нанотрубок и показаны пути оптимизации данных технологических процессов, а также перспективы создания *p-n*-переходов в массивах нанотрубок.

Книга предназначена для научных работников, аспирантов и студентов, занимающихся проблемами наноэлектроники.