

---

## Оценка эффективности цепей стабилизации режимов работы входных каскадов дифференциальных и мультидифференциальных операционных усилителей при воздействии проникающей радиации и температуры. Часть 2. Обратные связи по току

*А.Е. Титов<sup>1</sup>, Е.А. Жебрун<sup>2</sup>, Н.В. Бутырлагин<sup>3</sup>, А.А. Игнашин<sup>3</sup>*

*<sup>1</sup>Южный федеральный университет, Ростов-на-Дону*

*<sup>2</sup>Прогресс, Москва*

*<sup>3</sup>Донской государственный технический университет, Ростов-на-Дону*

**Аннотация:** Приводятся теоретические результаты оценки влияния цепи собственной компенсации паразитного импеданса закрытого коллекторного перехода выходного транзистора в динамических нагрузках (ДН) классических дифференциальных каскадов (ДК), которая реализуется на основе обратных связей по току (ОСТ). Показано, что введение ОСТ позволяет уменьшить влияние нестабильностей малосигнальных параметров транзисторов динамической нагрузки при воздействии проникающей радиации и температуры на ее качественные показатели и параметры ДК. Проведена оценка эффективности данного схемотехнического решения в дифференциальных каскадах современных операционных и мультидифференциальных усилителей.

**Ключевые слова:** оценка эффективности, схемотехническое проектирование, дифференциальный каскад, динамическая нагрузка, дестабилизирующие факторы, малосигнальные параметры.

### Введение

Стабилизация режимов работы базовых функциональных узлов (ФУ) аналоговых и аналого-цифровых микроэлектронных изделий, функционирующих в условиях воздействия дестабилизирующих факторов (ДФ) космического пространства (суммарная доза накопленной радиации  $D$ , поток нейтронов  $F_n$ , температура  $T$ ) предполагает применение специальных схемотехнических решений при их построении [1 – 3]. В первую очередь эффективность схемотехнических новаций, например, для задач проектирования дифференциальных (ОУ) и мультидифференциальных (МОУ) операционных усилителей, может быть определена посредством некоторой численной оценки влияния изменения параметров транзисторов на основные качественные показатели ФУ.

В первой части [4] работы представлены результаты совершенствования методов собственной компенсации [5,6] при проектировании динамических нагрузок (ДН) дифференциальных каскадов (ДК) на основе введения дополнительных контуров обратных связей (ОС) с инвертирующими усилителями напряжения, а также рассмотрена методика оценки эффективности данного схемотехнического решения при воздействии ДФ. Настоящая работа посвящена дальнейшему совершенствованию и оценке эффективности методов собственной компенсации [5, 6] для случая стабилизации режимов работы ДН посредством введения дополнительных цепей токовой обратной связи (ОСТ). Введение указанных контуров ОСТ позволяет уменьшить влияние неустойчивости малосигнальных дифференциальных параметров транзисторов [7] на основные качественные показатели ДН и дифференциального каскада в структуре ОУ и МОУ.

### Обратные связи с усилителем тока в динамических нагрузках ДК

Развитие методов собственной компенсации [4] для проектирования ДН каскадов связано с компенсацией влияния выходной проводимости  $h_{22об}$  транзисторов на качественные показатели ДН [8]. Метод базируется на организации в структуре типового каскада с общей базой рис. 1 цепи ОСТ.

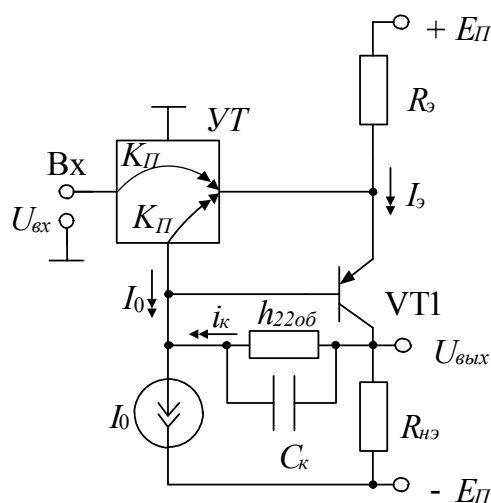


Рис.1. – Классический каскад по схеме с общей базой с ОСТ

Организация цепи ОСТ основана на введении в схему рис. 1 дополнительного усилителя тока (УТ) с коэффициентом передачи тока  $K_{II}$ , близким к единице. На рис. 1 обозначено:  $C_k$  – паразитная емкость в цепи коллекторного перехода транзистора VT1,  $R_э$  – сопротивление в цепи эмиттера VT1,  $R_{нэ}$  – эквивалентное сопротивление в цепи коллектора VT1.

Передаточная функция каскада рис. 1, подобно [9], определится как разность

$$\Phi(p) = K_0(p) - \Delta\Phi(p), \quad (1)$$

где  $\Delta\Phi(p)$  – приращение функции  $\Phi(p)$ , вызванное влиянием емкости коллекторного перехода  $C_k$  и проводимости  $h_{22об}$ ,  $K_0(p)$  – коэффициент передачи каскада без учета этого влияния. Для схемы рис. 1 приращение  $\Delta\Phi(p)$  функции  $\Phi(p)$  определится соотношением

$$\Delta\Phi(p) = - \frac{[(pC_k + h_{22об}) \cdot (r_э + r_б) / \alpha] \cdot K_{об} \cdot (1 - K_{II})}{1 + pC_k \cdot (r_э + r_б) \cdot (1 - K_{II}) \cdot K_{об} / \alpha + h_{22об} \cdot (r_э + r_б) \cdot (1 - K_{II}) \cdot K_{об} / \alpha}, \quad (2)$$

где  $r_э$ ,  $r_б$ ,  $\alpha$ , – сопротивления эмиттерного перехода и области базы, коэффициент передачи эмиттерного тока транзистора VT1 соответственно.

Соотношения (1) и (2) показывают, что применение принципа токовой компенсации уменьшает влияние проводимости  $h_{22об}$  выходного транзистора на передаточную функцию каскада рис. 1 в  $(1 - K_{II})$  раз:

$$S_{h_{22об}}^K = - \frac{h_{22об} K_{об} (1 - K_{II}) (r_э + r_б) / \alpha}{1 + h_{22об} K_{об} (1 - K_{II}) (r_э + r_б) / \alpha}. \quad (3)$$

При  $K_{II} \rightarrow 1$  возможна минимизация чувствительности (3) и полная компенсация влияния  $h_{22об}$  на коэффициент передачи усилительного каскада в схеме с общей базой (рис. 1).

### Практическая реализация цепи ОС с дополнительным усилителем тока

Реализация токовой компенсации в ДН конкретного дифференциального каскада возможна путем добавления в ее структуру

транзистора с противоположным типом проводимости. Данный транзистор будет выполнять функцию усилителя тока. Схема рис. 2 демонстрирует вариант построения ДН с ОСТ. Здесь изменение проводимости  $h_{22об}$  выходного транзистора VT4 будет определяться изменением переменной составляющей тока  $i_k$  его коллекторной цепи.

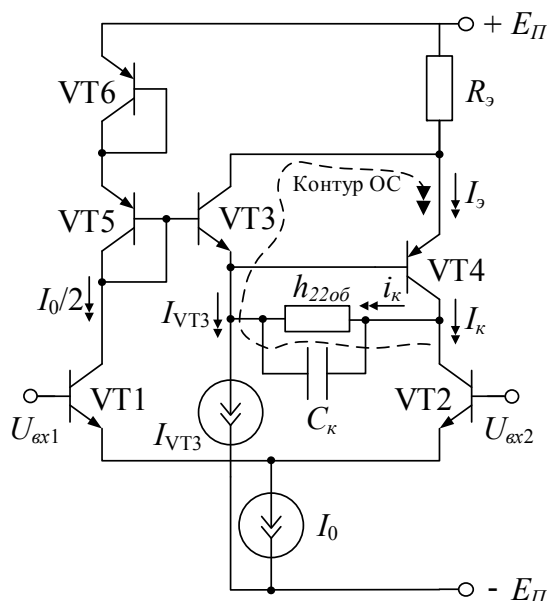


Рис.2. – Цепь ОСТ в динамической нагрузке дифференциального каскада

Использование транзистора VT3 в качестве дополнительного усилителя тока позволило организовать контур токовой обратной связи, снижающей влияние  $h_{22об}$  и  $C_k$  транзистора VT4 на параметры ДК. В схеме рис. 2 коэффициент передачи дифференциального каскада будет определяться величиной выходного сопротивления  $R_{вых}$  ДН, которое можно определить с помощью матричных методов [10]:

$$R_{вых} \approx \frac{(R_3 + r_{3p})(1 + h_{21o3}^n)h_{21o3}^p + A}{A} \cdot \frac{1}{h_{22o3}^p}, \quad (4)$$

где  $A = R_3 + h_{21o3}^n r_{3n} + R_0$ ;  $h_{22o3}^k$ ,  $h_{21o3}^k$  – выходная проводимость и коэффициент передачи базового тока транзистора с проводимостью  $k$  типа ( $p$  для p-n-p и  $n$  для n-p-n) при его включении по схеме «общий эмиттер»,  $R_0$  – приведенное дифференциальное сопротивление диодов на транзисторах VT5 и VT6.

Таким образом, цепь собственной токовой компенсации (рис. 2) не только снижает влияние нестабильностей дифференциальных параметров транзистора VT4, но и приводит к увеличению выходного сопротивления  $R_{вых}$  динамической нагрузки ДК (4) в условиях воздействия внешних факторов. Кроме того, коэффициент передачи усилителя тока на транзисторе VT3 определит стабильность работы введенного контура токовой обратной связи. Действительно,

$$R_{вых} \approx \frac{R_3 \cdot \beta + B}{B \cdot h_{22оэ}^p}, \quad (5)$$

где  $B = \alpha r_{эп} + (R_3 + R_0) \cdot C$ ,  $C = 1/(1 + \beta)$ .

Идентичность режимов работы транзисторов VT1 и VT2 будет определяться токами, протекающими в плечах дифференциального каскада. Ток коллектора транзистора VT1 будет меньше соответствующего тока транзистора VT2 на величину базовых токов транзисторов VT3 и VT5. При этом при воздействии ДФ разница между указанными токами может расти из-за снижения  $\beta$  указанных транзисторов (рис. 2).

### **Оценка эффективности введения контура ОС с дополнительным усилителем тока в ДН**

По аналогии с [4] оценку изменения  $R_{вых}$  динамической нагрузки с цепями компенсации (рис. 2) под воздействием ДФ, а, следовательно, и оценку стабильности коэффициента передачи дифференциального каскада можно получить путем численного моделирования схемы в среде MathCad. Это предполагает наличие исходных данных о величинах малосигнальных дифференциальных параметров транзисторов, входящих в формулы (4) и (5). Как показывают результаты схемотехнического моделирования активных элементов АБМК-1.3 [7] значительное изменение их малосигнальных дифференциальных параметров происходит при одновременном воздействии

потока нейтронов  $F_n$  (до  $10^{14}$  н/м<sup>2</sup>), накопленной дозы радиации  $D$  (до 1 Мрад) и отрицательной температуры  $T$  (до минус 60°С).

Результаты исследования выходного сопротивления  $R_{вых}$  ДН с цепью компенсации влияния  $h_{22об}$  (рис. 2) приведены на рис. 3. При численном моделировании выбирались значения малосигнальных параметров транзисторов, соответствующих их значениям в нормальных условиях ( $T = 27^\circ\text{C}$ ), а также для случая воздействия указанных выше ДФ (d). Параметр  $R_u$  имитирует входное сопротивление источника сигнала для ДН.

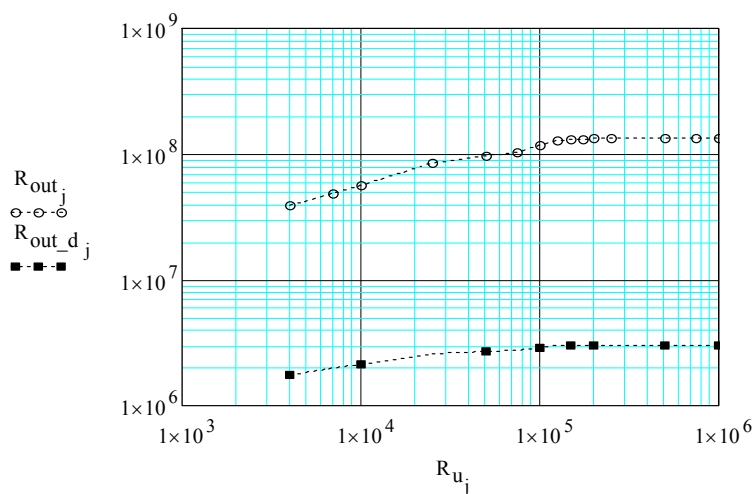


Рис. 3. – Выходное сопротивление  $R_{вых}$  ДН в зависимости от  $R_u$

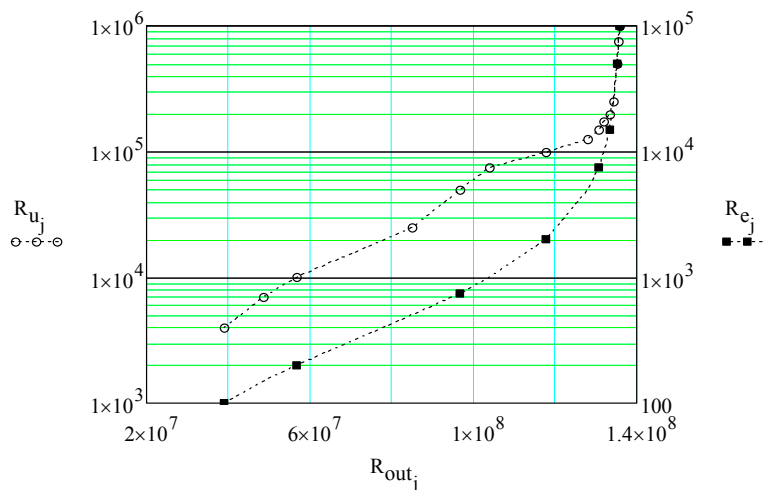


Рис. 4. – Зависимость  $R_{вых}$  от  $R_u$  и  $R_e$

Изменение выходного сопротивления ДН в обоих случаях объясняется влиянием величины сопротивления  $R_e$  (5). На рис. 4 показаны результаты

численного моделирования модели ДН, отражающие зависимость  $R_{\text{вых}}$  от  $R_u$  и сопротивления  $R_d$ . Изменение  $R_d$  значительно влияет на выходное сопротивление  $R_{\text{вых}}$  динамической нагрузки.

На рис. 5 представлены результаты численного моделирования  $R_{\text{вых}}$  ДН для случая  $R_d = 1$  кОм без имитации воздействий и с имитацией воздействия ДФ ( $F_n$  до  $10^{14}$  н/м<sup>2</sup>,  $D$  до 1 Мрад,  $T$  до минус 60°C (d\_I) и до плюс 85°C (d\_II)). Зависимость  $R_{\text{вых}}$  ДН от сопротивления  $R_d$  (рис. 2) показана на рис. 6.

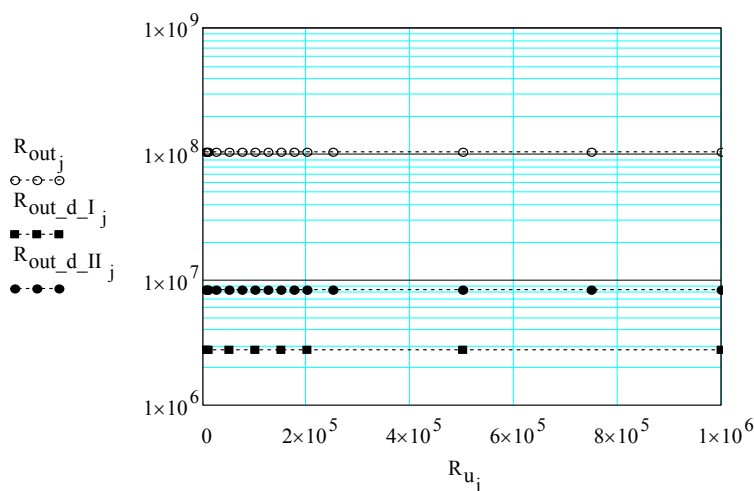


Рис. 5. – Зависимость выходного сопротивления  $R_{\text{вых}}$  ДН от  $R_u$

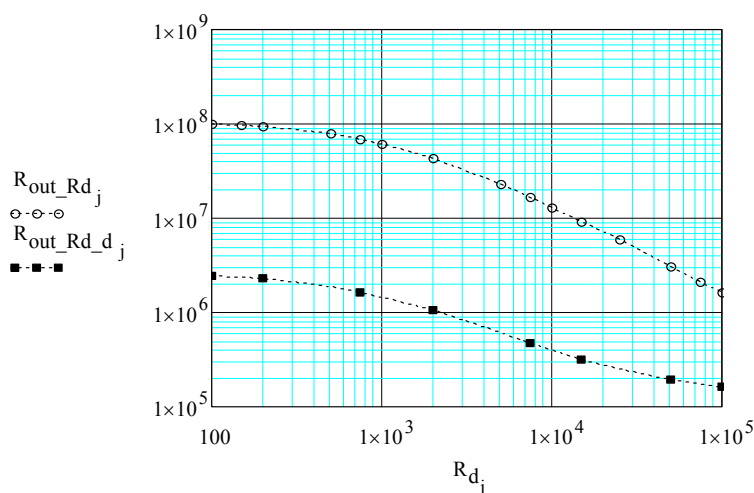


Рис. 6. – Зависимость выходного сопротивления  $R_{\text{вых}}$  ДН от  $R_d$

Оценка эффективности использования динамической нагрузки с цепями собственной токовой компенсации (рис. 2) в составе дифференциального каскада показывает, что ДН имеет относительное

высокое выходное сопротивление  $R_{вых}$  в широком диапазоне воздействия основных дестабилизирующих факторов. Однако предельные значения  $R_{вых}$  зависят от численных значений сопротивлений  $R_3$  и  $R_d$  (рис. 4, рис. 6).

### Выводы

В условиях воздействия дестабилизирующих факторов использование в динамических нагрузках типовых аналоговых и аналого-цифровых микросхем метода собственной токовой компенсации влияния малосигнальных параметров транзисторов позволяет стабилизировать режимы работы не только самой ДН, но и дифференциального каскада в целом. Разработанная в [4] методика оценки эффективности схемотехнических решений данного класса позволила выполнить численную оценку выигрыша по величине выходного сопротивления динамической нагрузки, которое непосредственно определяет реализуемый коэффициент передачи дифференциального каскада и, как следствие, дифференциальных и мультидифференциальных операционных усилителей на его основе.

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

### Литература

1. 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.
2. Belous A., Saladukha V., Shvedau S. Space Microelectronics Volume 2: Integrated Circuit Design for Space Applications. Boston|London: ArtechHouse, 2017. 603 p.
3. 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.





4. Титов А.Е., Жебрун Е.А., Бутырлагин Н.В., Свизев Г.А. Оценка эффективности стабилизации режимов работы дифференциальных каскадов под воздействием дестабилизирующих факторов. Часть 1. Обратные связи по напряжению // Инженерный вестник Дона. 2018. №4. (см. настоящий выпуск)

5. 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.

6. 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](http://ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2012/1041)

7. 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.

8. Крутччинский С.Г., Титов А.Е. Особенности схемотехнического проектирования радиационно-стойких ИС на АБМК // Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных схем. М.: ИППМ РАН, 2012. С. 274-279.

9. Крутччинский С.Г. Структурный синтез в аналоговой микросхемотехнике. Шахты : ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. 260 с.

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

## References

1. 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.
2. Belous A., Saladukha V., Shvedau S. Space Microelectronics Volume 2: Integrated Circuit Design for Space Applications. Boston|London: ArtechHouse, 2017. 603 p.
3. Trivedi R., Mehta U.S. Int. J. Electron. Commun. Eng. Technol. 2016. Vol. 7. no. 1. pp. 75-86.
4. Titov A.E., Zhebrun E.A., Butyrlagin N.V., Svizev G.A. Inženernyj vestnik Dona (Rus). 2018. №4. (see this edition)
5. Krutchinskij S.G., Prokopenko N.N. Nauchno-tekhnicheskie vedomosti SPbGPU. 2012. №2 (145). pp. 151-154.
6. Titov A.E., Svizev G.A., Yudin A.G., Prokopenko N.N. Inženernyj vestnik Dona (Rus). 2012. №3. URL: [ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2012/1041](http://ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2012/1041)
7. Titov A.E., Dvornikov O.V., Krutchinskij S.G., Pahomov I.V. Problemy sovremennoj analogovoj mikroskhemotekhniki. Shahty: ISOiP DGTU, 2013. №1. pp. 257-260.
8. Krutchinskij S.G., Titov A.E. Problemy razrabotki perspektivnyh mikro- i nanoehlektronnyh skhem. M.: IPPM RAS, 2012. pp. 274-279.
9. Krutchinskij S.G. Strukturnyj sintez v analogovoj mikroskhemotekhnike [Structural synthesis of analog circuitry]. SHahty: PEI HVE «SSSU», 2010. 260 p.
10. Sigorskij V.P., Petrenko A.I. Osnovy teorii ehlektronnyh skhem [Electronic circuit theory fundamentals]. Kiev: Vysshaya shkola, 1971. 586 p.