
Оценка эффективности цепей стабилизации режимов работы входных каскадов дифференциальных и мультидифференциальных операционных усилителей при воздействии проникающей радиации и температуры. Часть 1. Обратные связи по напряжению

А.Е. Титов¹, Е.А. Жебрун², Н.В. Бутырлагин³, Г.А. Свизев²

¹Южный федеральный университет, Ростов-на-Дону

²Прогресс, Москва

³Донской государственной технической университет, Ростов-на-Дону

Аннотация: Приводится методика оценки эффективности применения специальных обратных связей по напряжению (ОСН) в динамических нагрузках (ДН) классических дифференциальных каскадов (ДК), применяемых, например, в схемах дифференциальных и мультидифференциальных операционных усилителей. Цель введения данных ОСН – снижение влияния неустойчивости малосигнальных параметров транзисторов при воздействии дестабилизирующих факторов (ДФ) – радиации и температуры. На основе математического и схемотехнического моделирования исследованы основные качественные показатели ДК с ОСН в динамических нагрузках.

Ключевые слова: оценка эффективности, схемотехническое проектирование, динамическая нагрузка, малосигнальные параметры, проникающая радиация.

Введение

Проектирование радиационно-стойких аналоговых и аналого-цифровых сложно-функциональных (СФ) блоков кроме использования специальных технологий, требует, как правило, применения дополнительных структурных и схемотехнических приемов, улучшающих их те или иные параметры [1, 2]. В частности, для задач фильтрации сигналов необходимы дифференциальные и мультидифференциальные операционные усилители с повышенным коэффициентом усиления при малом энергопотреблении, что может быть обеспечено за счет рациональной схемотехники.

В работе [3] показано, что воздействие дестабилизирующих факторов (ДФ) на компоненты интегральной схемы (суммарной дозы накопленной радиации D , потока нейтронов F_n и температуры T), в частности аналогового базового матричного кристалла АБМК-1.3 (НПО «Интеграл», г. Минск), приводит к изменению малосигнальных дифференциальных параметров его

активных элементов (АЭ). Применение эффективных методов схемотехнического проектирования, например, методов собственной компенсации [4, 5], позволяет уменьшить влияние изменений указанных параметров транзисторов на основные качественные показатели СФ блоков.

В статье приводятся примеры оценки эффективности перспективных схемотехнических приемов, базирующихся на усовершенствованном методе собственной компенсации применительно к динамическим нагрузкам (ДН), которые используют специальные обратные связи по напряжению (ОСН) в структуре одного из базовых узлов современной схемотехники – дифференциальных каскадах (ДК). Рассматриваемая методика оценки эффективности схемотехнических решений предполагает проведение как схемотехнического, так и математического моделирования.

Обратные связи с усилителем напряжения в динамических нагрузках ДК

Совершенствование схемотехники цепей собственной компенсации [6] влияния изменений малосигнальных параметров транзисторов, в частности их выходной проводимости h_{22} , определяющих качественные характеристики дифференциального каскада, связано с введением в динамическую нагрузку ДК дополнительного компенсирующего контура ОСН. Для решения этой задачи во входную цепь выходного активного элемента (VT1) динамической нагрузки вводится инвертирующий усилитель напряжения (УН) (рис. 1).

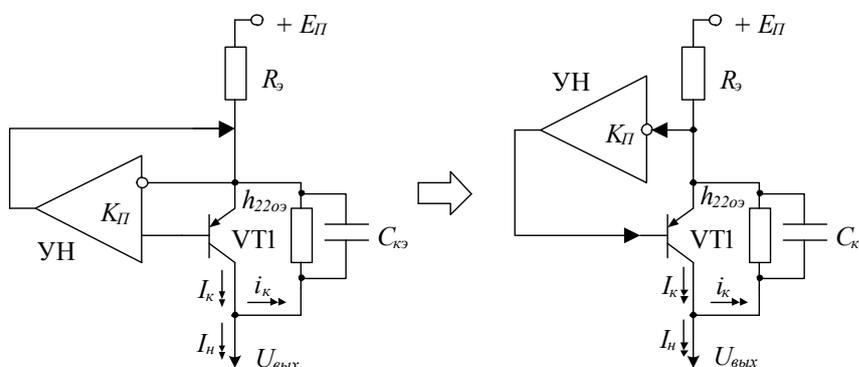


Рис. 1. – Цепь собственной компенсации в ДН на основе ОСН

На рис. 1 обозначено: K_{Π} – коэффициент усиления по напряжению дополнительного усилителя, $h_{22oэ}$ – выходная проводимость транзистора VT1 в схеме включения «общий эмиттер», $R_э$ – сопротивление в цепи эмиттера VT1, I_K , I_H , i_K – токи коллектора и нагрузки VT1, а также ток, протекающий через эквивалентное сопротивление $1/h_{22oэ}$ транзистора VT1.

Введение цепи ОСН (рис. 1) приводит к компенсации изменений значений коллекторного тока транзистора VT1 на величину тока i_K , вызванного конечным значением проводимости $h_{22oэ}$.

По аналогии с [4], на рис. 2 приведен пример реализации контура потенциальной ОС в структуре усилительного каскада с двумя ДН, работающими друг на друга. Это позволяет создавать в операционных усилителях (ОУ) и мультидифференциальных ОУ (МОУ) высокоимпедансные узлы и упрощает цепи частотной коррекции. Схема рис. 2 является основой промежуточных каскадов современных ОУ и МОУ.

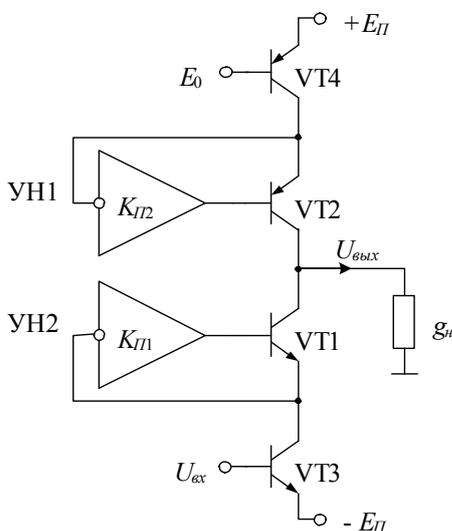


Рис. 2. – Промежуточный каскад ОУ и МОУ с двумя цепями компенсации

Здесь (рис.2) использование транзисторов VT4 (р-п-р-типа) и VT3 (н-р-п-типа) приводит к увеличению сопротивлений в эмиттерных цепях выходных транзисторов VT1 (н-р-п-типа) и VT2 (р-п-р-типа). В этом случае коэффициент передачи всего каскада повышается:

$$K \approx \frac{S_3}{g_n + h_{22o3}^1 h_{22o3}^3 / S_1 (1 + K_{П1}) + h_{22o3}^2 h_{22o3}^4 / S_2 (1 + K_{П2})}, \quad (1)$$

где h_{22o3}^k , $R_{эk}$, S_k – выходная проводимость, сопротивление в цепи эмиттера и крутизна k -го транзистора соответственно, $K_{П1}$ и $K_{П2}$ – коэффициенты передачи дополнительных инвертирующих усилителей, g_n – проводимость на выходе каскада. Кроме того, реализация структуры рис. 2 приводит к уменьшению чувствительностей коэффициента усиления по напряжению (K) к нестабильности выходной проводимости транзисторов VT1 и VT2 (h_{22o3})

$$S_{h_{22o3}^1}^K = S_{h_{22o3}^3}^K = -\frac{h_{22o3}^1 h_{22o3}^3}{S_1 (1 + K_{П1})} \approx S_{K_{П1}}^K, \quad (2)$$
$$S_{h_{22o3}^2}^K = S_{h_{22o3}^4}^K = -\frac{h_{22o3}^2 h_{22o3}^4}{S_2 (1 + K_{П2})} \approx S_{K_{П2}}^K.$$

Таким образом, исключение доминирующего влияния транзисторов VT1, VT2 с разным типом проводимости на коэффициент усиления K может осуществляться за счет схемотехники дополнительных инвертирующих усилителей ($K_{П1}$, $K_{П2}$). Коэффициенты $K_{П1}$ и $K_{П2}$ определяют предельные значения коэффициента усиления K каскада рис. 2. При этом уменьшается влияние нестабильности проходной емкости $C_{кэ}$ транзисторов VT1 и VT2.

Передаточная функция $\Phi(p)$ для каскада с динамической нагрузкой [7] определяется по формуле

$$\Phi(p) = K / (1 + pK\tau + p^2 Ka_2), \quad (3)$$

где a_2 – коэффициент полинома, τ – эквивалентная постоянная времени. Причем:

$$\tau = S_i \sum_{k=1}^i C_{кэk}, \quad (4)$$

где $C_{кэi} = C_{ки}(1 + h_{21o3}^i)$; $S_i = \beta_i / h_{11o3}^i$, $C_{ки}$ – крутизна и паразитная емкость в цепи коллекторного перехода i -го транзистора, $\beta = h_{21o3}$ и h_{11o3} – коэффициент передачи базового тока и входное сопротивление АЭ в схеме ОЭ. В схеме рис. 2 уменьшается влияние C_k на эквивалентную постоянную времени:

$$\tau \approx \frac{1}{S_3} \left[\frac{C_{\kappa 1} h_{22o3}^3 + C_{\kappa 3} h_{22o3}^1}{h_{11o3}^1 (1 + K_{\Pi 1})} + \frac{C_{\kappa 2} h_{22o3}^4 + C_{\kappa 4} h_{22o3}^2}{h_{11o3}^2 (1 + K_{\Pi 2})} \right], \quad (5)$$

$$a_2 \approx \frac{C_{\kappa 1} C_{\kappa 3}}{(1 + K_{\Pi 1})} + \frac{C_{\kappa 2} C_{\kappa 4} S_4}{(1 + K_{\Pi 2})}. \quad (6)$$

Практическая реализация контура собственной компенсации и методика оценки эффективности его введения в ДН

Классическим вариантом практической реализации описанного выше схемотехнического приема является ДН Уилсона [8]. Здесь в структуру типового «токового зеркала» вводится дополнительный транзистор VT5 (рис. 3), позволяющий образовать контур ОСН с инвертирующим услителем K_{Π} на VT3. Данный контур реализует цепь собственной компенсации влияния проводимости h_{22o3} и емкости $C_{\kappa 3}$ транзистора VT5 и стабилизирует режимы работы ДН при воздействии радиации и температуры.

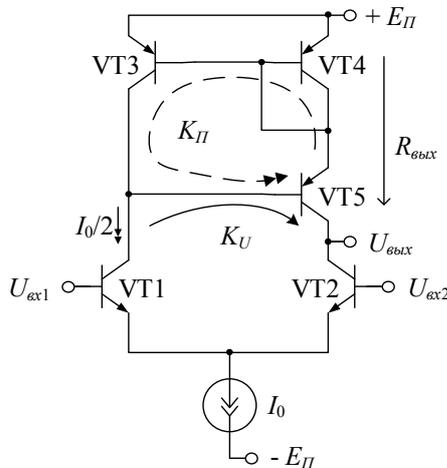


Рис. 3. – Динамическая нагрузка Уилсона

Для оценки эффективности применения схемотехнических методов предлагается построение математической модели аналогового узла или СФ блока, по отношению к которому применяется данный метод. При этом используются малосигнальные дифференциальные параметры транзисторов.

Такой подход предполагает наличие результатов измерения или моделирования малосигнальных дифференциальных параметров транзисторов на адекватных Spice-моделях компонентов используемой радиационно-стойкой

технологии. При этом учитывается, что в случае воздействия ДФ происходит значительное изменение h -параметров транзисторов [9].

Для оценки эффективности применения ДН Уилсона необходимо провести анализ изменения качественных показателей динамической нагрузки посредством построения ее математической модели, которая, в свою очередь, может быть построена с использованием матричных методов [10]. Такой подход позволяет описать математическую модель ДН, включающую ее основные качественные показатели, через систему h -параметров транзисторов.

Для снижения объемов вычислений воспользуемся приближениями, которые несущественно влияют на конечный результат. Так положим, что

$$h_{12o3} \approx r_3 h_{22o3}, \quad (7)$$

$$r_k (1 - h_{21o6}) \gg r_3, \quad (8)$$

$$h_{11o3} \approx r_6 + r_3 (1 + h_{21o6}), \quad (9)$$

где $h_{22o3} = 1/[r_3 + r_k(1 - h_{21o6})]$, h_{21o6} – коэффициент передачи эмиттерного тока в схеме включения транзистора с «общей базой», r_3 , r_k – дифференциальные сопротивления эмиттерного и коллекторного p-n переходов транзистора, а r_6 – объёмное сопротивление его базы, $h_{12o3} = r_3/[r_3 + r_k(1 - h_{21o6})]$ [10] – коэффициент обратной связи по напряжению, $h_{11o3} = r_6 + r_3 r_k/[r_3 + r_k(1 - h_{21o6})]$.

В этом случае математическая модель, определяющая входное ($R_{вх}$) и выходное ($R_{вых}$) сопротивления, а также коэффициент передачи K_U динамической нагрузки (рис. 3) (для схемы включения транзисторов «общий эмиттер») описывается соотношениями

$$K_U = - \frac{R_u \cdot [h_{21}(h_{21} + 2) - h_{12}(2h_{21} + 1)]}{A + R_u B}, \quad (10)$$

$$R_{вх} = \frac{A + R_u B}{C + R_u D}, \quad (11)$$

$$R_{вых} = \frac{A + R_u C}{B + R_u D}, \quad (12)$$

где $A = (2h_{21}h_{21} + 5h_{21} + 3)r_s$, $B = h_{12}(2h_{21} + 3)$, $C = h_{21}(h_{21} + 2) + h_{12}(4h_{21} + 3) + 2$,
 $D = h_{22}[2(h_{21} + 1)]$, R_u – сопротивление нагрузки ДН, R_u – сопротивление источника сигнала на входе ДН [10].

Полученная матмодель ДН позволяет оценить эффективность введения цепей собственной компенсации изменений дифференциальных параметров транзисторов при воздействии дестабилизирующих факторов на ее качественные показатели (10) – (12). Результаты моделирования математической модели ДН (10) – (12) с использованием значений h -параметров транзисторов в среде MathCad показаны на рис. 4 – рис. 6.

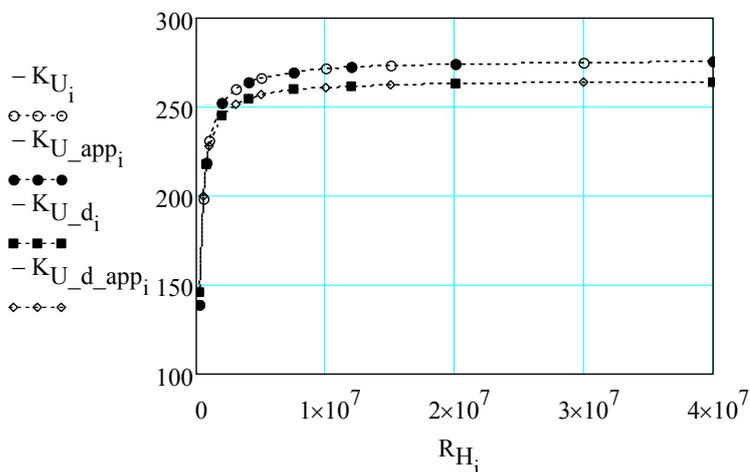


Рис. 4. – Коэффициент усиления ДН

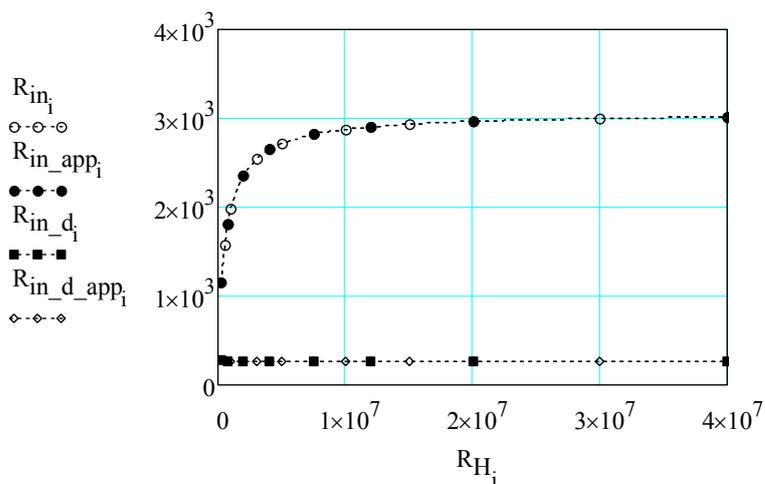


Рис. 5. – Входное сопротивление ДН

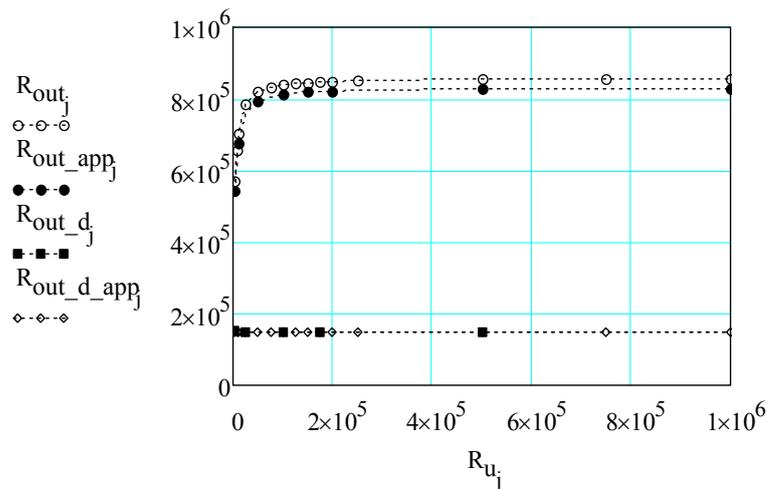


Рис. 6 Выходное сопротивление ДН

Результаты моделирования основных качественных показателей ДН ($R_{ex}=R_{in}$, $R_{вых}=R_{out}$, K_U) приведены в зависимости от численных значений R_n и R_u при имитации нормальных условий функционирования ($T = 27^\circ\text{C}$), а также воздействия ДФ ($D \leq 1\text{Mrad}$, $F_n \leq 10^{14}\text{ н/см}^2$, $T = -60^\circ\text{C}$) (d). Приближения (7) – (9), как видно из результатов моделирования (app), влияют на результаты моделирования несущественно. Соответствующие значения h -параметров были получены путем схемотехнического моделирования транзисторов аналогового базового матричного кристалла АБМК-1.3 [6].

Динамическая нагрузка с дополнительным контуром цепи ОС

Для повышения коэффициента усиления по напряжению K (1) дифференциального каскада с динамическими нагрузками необходимо увеличивать $R_{вых}$ ДН [7] и обеспечить стабилизацию этого параметра в условиях воздействия ДФ. Для этого рекомендуется повышать численные значения R_e в эмиттерной цепи транзистора VT5 или уменьшать эквивалентное сопротивление R_b в цепи его базы (рис. 3). Для увеличения R_e в схему целесообразно ввести еще один контур цепи ОСН на транзисторе VT6 (рис. 7). Использование дополнительного повторителя напряжения на элементах VT7-VT8 приводит к уменьшению R_b АЭ VT6 и увеличивает эффективность ОСН.

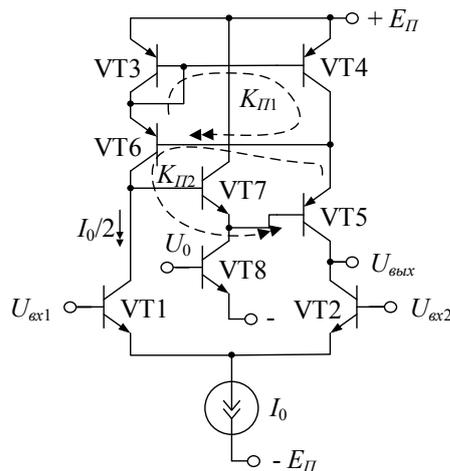


Рис. 7. – Динамическая нагрузка с дополнительной цепью ОСН

Эффективность динамических нагрузок зависит также от идентичности статических режимов работы транзисторов VT1 и VT2 дифференциального каскада и определяются токами, протекающими в плечах ДК. Различие этих токов будет, в основном, определяться величиной базового тока транзистора VT7. Из-за воздействия ДФ разница между указанными токами может расти из-за снижения β транзистора VT7. В свою очередь, последний эффект приводит к изменению статического коэффициента передачи эмиттерного тока α транзистора VT7. Минимизация этого изменения стабилизирует сопротивление в цепи базы VT5:

$$R_{б5_дон} = h_{11об}^7 \parallel 1/h_{22оэ}^8 = \frac{h_{11об}^7}{1 + h_{11об}^7 \cdot h_{22оэ}^8} \approx h_{11об}^7 \approx r_э + r_б(1 - \alpha). \quad (13)$$

Кроме этого, в схеме рис. 7 повышается $R_{вых}$ динамической нагрузки, увеличивается его стабильность при воздействии ДФ, что в конечном итоге влияет на коэффициент передачи ДК:

$$R_{вых} = \frac{R_u [h_{21p}^3 + 4h_{21p}^2 + 4h_{21p} + (h_{21p}^3 + 3h_{21p}^2 + 2h_{21p})h_{21n} + \dots]}{R_u [2(h_{21p} + 1)h_{21n}h_{22p}^2r_{эп} - [(3h_{21p} + 2h_{21p}h_{21n} + 4)h_{22p}^2 - \dots] + \dots} \rightarrow, \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \rightarrow & \frac{+ 7h_{21})h_{21n}]h_{22p}r_{эp}^2 + [3h_{21p}^3 + 7h_{21p}^2 + 5h_{21p} + (3h_{21p}^3 + 7h_{21p}^2 + \\ & + (h_{21p}^2 + 2h_{21} + 2)h_{21n}h_{22p}r_{эн} \\ & \rightarrow \frac{+ 5h_{21p})h_{21n}]r_{эp} + (h_{21p}^2 + 2h_{21p} + 2)h_{21n}r_{эн}}{-} \end{aligned} \quad (14)$$

где верхний индекс указывает степень, а p и n – символы, соответствующие типу p-n-p или n-p-n транзистора соответственно.

Результаты численного моделирования выходного сопротивления $R_{вых}$ ДН (рис. 7) для случаев имитации нормальных условий функционирования и воздействия ДФ показаны на рис. 8. Здесь обозначения и величины дестабилизирующих факторов аналогичны используемым ранее обозначениям в ДН Уилсона (рис. 3).

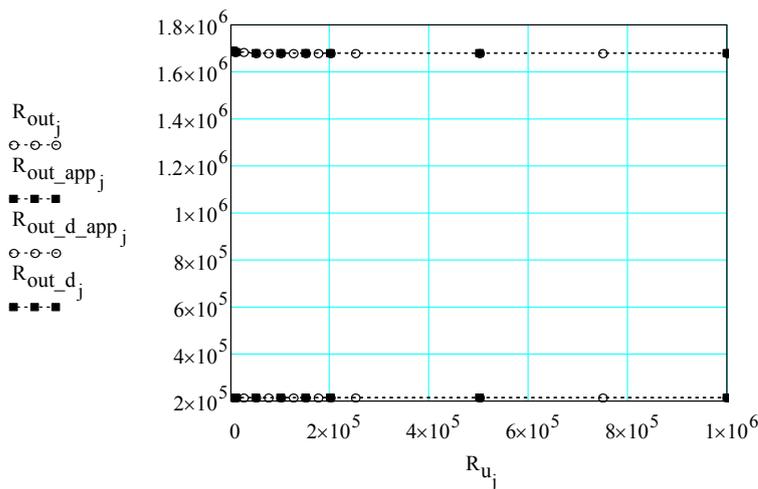


Рис. 8. – Выходное сопротивление ДН

Выводы

Применение предлагаемых контуров компенсирующих обратных связей по напряжению в структуре динамических нагрузок аналоговых и аналого-цифровых сложно-функциональных блоков (дифференциальные и мультидифференциальные операционные усилители и т.п.), функционирующих в условиях влияния проникающей радиации и температуры, позволяет повысить выходное сопротивление ДН и, как

следствие, увеличить коэффициент передачи дифференциального каскада, в составе которого она используется.

Представленная методика оценки эффективности применения указанных контуров ОСН, позволила определить основные качественные показатели ДН с использованием численных значений малосигнальных параметров ее транзисторов.

Исследование выполнено за счет средств гранта Российского научного фонда (проект 18-79-10109).

Литература

1. Belous A., Saladukha V., Shvedau S. Space Microelectronics Volume 2: Integrated Circuit Design for Space Applications. Boston|London: ArtechHouse, 2017. 603 p.

2. Trivedi R., Mehta U.S. A survey of radiation hardening by design (rhbd) techniques for electronic systems for space application // Int. J. Electron. Commun. Eng. Technol. 2016. Vol. 7. no. 1. pp. 75-86.

3. Petrosyants K.O., Ismail-zade M., Dvornikov O.V. et al. Automation of parameter extraction procedure for Si JFET SPICE model in the– 200...+ 110° C temperature range // Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies. 2018. pp. 1-6.

4. Титов А.Е., Свизев Г.А., Юдин А.Г., Прокопенко Н.Н. Цепи собственной и взаимной компенсации в симметричных каскадах КМОП операционных усилителей // Инженерный вестник Дона. 2012. №3. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2012/1041

5. Прокопенко Н.Н., Будяков А.С., Будяков П.С. Собственная компенсация шумов источника опорного напряжения в непрерывных компенсационных стабилизаторах // Инженерный вестник Дона. 2012. №3. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2012/1043

6. Крутччинский С.Г., Прокопенко Н.Н. Собственная компенсация в радиационно-стойких микросхемах на основе базового матричного кристалла АБМК_1_3 // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2012. №2 (145). С. 151-154.

7. Титов А.Е. Разработка методов схемотехнического проектирования радиационно-стойких инструментальных усилителей для БиМОП АБМК: дис. канд. тех. наук: 05.13.05. Таганрог, 2015. 237 с.

8. Senani R., Bhaskar D., Singh A. Current Conveyors: Variations Applications and Hardware Implementations. Cham (Switzerland): Springer, 2015. 559 p.

9. Титов А.Е., Дворников О.В., Крутччинский С.Г., Пахомов И.В. Компьютерное моделирование основных динамических параметров и статических характеристик транзисторов аналогового базового матричного кристалла АБМК_1_4 в условиях температурных и радиационных воздействий // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники. Шахты: ИСОиП ДГТУ, 2013. №1. С. 257-260.

10. Сигорский В.П., Петренко А.И. Основы теории электронных схем. Киев: Высшая школа, 1971. 586 с.

References

1. Belous A., Saladukha V., Shvedau S. Space Microelectronics Volume 2: Integrated Circuit Design for Space Applications. Boston|London: ArtechHouse, 2017. 603 p.

2. Trivedi R., Mehta U.S. Int. J. Electron. Commun. Eng. Technol. 2016. Vol. 7. no. 1. pp. 75-86.

3. Petrosyants K.O., Ismail-zade M., Dvornikov O.V. et al. Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies. 2018. pp. 1-6.

4. Titov A.E., Svizev G.A., Yudin A.G., Prokopenko N.N. Inzhenernyj vestnik Dona (Rus). 2012. №3. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2012/1041



5. Prokopenko N.N., Budyakov A.S., Budyakov P.S. Inzhenernyj vestnik Dona (Rus). 2012. №3. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2012/1043
6. Krutchinskij S.G., Prokopenko N.N. Nauchno-tekhnicheskie vedomosti SPbGPU. 2012. №2 (145). pp. 151-154.
7. Titov A.E. Razrabotka metodov skhemotekhnicheskogo proektirovaniya radiacionno-stojkih instrumental'nyh usilitelej dlya BiMOP ABMK [Development of Circuit Design Methods of Radiation-Hardened Instrumental Amplifiers for BiJFet Array Chips]: Ph.D. thesis in Engineering Science: 05.13.05. Taganrog, 2015. 237 p.
8. Senani R., Bhaskar D., Singh A. Current Conveyors: Variations Applications and Hardware Implementations. Cham (Switzerland): Springer, 2015. 559 p.
9. Titov A.E., Dvornikov O.V., Krutchinskij S.G., Pahomov I.V. Problemy sovremennoj analogovoj mikroskhemotekhniki. Shahty: ISOiP DGTU, 2013. №1. pp. 257-260.
10. Sigorskij V.P., Petrenko A.I. Osnovy teorii ehlektronnyh skhem [Electronic circuit theory fundamentals]. Kiev: Vysshaya shkola, 1971. 586 p.