

E-mail: alehan_26rus@mail.ru.
347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44.
Тел.: 89083258946.

Titov Alexey Evgen'evich

Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”.
E-mail: alehan_26rus@mail.ru.
44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia.
Phone: 89083258946.

УДК 621.317

Е.И. Старченко

**АРХИТЕКТУРА ИНТЕГРАЛЬНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ
С НУЛЕВЫМ ВЫХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ**

Рассматриваются вопросы проектирования интегральных стабилизаторов напряжения, обладающих близким к нулю выходным сопротивлением и предназначенных для изготовления в составе микроэлектронных устройств «система-на-кристалле».

Стабилизатор; нулевой выход.

E.I. Starchenko

**INTEGRATED VOLTAGE REGULATOR WITH ZERO OUTPUT
IMPEDANCE ARCHITECTURE**

Integral voltage regulators, having tended to a zero output impedance circuit techniques, oriented for integration in the system-on-crystal are considered.

Stabilized; zero output.

Введение. Несмотря на то, что современные системы электропитания выполняются по принципу импульсного преобразования энергии, зачастую только стабилизатор напряжения (СН) непрерывного типа может обеспечить электроэнергией необходимого качества узлы и блоки информационно-измерительных и управляющих систем, выполненных по технологии «система на кристалле». Дестабилизирующими факторами в СН могут быть нестабильность первичного источника питания, температура, радиационная обстановка, нестационарное токопотребление. Повышение петлевого усиления в контуре отрицательной обратной связи может решить многие проблемы повышения стабильности выходного напряжения, но увеличение глубины обратной связи порождает массу других проблем – обеспечение устойчивости, требуемой динамической стабильности и других [1]. Эффективным методом повышения точностных показателей СН становится формирование дополнительных каналов параметрической компенсации, в частности выходного сопротивления [2].

Классическая архитектура СН, содержащая в своем составе различным образом выполненные датчики тока нагрузки, приведена на рис. 1. Отметим, что чаще всего датчик тока нагрузки органично входит в состав структуры как элемент цепи защиты от токовой перегрузки и короткого замыкания выхода. В то же время наличие информации о токе нагрузки позволяет определенным образом воздейство-

вать на параметры элементов структуры СН, приводя к существенному снижению выходного сопротивления при достаточно малом петлевом усилении.

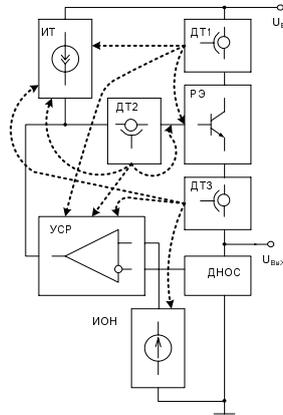


Рис. 1. Обобщенная функциональная схема СН с датчиками тока нагрузки

Стабилизаторы напряжения с компенсацией базового тока РЭ. На рис. 2 представлены варианты схемотехнической реализации СН, в которых осуществляется контроль за током базы регулирующего элемента (РЭ) с последующей его компенсацией, при этом стрелками указаны элементы структуры, воздействуя на параметры которых можно обеспечить стремление к нулю выходного сопротивления СН.

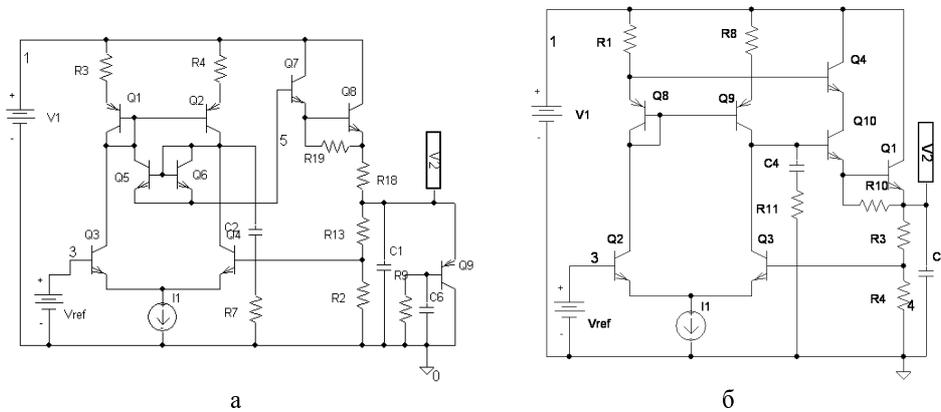


Рис. 2. СН с контролем тока базы регулирующего элемента

Так, в схеме СН (рис. 2,а) базовый ток РЭ (составной транзистор Q7, Q8) измеряется с помощью повторителя тока на транзисторах Q5 и Q6 и возвращается в повторитель тока на транзисторах Q1 и Q2 (входящий в состав усилителя сигнала рассогласования (УСР)). Таким образом создается контур положительной обратной связи (ПОС) по току нагрузки – при изменении тока нагрузки необходимое приращение тока базы РЭ возникает не за счет «перекоса» дифференциального каскада, а за счет приращения тока нагрузки. (Резистор R18 играет роль датчика тока для цепи защиты, которая на схеме не показана).

Дифференциальное выходное сопротивление такого СН можно представить следующим образом [3]:

$$r_{ВЫХ} = \frac{r_P(I - K_1K_2)}{I + K_D SR_{H.Э}(I + K_1)}, \quad (1)$$

где r_P – выходное сопротивление разомкнутого СН; K_1, K_2 – коэффициент передачи тока повторителей тока на транзисторах Q1, Q2 и Q5, Q6 соответственно; K_D – коэффициент передачи делителя напряжения обратной связи (ДНОС) на резисторах R2, R13; S – крутизна передачи дифференциального каскада на транзисторах Q3, Q4; $R_{H.Э}$ – эквивалентное сопротивление, приведенное ко входу РЭ.

Условие настройки контура ПОС в этом случае очевидно: $K_1K_2 = 1$. Это условие легко выполнимо при использовании интегральной технологии. Следует отметить, что возможна и перекомпенсация входного тока РЭ, которая приведет к появлению отрицательного выходного сопротивления. Но, как показано в [4], устойчивость такого СН обеспечивается достаточно просто: необходимо, чтобы входное сопротивление РЭ по абсолютной величине было больше выходного сопротивления УСР. В этом случае все коэффициенты знаменателя схемной функции выходного сопротивления будут положительными и выбором постоянных времени корректирующей цепи и емкости нагрузки можно обеспечить устойчивость СН при скачкообразных изменениях тока нагрузки.

Еще один из вариантов построения СН с контуром ПОС в РЭ приведен на рис. 2,б. В этом случае датчиком тока РЭ служит транзистор Q10, ток коллектора которого пропорционален току нагрузки. Далее этот ток через базовый вывод транзистора Q4 подается на соответствующий вход повторителя тока на транзисторах Q8, Q9 и втекает в базу транзистора Q10, замыкая контур ПОС. Потребное приращение тока базы РЭ в этом случае можно записать как

$$\Delta I_{Б.10} = \Delta U_2 SK_D K + \Delta I_{Б.4}, \quad (2)$$

где ΔU_2 – приращение выходного напряжения СН; K – коэффициент передачи повторителя тока на транзисторах Q8, Q9; S – крутизна передачи дифференциального каскада, K_D – коэффициент передачи ДНОС; $\Delta I_{Б.i}$ – приращение тока базы i -го транзистора.

С учетом того, что

$$\Delta I_{Б.4} = \frac{\Delta I_H \beta_{10}}{(\beta_1 + 1)(\beta_4 + 1)(\beta_{10} + 1)},$$

где ΔI_H – приращение тока нагрузки; β_i – коэффициент передачи тока базы i -го транзистора, из (2) для выходного сопротивления СН следует:

$$r_{ВЫХ} = \frac{\Delta U_H}{\Delta I_H} = \frac{r_Э \left(1 - \frac{\beta_{10} K}{\beta_4 + 1} \right)}{K_D (\beta_1 + 1)(\beta_{10} + 1)}, \quad (3)$$

где $r_Э$ – дифференциальное сопротивление эмиттера транзистора дифференциального каскада.

Как и в предыдущем случае, выходное сопротивление СН стремится к нулю при стремлении к нулю числителя в выражении (3), что происходит в случае, когда

$$K = \frac{(\beta_4 + 1)}{\beta_{10}} \approx \frac{1}{\alpha},$$

при условии, что $\beta_4 \approx \beta_{10}$. Требуемое значение K , обратно пропорциональное коэффициенту передачи α тока эмиттера легко достигается выбором отношения резисторов R_3, R_4 .

Следует отметить, что общим недостатком рассмотренных схемотехнических способов введения контура положительной обратной связи в цепь управления РЭ является некоторое возрастание минимальной разности напряжения вход-выход в СН.

Управление опорным током в усилителе сигнала рассогласования. Весьма эффективным способом снижения выходного сопротивления СН является управление током УСР [4, 6]. На рис. 3 приведены примеры схемотехнической реализации такого способа компенсации выходного сопротивления.

В схеме СН (рис. 3,а) выходное сопротивление уменьшается за счет дополнительного контура положительной обратной связи, вводимого в усилитель сигнала рассогласования.

Схема СН работает следующим образом. Например, при наличии положительного приращения выходного напряжения (при уменьшении тока нагрузки), увеличивается ток через транзистор VT5 и, соответственно, уменьшается ток, поступающий в базу транзистора VT1. В результате приращение напряжения на выходе устройства компенсируется, при этом ток на выходе повторителя тока на транзисторах VT3 и VT6 возрастает, что приводит к увеличению тока эмиттера транзистора VT4. То есть при любом токе нагрузки разность токов транзисторов VT4 и VT5 постоянна, что приводит к постоянству разности напряжений база-эмиттер транзисторов VT4 и VT5, образующих каскад сравнения части выходного напряжения с опорным. Таким образом, напряжение на выходных клеммах устройства слабо зависит от тока нагрузки.

Отметим, что традиционная подхема измерения тока нагрузки в схеме СН отсутствует, так как дифференциальный каскад измеряет разность между опорным током и потребным током базы РЭ.

Действительно, для схемы СН с дифференциальным каскадом в качестве усилителя сигнала рассогласования справедливо следующее соотношение:

$$\Delta U_{БЭ.4,5} = \varphi_T \ln \frac{I_4}{I_5}, \quad (4)$$

где I_i – ток эмиттера соответствующего транзистора дифференциального каскада; φ_T – температурный потенциал.

Выходной ток повторителя тока на транзисторах VT7 и VT8, представляющий собой сумму токов эмиттеров транзисторов VT4 и VT5, можно записать как

$$I_8 = I_4 + I_5 = I_5 \alpha_5 (K_{3,6} + 1) K_{7,8}, \quad (5)$$

где α_5 – коэффициент передачи тока эмиттера транзистора VT5; K_{ij} – коэффициенты передачи соответствующих повторителей тока.

Найдя из (5) ток I_4 и подставив его в (4), находим

$$\Delta U_{БЭ.4,5} = \varphi_T \ln [\alpha_5 K_{7,8} (K_{3,6} + 1) - 1], \quad (6)$$

откуда видно, что разность напряжений база-эмиттер транзисторов VT4 и VT5, образующих дифференциальный каскад, не зависит от тока нагрузки. То есть ошибка, обусловленная конечным выходным сопротивлением СН, компенсируется параметрическим образом. По сути это означает, что выходное сопротивление СН

стремится к нулю, за счет чего и достигается высокая стабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки.

Для того чтобы в приведенном СН не возник триггерный эффект, необходимо чтобы всегда

$$\alpha_5 K_{7,8} (K_{3,6} + 1) \geq 2, \tag{7}$$

что легко выполнимо, если один из повторителей тока выполнить с возможностью масштабирования коэффициента передачи, например, с помощью резисторов R3 и R4. (С таким же успехом масштабирующие резисторы могут быть включены в эмиттерные цепи транзисторов VT3, VT6.)

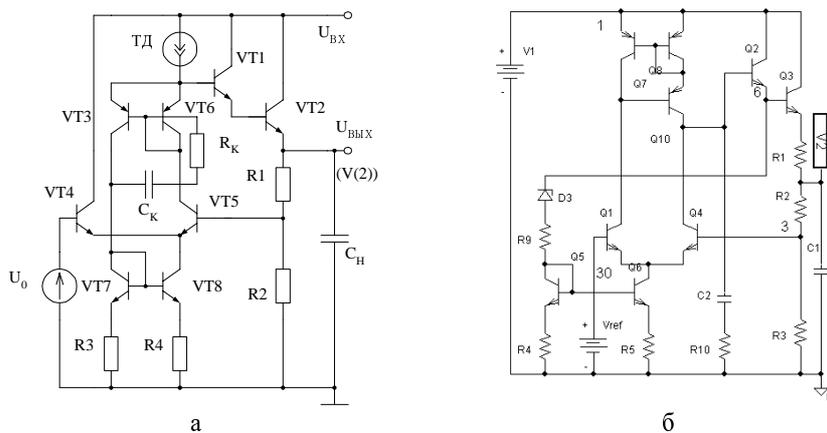


Рис. 3. СН с управлением тока в UCP

Управление током усилителя ошибки (рис. 3,б) происходит с помощью повторителя тока на транзисторах Q5, Q6 через цепочку D3R9, подключенную к базе РЭ (транзистор Q3). Поскольку в этом случае резистор R9 должен быть достаточно низкоомным, чтобы обеспечить необходимое приращение опорного тока в UCP, стабилитрон D3 в этом случае нужен для задания необходимого начального тока.

Датчик тока на резисторе R1 совместно с переходом база-эмиттер транзистора Q3 создает необходимое приращение тока в дифференциальном каскаде, пропорциональное приращению тока нагрузки, чем достигается повышенная стабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки.

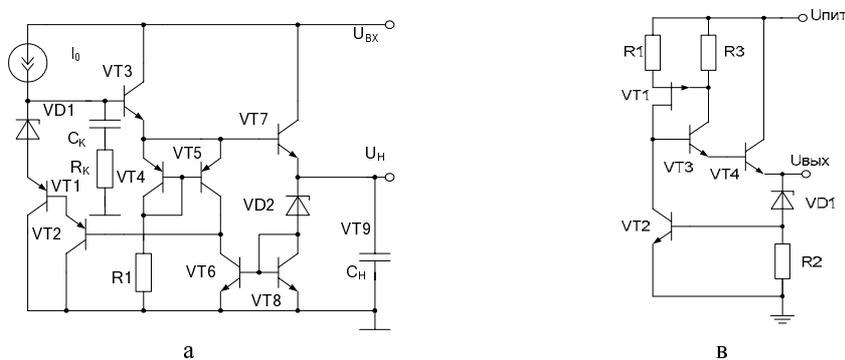


Рис. 4. СН с управлением тока в UCP (а) и управлением тока РЭ

В СН (рис. 4,а) УСР источник опорного напряжения (стабилитрон VD2) и ДНОС схемотехнически интегрированы и повторитель тока на транзисторах VT4, VT5 питается от потенциала базы РЭ (транзистор VT7). В этом случае приращение напряжения баз-эмиттер РЭ, пропорциональное логарифму отношения тока нагрузки и тока холостого хода, прикладывается к резистору R1, определяющему ток повторителя тока. Поэтому при изменении выходного напряжения при изменении тока нагрузки меняется не только ток коллектора транзистора VT6, но и в противофазе ток коллектора транзистора VT5. Таким образом достигается компенсация влияния конечного выходного сопротивления СН не только за счет контура отрицательной обратной связи, но и возникающего контура ПОС. Следует отметить, что традиционный датчик, измеряющий ток нагрузки, в данной схеме также отсутствует.

Управление источником тока регулирующего элемента. Управление током источника тока РЭ показано на рис. 4,б. Датчиком тока в этом случае является первый транзистор составного РЭ. Как показано в [5], такое управление эквивалентно повышению коэффициента усиления тока базы РЭ:

$$\beta_{\Sigma} = \frac{(\beta_4 + 1)(\beta_3 + 1)}{[\beta_4 + \beta_3]R_3 S_{\text{ПТ}} - 1},$$

где $S_{\text{ПТ}}$ – крутизна прямой передачи полевого транзистора.

С другой стороны, если учесть, что приращение тока базы РЭ складывается из приращения тока коллектора транзистора VT2 и тока стока полевого транзистора VT1, то для приращения тока нагрузки можно записать:

$$\Delta I_H = \left(\Delta U_H K_{\text{Д}} S_2 + \frac{\Delta I_H \alpha_3 S_{\text{ПТ}} R_3}{\beta_4 + 1} \right) (\beta_3 + 1)(\beta_4 + 1), \quad (8)$$

где S_2 – крутизна прямой передачи биполярного транзистора VT2.

Из (8) следует, что выходное сопротивление такого СН

$$r_{\text{ВЫХ}} = \frac{1 - S_{\text{ПТ}} R_3 \beta_3}{K_{\text{Д}} S_2 (\beta_3 + 1)(\beta_4 + 1)}.$$

Как показано на рис. 1, с целью компенсации изменения выходного напряжения СН при изменении тока нагрузки можно воздействовать и на источник опорного напряжения. Можно показать, что в этом случае эквивалентное выходное сопротивление СН будет

$$r_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_p - K_i r_{\text{ОП}}}{1 + K_{\text{Д}} K_0},$$

где R_p – выходное сопротивление СН при разомкнутом контуре отрицательной обратной связи; K_i – коэффициент, пропорциональный току нагрузки; $r_{\text{ОП}}$ – дифференциальное сопротивление источника опорного напряжения; K_0 – коэффициент усиления по напряжению УСР.

Однако такой способ компенсации выходного сопротивления не может быть рекомендован при выполнении источника опорного напряжения с температурной компенсацией, так как в этом случае температурная стабильность может быть нарушена.

Результаты схемотехнического моделирования некоторых из рассмотренных схем представлены ниже. Так, на рис. 5 представлена АЧХ разомкнутого СН,

выполненного по схеме рис. 2,а) при различных токах нагрузки. Так, при токе нагрузки в 10 мА усиление составляет 85 дБ, а далее вплоть до тока нагрузки в 1 А коэффициент усиления остается практически постоянным и не падает ниже 67 дБ. Это обусловлено тем, что приведенное ко входу сопротивление нагрузки стремится к бесконечности и коэффициент усиления УСР определяется только его собственным выходным сопротивлением и крутизной прямой передачи.

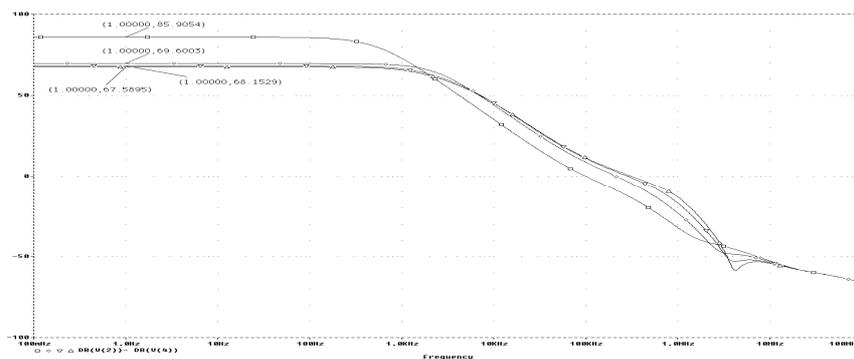


Рис. 5. АЧХ разомкнутого СН при различных токах нагрузки

На рис. 6 представлен график переходного процесса на выходе СН при скачкообразном изменении тока нагрузки от 1 А до нуля. Маркерами (\square) помечен переходный процесс при отсутствии в схеме (рис. 2,а) элементов Q9, R9, С6. При наличии этих элементов при сбросе тока нагрузки постоянная времени цепи нагрузки обусловлена не только емкостью нагрузки С1 и сопротивлением ДНОС (R2, R13), но и проводимостью открытого транзистора Q9, что позволяет в несколько раз снизить длительность переходного процесса (кривая, отмеченная маркерами (\diamond)). Переходный процесс показывает, что СН остается устойчивым при коммутации тока нагрузки, несмотря на то, что СН имеет участки с отрицательным выходным сопротивлением (рис. 7).

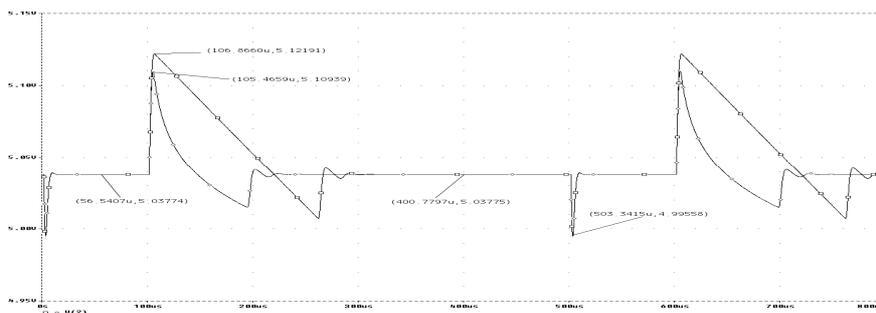


Рис. 6. Переходный процесс при скачкообразном изменении тока нагрузки

На рис. 7 приведена зависимость выходного напряжения при изменении тока нагрузки от 14 мА до 1,02 А, показывающая, что выходное напряжение меняется в четвертом знаке после запятой. Это соответствует изменению выходного сопротивления в пределах $\pm 0,3$ мОм, включая участок нулевого выходного сопротивления. Относительная нестабильность выходного напряжения при изменении тока

нагрузки до 1 А составляет менее ± 20 ppm, что на один-два порядка превосходит лучшие образцы, выпускаемые промышленностью.

Аналогично высокие результаты имеют и другие рассмотренные схемы, причем относительная нестабильность тем выше, чем на более низкий диапазон изменения тока нагрузки рассчитан СН.

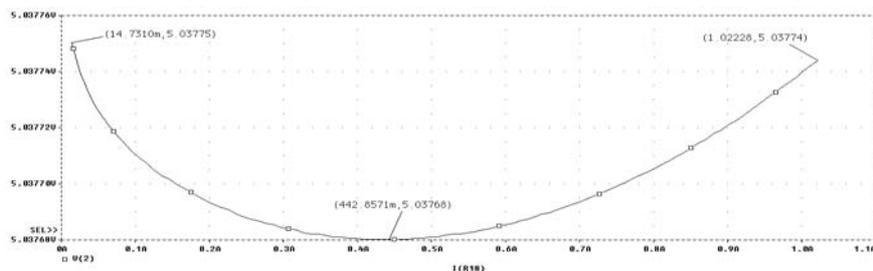


Рис. 7. Изменение выходного напряжения СН при изменении тока нагрузки

Приведенные примеры построения схем СН с близким или нулевым выходным сопротивлением не исчерпывают возможных вариантов схемотехнических реализаций, однако позволяю сделать следующие **выводы**:

1. Эффективным средством повышения относительной стабильности выходного напряжения СН является применение местного контура положительной обратной связи по току нагрузки наряду с общим контуром отрицательной обратной связи.

2. Наиболее целесообразно вводить местную положительную обратную связь в цепи базы РЭ, а также в цепи опорного тока усилителя сигнала рассогласования. Управление током ИТ, обеспечивающим ток базы РЭ, требует выполнения токостабилизирующего элемента с возможностью управления, то есть ИТ не может быть двухполюсником.

3. Вводить контур положительной обратной связи в источник опорного напряжения целесообразно только в случае применения в качестве источника опорного напряжения простейшего, например, на основе стабилитрона. В других случаях это может привести к нарушению режима работы источника опорного напряжения и ухудшения его температурной стабильности.

4. Схемотехническими способами снижения выходного напряжения СН можно достичь относительной нестабильности выходного напряжения меньше 20 ppm в максимальном диапазоне, изменения тока нагрузки, что позволяет применять такие СН, например в мощных АЦП, потребляемый ток которых меняется в зависимости от уровня аналогового сигнала.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Анисимов В.И. Переходные процессы интегральных СН в нелинейных режимах [Текст] / В. И. Анисимов, М. В. Капитонов, А. И. Рогач // Электронная техника в автоматике / Сб. под ред. Ю.И.Конева. – М.: Радио и связь, 1983. Вып. 14. – С. 128-137.
2. Старченко Е.И. Применение параметрических каналов компенсации в непрерывных стабилизаторах напряжения [Текст] / Е.И. Старченко // Электроника и связь. – Киев, 2002. – №15. – С.40-44.
3. Старченко Е.И. Применение комбинированной обратной связи в стабилизаторах постоянного напряжения [Текст] / В.Г. Манжула, А.Э. Попов, В.А. Ставцев, Е.И. Старченко // Радиоэлектроника и связь. – Л., 1992. – №1(3). – С. 82-86.

4. *Старченко Е.И.* Стабилизаторы напряжения с компенсационно-параметрическими каналами: монография [Текст] / Е.И. Старченко. – Шахты: Изд-во ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2009. – 108 с.
5. *Старченко Е.И.* Схемотехника стабилизаторов напряжения, стойких к воздействию потока нейтронов // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Актуальные проблемы производства и потребления электроэнергии». – 2009. – № 5 (94). – С. 108-116.
6. Патент 2208833 РФ, МПК G05F 1/56. Стабилизатор напряжения [Текст]/ Старченко Е.И., Сафонов А.И. Заявитель и патентообладатель Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса, 2003. Бюл. № 20.

Старченко Евгений Иванович

Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса.

E-mail: Star@sssu.ru.

346500, г. Шахты, ул. Шевченко, 147.

Тел.: 88636222037.

Кафедра «Информационные системы и радиотехника»; профессор.

Starchenko Eugeny Ivanovich

South-state university of economics and services.

E-mail: Star@sssu.ru

147, Shevchenko, Shahty, 346500, Russia.

Phone: 88636222037.

Department of "Information systems and radio engineering"; professor.

УДК 621.372

С.А. Грипинский

**УПРАВЛЯЕМЫЕ ФАЗОВЫЕ КОРРЕКТОРЫ СМЕШАННЫХ СИСТЕМ
НА КРИСТАЛЛЕ СВЧ-ДИАПАЗОНА**

Предложена принципиальная схема управляемого напряжением фазового корректора для технологического процесса SGB25VD. Предложена методика идентификации параметров полевого транзистора как управляемого сопротивления. Рассмотрен процесс синтеза управляемого фазового корректора и результаты его моделирования.

Управляемый фазовый корректор (УФК); полевой транзистор в режиме управляемого сопротивления; системы на кристалле (СнК).

S.A. Gripinskiy

**CONTROLLABLE PHASE CORRECTORS OF COMBINED SYSTEM
ON CHIP FOR SHF BANDWIDTH**

Schematic circuit of controllable phase corrector for technological process SGB25VD suggested. Identification method for MOSFET transistors as controllable resistors suggested. Synthesis process of controllable phase corrector and modeling results examined.

Controllable phase corrector; MOSFET transistor in controllable resistor mode; system on chip (SoC).

Создание смешанных систем на кристалле (СнК) для радиотехнических комплексов, систем диагностики в стандарте ZigBee связано в первую очередь с построением аналоговых сложно-функциональных блоков (СФ блоков), обеспечи-