

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Институт сферы обслуживания и предпринимательства (филиал)
федерального государственного бюджетного образовательного учреждения
высшего образования «Донской государственной технической университет»

в г. Шахты Ростовской области
(ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты)

ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОЙ АНАЛОГОВОЙ МИКРОСХЕМОТЕХНИКИ

**XII Международный научно-практический семинар
(Шахты, 27–28 ноября 2015 г.)**

Материалы

Научное электронное издание

ШАХТЫ
ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты
2015

УДК 621.3.049.779
ББК 32.844

*Рекомендованы редакционно-издательским советом ИСОиП (филиала) ДГТУ в г. Шахты
в качестве самостоятельного электронного издания*

Редакционная коллегия:

Главный редактор:

д.т.н., профессор **Н.Н. Прокопенко** (Россия)

Члены редколлегии:

д.т.н., профессор **В.Г. Немудров** (Россия)

д.т.н., член-корр. РАН, профессор **С.Г. Русаков** (Россия)

д.т.н., профессор **С.Г. Крутинский** (Россия)

д.т.н., профессор, член-корр. НАН **В.И. Пелипенко** (Беларусь)

д.т.н., профессор **А.Е. Панич** (Россия)

д.т.н., профессор **О.В. Дворников** (Беларусь)

к.т.н. **Е.М. Савченко** (Россия)

д.т.н., профессор **А.С. Коротков** (Россия)

д.т.н., профессор **В.А. Сергеев** (Россия)

«Проблемы современной аналоговой микросхемотехники», XII Междунар. науч.-практ. семинар (2015 ; Шахты). XII Международный научно-практический семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники», 27–28 нояб. 2015 г. [Электронный ресурс] : материалы : науч. электрон. изд. / редкол. : Н.Н. Прокопенко (гл. ред.) [и др.] ; Ин-т сферы услуг и предпринимательства (филиал) федер. гос. бюджет. образоват. учреждения высш. образования «Донской гос. техн. ун-т» в г. Шахты Рост. обл. (ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты). – Электрон. дан. (5,96 Мб). – Шахты : ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты, 2015. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – Систем. требования : Pentium III 866 МГц ; 256 Мб RAM ; Windows XP ; Adobe Reader 7.0 (или аналогичный продукт для чтения файлов PDF) ; CD-ROM дисковод ; мышь. – Загл. с экрана.

ISBN 978-5-906786-06-7

В сборник включены материалы XII Международного научно-практического семинара, посвящённого проблемам современной аналоговой и аналого-цифровой микросхемотехники, экстремальной электроники и т.д. Основная цель семинара – укрепление научных связей между разработчиками и производителями аналоговых микросхем, определение направлений дальнейшего сотрудничества, обмен передовым опытом.

Семинар проведён при поддержке Российского Союза разработчиков и производителей микроэлектронных систем.

За аутентичность цитат, приводимых дат и имён, а также точность употребляемой терминологии и редакцию текста статей ответственность несут авторы публикуемых материалов.

© ИСОиП (филиал) ДГТУ в г. Шахты, 2015

Подписано к использованию 30.12.2015

Объём 5,96 Мб

Институт сферы обслуживания и предпринимательства (филиал) ДГТУ в г. Шахты
346500, г. Шахты, Ростовская обл., ул. Шевченко, 147

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	5
Кругчинский С.Г. , Титов А.Е. Особенность синтеза и оптимизации инструментальных усилителей на базе мультидифференциальных ОУ	7
Титов А.Е. , Кругчинский С.Г. , Дворников О.В. Радиационно-стойкие инструментальные усилители на базе компонентов АБМК _1_4	18
Титов А.Е. , Соловьев В.В. , Днепровский И.А. , Логинов А.А. Исследование влияния изменения малосигнальных параметров активных элементов на характеристики динамических нагрузок с ОС по току.	36
Титов А.Е. , Шаповалов И.О. , Днепровский И.А. , Логинов А.А. Исследование влияния изменения малосигнальных параметров активных элементов на характеристики динамических нагрузок с ОС по напряжению	44
Сапогин В.Г. , Прокопенко Н.Н. Отрицательная интегральная индуктивность – измерительный миф или физическая реальность?	61
Сапогин В.Г. , Прокопенко Н.Н. , Сапунцов Н.Е. Частотные зависимости индуктивности уединённого индуктора на СВЧ	66
Самойлов Л.К. , Киракосян С.А. Оценка погрешности наложения спектров при дискретизации сигналов датчиков с неограниченным спектром.....	70
Черкесова Л.В. , Безуглов Д.А. , Прокопенко Н.Н. , Синявский Г.П. , Шаламов Г.Н. Исследование нелинейных процессов в распределённых параметрических зонных системах СВЧ- и КВЧ-диапазонов в составе композитных сред	77
Бутырлагин Н.В. , Серебряков А.И. , Заякина Л.А. , Сергеенко И.Н. Метод введения отрицательной обратной связи по синфазному сигналу в операционном усилителе с входными полевыми транзисторами	88
Серебряков А.И. , Пахомов И.В. , Бугакова А.В. , Заякина Л.А. Прецизионный операционный усилитель с парафазным выходом для радиационно-стойкого биполярно-полевого техпроцесса	95
Дворников О.В. , Пахомов И.В. , Бугакова А.В. Биполярно-полевой операционный усилитель на основе «перегнутого» каскода.....	102
Будяков П.С. , Пахомов И.В. , Бугакова А.В. Метод повышения коэффициента усиления биполярно-полевого операционного усилителя.....	111
Прокопенко Н.Н. , Бутырлагин Н.В. , Бугакова А.В. , Пахомов И.В. Дифференциальный усилитель двуполярных токов	121
Серебряков А.И. , Бугакова А.В. , Пахомов И.В. Схемотехника прецизионных мультидифференциальных операционных усилителей	129

Прокопенко Н.Н., Пахомов И.В., Бугакова А.В. Биполярно-полевые операционные усилители с малым напряжением питания	142
Игнашин А.А., Будяков П.С. Нелинейная коррекция входных каскадов радиационно-стойких быстродействующих биполярно-полевых операционных усилителей.....	151
Гатчин Ю.А., Сухинец Ж.А., Гулин А.И. Аналоговое дифференциальное устройство измерения температуры газового потока	158
Медведев Д.В., Даурбеков М.Б., Никуличев Н.Н. Применение распределённых информационных систем в сфере образования.....	165
Медведев Д.В., Овсеян Е.В., Никуличев Н.Н. Математическое моделирование гетерогенных систем управления энергоресурсосбережением	169
Русаков Д.Л. Применение современных информационных технологий в медицине.....	172
Медведев Д.В., Русаков Д.Л., Никуличев Н.Н. Математическое моделирование процессов в информационной системе учёта амбулаторных карт пациентов	175
Бутырлагин Н.В., Чернов Н.И. О логическом проектировании цифровой многозначной элементной базы	177
Сведения об авторах и участниках семинара	183

ПРЕДИСЛОВИЕ

Реструктуризация микроэлектронной промышленности, режим Фабрики производителей СБИС, широкая сеть дизайн-центров системного и кристалльного уровней, принцип повторного проектирования как на уровне СФ-блоков, так и отдельных узлов позволили перевести в практическую плоскость идеологию изготовления микроэлектронных систем под конкретную техническую задачу. Эти принципиально новые возможности стимулируют широкие системные исследования в различных предметных областях и ставят перед кристалльными центрами новые проектные задачи, а перед научным сообществом – поиск иных подходов в микросхемотехнике.

В настоящее время можно относительно уверенно предположить, что потребителя в первую очередь интересуют смешанные микроэлектронные системы с широкой номенклатурой и прецизионными свойствами аналоговых и дискретно-аналоговых интерфейсов пользователя. Именно они не только «общаются» с внешней средой, но и позволяют реализовать многие процедуры в реальном масштабе времени. Примером таких микроэлектронных систем являются изделия СВЧ-электроники как для задач локации, так и для систем многоканальной связи. Уже поэтому прикладные и технологически ориентированные исследования в аналоговой микросхемотехнике являются приоритетными и интеграционными по своей структуре.

Основной особенностью настоящего этапа развития микросхемотехники является обеспечение предельной точности преобразования сигналов при воздействии широкой гаммы дестабилизирующих факторов с учётом множества ограничений технологического характера. Возможность глубокой интеграции микроэлектронных систем как в варианте систем на кристалле, так и систем в корпусе требует кардинального уменьшения потребляемой мощности аналоговых узлов при сохранении высоких метрологических свойств базовых СФ-блоков. Эта, пожалуй, базовая проблема аналоговой микросхемотехники решается путём развития принципов собственной и взаимной компенсации влияния паразитных параметров полупроводниковых компонентов на характеристики различных функциональных устройств. Именно эти свойства схем позволяют использовать их экономичные режимы работы без увеличения погрешности преобразования сигналов. Например, новые структуры измерительных активных фильтров с указанными свойствами позволяют использовать операционные усилители с предельно низким потребляемым током и относительно низкой идентичностью основных параметров. Однако их реализация связана с разработкой новых функциональных активных элементов – операционных усилителей с мультидифференциальными входами. Этот пример показывает, что внедрение новых теоретических новаций связано с глубокими исследова-

дованиями в области активных элементов, пересмотра ряда устоявшихся принципов их построения и уже поэтому стимулирует новый цикл прикладных исследований в смежных областях электронной техники. Можно считать, что в настоящее время микросхемотехника переживает качественно новый уровень своего развития, а её влияние на технический прогресс будет только увеличиваться.

Именно такие по своему смыслу исследования и являются основой представленных в сборнике публикаций XII Международного научно-практического семинара «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники».

О.В. Дворников
С.Г. Крутчинский
Н.Н. Прокопенко

[В начало к содержанию](#)

ОСОБЕННОСТЬ СИНТЕЗА И ОПТИМИЗАЦИИ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА БАЗЕ МУЛЬТИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ОУ

Аннотация: Рассматривается конкретизация структурного синтеза и параметрической оптимизации основных параметров инструментальных усилителей на базе симметричных мультидифференциальных ОУ. Показано, что в классе схем с двумя активными элементами максимизация коэффициента ослабления синфазного напряжения, диапазона рабочих частот и минимизация дрейфа нуля не приводит к противоречивым параметрическим условиям. Приводится принципиальная схема и результаты исследования инструментального усилителя.

Ключевые слова: СФ-блоки, обобщённые структуры, собственная и взаимная компенсация, параметрическая чувствительность, компенсирующие контуры обратных связей.

Введение

Создание радиационно-стойких аналоговых и аналого-цифровых интерфейсов (АИ и АЦИ) смешанных систем в корпусе (СвК), ориентированных на взаимодействие с чувствительными элементами (сенсорами) мостового типа, предполагает применение инструментальных усилителей (ИУ) как с фиксированными, так и управляемыми параметрами, выполняющих функции подавления синфазного сигнала и усиление дифференциального напряжения. Эти устройства являются основой как для аналоговых портов, так и для целого класса сложно-функциональных блоков (СФ-блоков) СвК. Как показывает практика [1], использование лишь радиационно-стойкой технологии АБМК без изменения структуры ИУ и схемотехники ряда узлов не позволяет обеспечить бесперебойную работу устройства в условиях радиационного воздействия свыше 50 крад, поэтому необходимо дальнейшее развитие схемотехнических решений, направленных на повышение качественных показателей устройства при воздействии дозы радиации, потока нейтронов, температуры.

Постановка задачи

Классическая структура инструментального усилителя включает в себя три операционных усилителя (ОУ) и семь прецизионных резисторов [2] и характеризуется высокой погрешностью коэффициента передачи синфазного напряжения (1), который в соответствии с результатами работы [3] непосредственно определяется погрешностью резистивных элементов (Θ_R) активного сумматора (рис. 1).

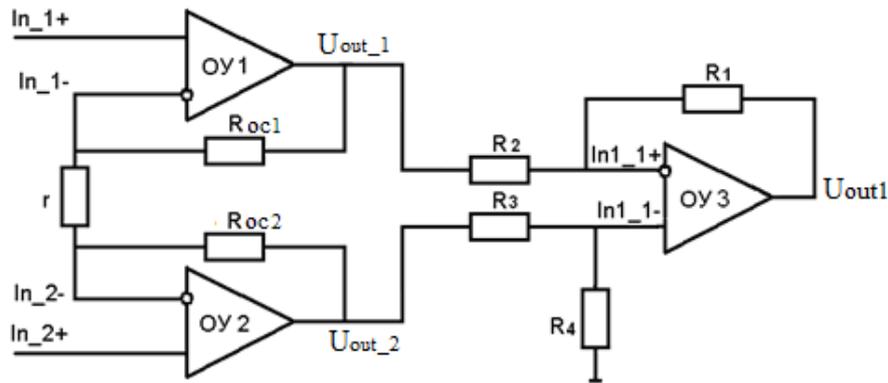


Рис. 1. Классическая структура ИУ

Коэффициент передачи синфазного сигнала $K_{\text{сн}}$ в таком инструментальном усилителе зависит от погрешности соотношений резистивных элементов в структуре сумматора [4]:

$$K_{\text{сн}} \approx \Theta_R. \quad (1)$$

Так, в условиях радиационного воздействия изменение номиналов резистивных элементов для технологии АБМК составляет 1,5 %, что приведёт к значительному (до 30 дБ) снижению коэффициента ослабления синфазного сигнала $K_{\text{оссн}}$.

Кроме того, погрешность синфазных напряжений $U_{\text{сн}}$ на выходе операционных усилителей ОУ1 и ОУ2 зависит от погрешности отношения резисторов $R_{\text{oc1}}, R_{\text{oc2}}$ и r (рис. 1). В работе [4] показано, что для обеспечения независимости этих напряжений необходимо реализовать высокий коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{оссн}}$ во входных каскадах ОУ1 и ОУ2. Максимальное напряжение на выходах ОУ1 и ОУ2 будет определяться из следующих соотношений:

$$U_{\text{out}_1} = U_{\text{сн}} - \frac{R_{\text{oc1}}}{r} U_{\text{д}}, \quad U_{\text{out}_2} = U_{\text{сн}} + \frac{R_{\text{oc2}}}{r} U_{\text{д}}, \quad (2)$$

где $U_{\text{сн}}$ – синфазное напряжение на выходе ОУ1 или ОУ2; $U_{\text{д}}$ – дифференциальное напряжение на входе ИУ.

В работе [4] показано, что даже при идеальных резистивных элементах и линейных ОУ предельное значение коэффициента передачи синфазного напряжения зависит от $K_{\text{оссн}}$ операционных усилителей.

Анализ обобщённой структуры электронных схем с базисными активными элементами в виде мультидифференциальных ОУ [5] показывает, что дрейф нуля инструментального усилителя

$$U_{\text{др}} = U_{\text{др}} = \sum_{i=1}^N H_i (e_{1i} + (K_{2i}/K_{1i})e_{2i}) \quad (3)$$

может уменьшаться взаимной компенсацией (вычитанием) влияния ЭДС смещения отдельных усилителей, что обеспечивается различными знаками локальных функций H_i :

$$H_i = TB^{-1}u_i. \quad (4)$$

При этом коэффициент передачи синфазного сигнала

$$K_{\text{сн}} = T(K_{\text{сн}i}) \quad (5)$$

$$(K_{\text{сн}i}) = [\{K_{1i}^{-1}\} - B_1 - \{K_{2i}/K_{1i}\}B_2]^{-1} \cdot (\Delta_1 A_1^- + \{K_{2i}/K_{1i}\}\Delta_2 A_2^-)$$

также определяется способом реализации основных матриц электронной системы. Важно отметить, что эти качественные показатели инструментальных усилителей не являются противоречивыми.

Кроме того, как показано в [5], цепи собственной компенсации обеспечивают целенаправленное изменение локальных функций

$$\Delta H_i = TB^{-1}W; \Delta F_{ii} = \mathcal{G}_i B^{-1}W, \quad (6)$$

непосредственно определяющих как дрейф нуля схемы, так и диапазон рабочих частот.

Именно поэтому конкретизация указанных свойств для минимального числа МОУ, потенциально обеспечивающих указанные свойства, имеет самостоятельное значение.

Инструментальные усилители на двух мультидифференциальных ОУ

Рассмотрим два альтернативных и, как будет показано ниже, взаимодополняющих варианта синтеза структуры измерительного усилителя. Первый вариант не предполагает использование контура компенсирующей обратной связи и базируется на поиске компонентов матрицы B с учётом возможности параметрической минимизации дрейфа нуля схемы (3) и коэффициента передачи синфазного сигнала (5).

Если вторые каналы МОУ использовать только для подключения источников входного сигнала (взаимодействия с чувствительными элементами системы), то $B_2 = 0$, и, следовательно, матрица

$$B_1^- - B_1^+ = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix}^T \quad (7)$$

будет полностью отображать возможную связь активных элементов схемы. В этом случае дрейф нуля на выходе первого ($y_{1\text{др}}$) и второго ($y_{2\text{др}}$) МОУ следует непосредственно из вектора выходных координат (соотношение (22) в [5]):

$$y_{1\text{др}} = \frac{b_{22}(e_{11} + e_{21} K_{21}/K_{11}) - b_{21}(e_{12} + e_{22} K_{22}/K_{12})}{b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21}}, \quad (8)$$

$$y_{2\text{др}} = \frac{b_{11}(e_{12} + e_{22} K_{22}/K_{12}) - b_{12}(e_{11} + e_{21} K_{21}/K_{11})}{b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21}}, \quad (9)$$

где e_{ji} – ЭДС смещения j -го канала i -го МОУ.

Из вектора дифференциальных коэффициентов усиления (соотношение (9) в [5]), при условии

$$A_2 = A_2^+ - A_2^- = \left[a_1 K_{21}/K_{11} - a_2 K_{22}/K_{12} \right]^T, \quad (10)$$

следуют дифференциальные коэффициенты усиления

$$K_{д1} = \frac{b_{22}a_1 K_{21}/K_{11} - b_{21}a_2 K_{22}/K_{12}}{b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21}}, \quad (11)$$

$$K_{д2} = \frac{b_{11}a_2 K_{22}/K_{12} - b_{12}a_1 K_{21}/K_{11}}{b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21}}. \quad (12)$$

Для обеспечения низкой параметрической чувствительности этих коэффициентов и, следовательно, придания свойств прецизионного преобразования входного сигнала необходимо исключить разностные члены в этих соотношениях. Для этого необходимо выполнить условия

$$b_{12} \vee b_{21} = 0 \quad a_1 \vee a_2 = -1, \quad (13)$$

которые можно конкретизировать

$$b_{12} = 0, \quad a_1 = 1, \quad a_2 = -1, \quad A_2^+ = [1 \ 0]^T - [0 \ 1]^T. \quad (14)$$

Отметим, что их альтернатива связана только с заменой индексов (номеров МОУ). В этом случае соотношения (8) и (9) конкретизируются:

$$y_{1др} = \frac{1}{b_{11}} \cdot (e_{11} + e_{21} K_{21}/K_{11}) - \frac{b_{21}}{b_{11}b_{22}} \cdot (e_{12} + e_{22} K_{22}/K_{12}), \quad (15)$$

$$y_{2др} = \frac{1}{b_{22}} \cdot (e_{12} + e_{22} K_{22}/K_{12}). \quad (16)$$

Как следует из соотношения (15), в потенциальной структуре схемы возможна взаимная компенсация влияния ЭДС смещения МОУ. Причём это свойство присуще выходу первого МОУ и, как видно из (16), не распространяется на выход второго усилителя. В этой связи выходом инструментального усилителя является y_1 , при этом его дифференциальный коэффициент передачи имеет следующий вид:

$$K_{д1} = \frac{b_{22} K_{21}/K_{11} + b_{21} K_{22}/K_{12}}{b_{11}b_{22}} \quad (17)$$

и сохраняет потенциально низкую параметрическую чувствительность. Необходимо отметить, что указанное выше свойство взаимной компенсации распространяется и на коэффициент передачи синфазного напряжения

$$K_{сн1} = \frac{1}{b_{11}} \cdot \delta_{21} \cdot \frac{K_{21}}{K_{11}} - \frac{b_{21}}{b_{11}b_{22}} \cdot \delta_{22} \cdot \frac{K_{22}}{K_{12}}, \quad (18)$$

при сохранении его на выходе второго МОУ

$$K_{сн2} = \frac{1}{b_{22}} \cdot \delta_{22} \cdot \frac{K_{22}}{K_{12}}, \quad (19)$$

где δ_{ij} – коэффициент передачи синфазного сигнала i -го канала j -го МОУ.

В этом можно убедиться в конкретизации следующих из (5) и (7) соотношений:

$$K_{\text{сн1}} = \frac{b_{22}\delta_{21} K_{21}/K_{11} - b_{21}\delta_{22} K_{22}/K_{12}}{b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21}}, \quad (20)$$

$$K_{\text{сн2}} = \frac{b_{11}\delta_{22} K_{22}/K_{12} - b_{12}\delta_{21} K_{21}/K_{11}}{b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21}} \quad (21)$$

при выполнении оговорённого выше условия (14).

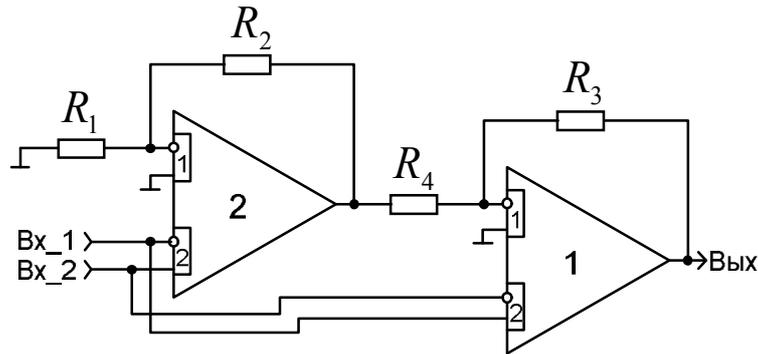


Рис. 2. Упрощённая принципиальная схема инструментального усилителя

Принципиальная схема полученного инструментального усилителя приведена на рис. 2. Здесь компоненты матрицы (7) реализованы следующим образом:

$$\begin{aligned} b_{11} = \beta_1 &= \frac{R_4}{R_3 + R_4}, \\ b_{21} = 1 - \beta_1 &= \frac{R_3}{R_3 + R_4}, \\ b_{22} = \beta_2 &= \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \end{aligned} \quad (22)$$

Поэтому, как следует из соотношений (15), (16):

$$y_{1\text{др}} = \frac{1}{\beta_1} \cdot (e_{11} + e_{21} K_{21}/K_{11}) - \frac{(1 - \beta_1)}{\beta_1 \beta_2} \cdot (e_{12} + e_{22} K_{22}/K_{12}), \quad (23)$$

$$y_{2\text{др}} = \frac{1}{\beta_2} \cdot (e_{12} + e_{22} K_{22}/K_{12}). \quad (24)$$

Таким образом, при использовании идентичных МОУ выполнение параметрического условия

$$\beta_2 = (1 - \beta_1) \quad (25)$$

минимизирует дрейф нуля схемы. При этом, как видно из (17) и (18)

$$K_{\text{д1}} = \frac{1}{\beta_1} \cdot \left(\frac{K_{22}}{K_{12}} + \frac{K_{21}}{K_{11}} \right), \quad (26)$$

$$K_{сн1} = \frac{1}{\beta_1} \cdot (\delta_{21} \cdot \frac{K_{21}}{K_{11}} - \delta_{22} \cdot \frac{K_{22}}{K_{12}}), \quad (27)$$

что в конечном итоге сохраняет низкую параметрическую чувствительность $K_{д1}$ и уменьшение коэффициента передачи синфазного напряжения.

Это утверждение требует определённого разъяснения. При создании принципиальных схем мультидифференциальных ОУ можно обеспечить симметрию их каналов и реализовать условия $K_{21} = K_{11}$, $K_{12} = K_{22}$. В этом случае вклад каждого канала МОУ в напряжение дрейфа нуля схемы и вклад каждого МОУ в коэффициент передачи синфазного напряжения выравниваются. Рациональная микросхемотехника позволяет создавать мультидифференциальные ОУ с достаточно большим $K_{оснij}$ (коэффициент ослабления синфазного сигнала i -го канала j -го МОУ) и относительно низким ЭДС смещения e_{ij} , предельное значение которых определяется неидентичностью однотипных транзисторов. В этом случае

$$y_1 = \frac{1}{\beta_1} (e_1 - e_2 + 2\sigma_e \sqrt{1 - \rho^2}), \quad (28)$$

где e_1 , e_2 – математические ожидания ЭДС смещения 1-го и 2-го мультидифференциальных ОУ; σ_e^2 – дисперсия граничных напряжений входных транзисторов МОУ; ρ – коэффициент корреляции однотипных транзисторов входных каскадов МОУ.

Аналогично

$$K_{сн1} = \frac{1}{\beta_1} (\delta_{21} - \delta_{22} + 2\sigma_y \sqrt{1 - \rho^2}), \quad (29)$$

где δ_{2j} – математическое ожидание коэффициента ослабления синфазного сигнала j -го МОУ, в предельном случае определяемое разностью статических коэффициентов усиления входных однотипных транзисторов; σ_y^2 – дисперсия статических коэффициентов передачи входных транзисторов.

Приведённые соотношения показывают, что реализуемые структурой свойства можно использовать либо для предельного уменьшения дрейфа нуля и коэффициента передачи синфазного сигнала, либо, согласно неравенству Чебышева, при их заданных уровнях для повышения процента выхода годных микросхемных изделий. Кроме этого разность математических ожиданий ЭДС смещения нуля и $K_{оснij}$

обеспечивает более высокую стабильность этих параметров при воздействии различных дестабилизирующих факторов.

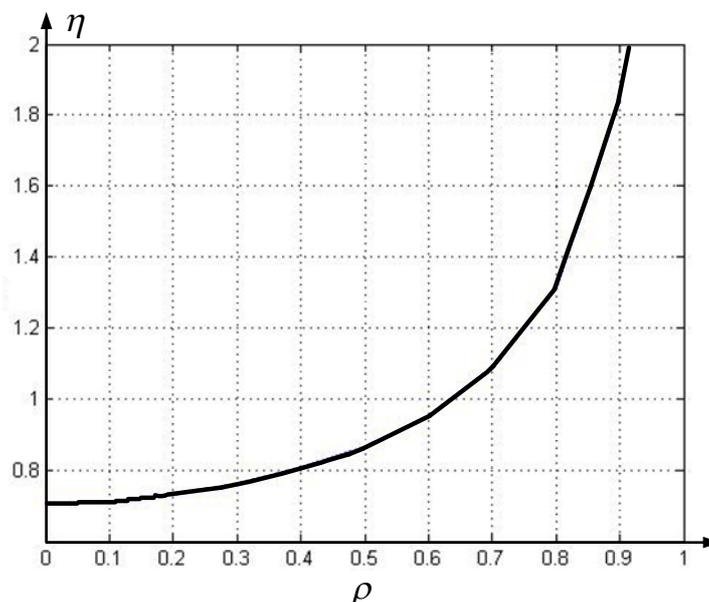


Рис. 3. Отношение ЭДС смещения нуля инструментальных усилителей классической структуры и синтезированной схемы

На рис. 3 показана зависимость коэффициента эффективности схемы η как отношения ЭДС смещения нуля классической структуры инструментального усилителя (учитывая влияние только сумматора) и синтезированной схемы от коэффициента корреляции ρ при условии равенства дисперсий σ_e^2 и процента выхода годных изделий

$$\eta = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1+\rho}{1+\rho+2\rho^2}}. \quad (30)$$

Позитивный эффект наступает при $\rho > 0,65$, что легко выполняется даже для простейших микронных технологий. В случае использования субмикронной технологии ($\rho > 0,9$) эффективность схемы резко увеличивается и согласно (30) достигает значительных величин.

В случае равенства дрейфа нуля классического и синтезированного инструментальных усилителей структурные свойства схемы можно дополнительно использовать для повышения процента выхода годных изделий (ΔP) по сравнению с исходным вариантом P . На рис. 4 показана зависимость этого показателя от коэффициента корреляции. При этом для типового случая микронной технологии ($P \approx 70\%$) это увеличение может составлять 15%.

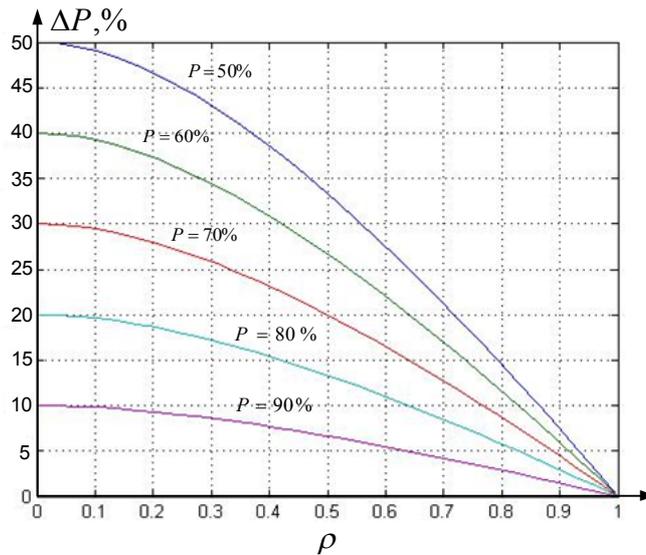


Рис. 4. Увеличение процента выхода годных изделий

С точки зрения синтеза принципиальной схемы усилителя с собственной компенсацией влияния частоты единичного усиления и статического коэффициента передачи МОУ, полученную структуру можно рассматривать в качестве исходной. Согласно принципу [5], введение компенсирующей обратной связи (реализация вектора W (6)) осуществляется соединением инвертирующего входа первого канала МОУ1 с неинвертирующим входом первого канала МОУ2 посредством резистивного (пассивного) четырёхполюсника. В этом случае реализуется отрицательное приращение локальных функций n_i и F_{ii} . Действительно, как следует из соотношений (6), (7) и (22)

$$H_1 = F_{11} = \frac{1}{\beta_1}, \quad H_2 = \frac{1}{\beta_2} \cdot \frac{1 - \beta_1}{\beta_1}, \quad F_{22} = \frac{1}{\beta_2} \quad (31)$$

доминирующим активным элементом с точки зрения достижимого схемой диапазона рабочих частот и собственного шума является МОУ1 в силу выполнения неравенства $F_{11} \gg F_{22}$. Реализация на инвертирующем входе первого канала этого МОУ виртуального нуля существенно упрощает структуру цепи собственной компенсации (рис. 5). В этой схеме

$$\varpi^+ = \chi = \frac{R_6}{R_5 + R_6}. \quad (32)$$

При выполнении параметрического неравенства

$$R_5 + R_6 \gg \max\{R_3, R_4\}, \quad (33)$$

вводимая цепь не изменяет условий (22), поэтому [5]

$$\Delta H_1 = \Delta F_{11} = -\frac{\chi}{\beta_2} \cdot \frac{1 - \beta_1}{\beta_1}, \quad (34)$$

что в конечном итоге и уменьшает влияние K_{11} и f_{11} на реализуемые параметры. Если локальные функции

$$\widehat{H}_1 = \widehat{F}_{11} = \frac{1}{\beta_1} - \frac{\chi}{\beta_2} \cdot \frac{1 - \beta_1}{\beta_1} \quad (35)$$

полученной функции можно уменьшить до нуля, то согласно [5] МОУ1 практически не влияет на параметры инструментального усилителя. Препятствием этому может оказаться условие взаимной компенсации влияния ЭДС смещения (15) и коэффициента ослабления синфазного сигнала (18). Для конкретизации этих параметров в общем случае необходимо вернуться к соотношениям (15) и (18) и конкретизировать компоненты матрицы в (7). Поэтому к выражениям (22) необходимо добавить две составляющие

$$b_{12}^+ = \beta_1 \chi, \quad b_{22}^+ = \chi(1 - \beta_1), \quad (36)$$

тогда

$$\begin{aligned} b_{11} &= \beta_1, \quad b_{21} = (1 - \beta_1) \\ b_{12} &= -\beta_1 \chi, \quad b_{22} = \beta_2 - \chi(1 - \beta_1). \end{aligned} \quad (37)$$

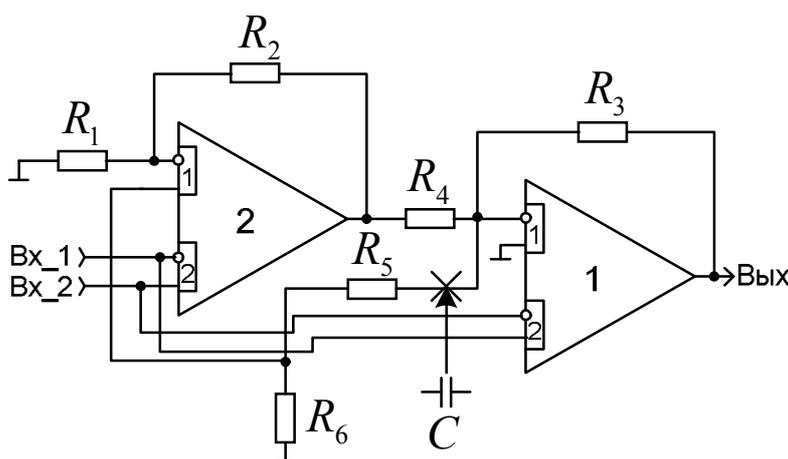


Рис. 5. Собственная компенсация влияния параметров МОУ1 в инструментальном усилителе

Следовательно,

$$y_{1др} = \frac{(\beta_2 - \chi(1 - \beta_1))E_1 - (1 - \beta_1)E_2}{\beta_1 \beta_2}, \quad (38)$$

$$y_{2др} = \frac{\beta_1 \chi E_1 + \beta_1 E_2}{\beta_1 \beta_2}, \quad (39)$$

где $E_1 = e_{11} + e_{21} K_{21}/K_{11}$, $E_2 = e_{12} + e_{22} K_{22}/K_{12}$.

Таким образом, условие полной минимизации локальных функций (34) исключает взаимную компенсацию $y_{1др}$ от E_1 и E_2 . При идентичности МОУ параметрическое условие равенства нулю $y_{1др}$

$$\beta_2 = (1 + \chi)(1 - \beta_1) \quad (40)$$

может ограничить значение χ и, следовательно, изменить достижимый диапазон рабочих частот. Кроме этого выполнение данного условия уменьшает дифференциальный коэффициент усиления схемы

$$K_{д1} = \frac{1}{\beta_1(1+\chi)} \cdot \left(\frac{K_{22}}{K_{12}} + \frac{K_{21}}{K_{11}} \right). \quad (41)$$

Из соотношения (18) следует, что в этом случае

$$K_{сн1} = \frac{1}{\beta_1(1+\chi)} \cdot \left(\delta_{21} \cdot \frac{K_{21}}{K_{11}} - \delta_{22} \cdot \frac{K_{22}}{K_{12}} \right) \quad (42)$$

и поэтому, как это видно из (27), условие взаимной компенсации влияния δ_{21} и δ_{22} нарушаются.

Полученные результаты показывают, что развитие рассматриваемой структуры должно исключить условие (40) и сохранить возможность выбора χ для оптимизации иных параметров инструментального усилителя. Как видно из полученных соотношений, условие (33) не является обязательным. В общем случае

$$\beta_1 = \frac{R_4 \parallel (R_5 + R_6)}{R_4 \parallel (R_5 + R_6) + R_3}, 1 - \beta_1 = \frac{R_3 \parallel (R_5 + R_6)}{R_3 \parallel (R_5 + R_6) + R_4}. \quad (43)$$

В частности, взаимосвязь β_1 , $(1 - \beta_1)$, и χ от сопротивлений резистивного делителя позволяет при выполнении условия

$$R_6 = R_4 \frac{K_1}{1 + K_1}, (K_1 = R_3 / R_4) \quad (44)$$

реализовать

$$K_{д1} = (1 + K_1) \cdot \left(\frac{K_{22}}{K_{12}} + \frac{K_{21}}{K_{11}} \right), \quad (45)$$

соответствующего условию (26).

Сохранение условия (25), параметров (26) и (27) при расширении диапазона рабочих частот схемы можно при использовании дополнительного разделительного конденсатора последовательно с резистором R_5 (рис. 5). В этом случае характеристический полином будет иметь следующий вид [5]:

$$p^3 \tau \frac{1}{\Pi_1 \Pi_2} (1 - \chi) K_1 + p^2 \left(\frac{K_1 (1 - \chi)}{\Pi_1 \Pi_2} + \frac{\tau}{\Pi_1} (1 + K_1) (1 - \chi) \right) + \frac{\tau}{\Pi_2} \frac{K_1}{1 + K_1} + p \left(\tau + \frac{(1 + K_1) (1 - \chi)}{\Pi_1} + \frac{1}{\Pi_2} \frac{K_1}{1 + K_1} \right) + 1 = 0 \quad (46)$$

где $\tau = C(R_5 + R_6)$.

Следовательно, выбор численного значения χ и C осуществляется из условия устойчивости схемы. Оценка показывает, что $1/2 \pi f_{гр1} > \tau \gg 1/2 \pi f_{11}$ (здесь $f_{гр1}$ – граничная частота коэффициента передачи синфазного сигнала) и $\chi \approx 1$ при условии использования однополюсных МОУ.

Выводы

Полученные результаты показывают, что в классе схем с двумя МОУ условия минимизации дрейфа нуля (15) и коэффициента передачи синфазного сигнала (20) не приводят к противоречивым параметрическим условиям при требуемом коэффициенте усиления. Этот результат подтверждают выводы работы [5], связанные с основными свойствами обобщённых структур на базе мультидифференциальных ОУ. Соотношения (23), (26)–(29) позволяют сформулировать требования к проектированию принципиальных схем этих базовых активных элементов, выбору предпочтительной технологии, включая и особенности топологии полупроводниковых кристаллов. В частности, при создании микроэлектронных систем на подложке из (23), (26)–(27) следуют схемотехнические принципы построения входных каскадов МОУ, обеспечивающие возможность неитерационной настройки основных качественных показателей инструментальных усилителей резистивными элементами.

Сформулированные структурные условия расширения диапазона рабочих частот и, в частности, соотношения (43)–(45) позволяют без нарушения условий минимизации дрейфа нуля и коэффициента передачи синфазного сигнала снизить требования к частоте единичного усиления МОУ и, следовательно, уменьшить потребляемую мощность.

Статья подготовлена по проекту № 8.374.2014/К Госзадания Минобрнауки РФ на 2014–2016 гг.

Список литературы

1. Каталог разработок Российско-Белорусского центра аналоговой микросхемотехники / Н.Н. Прокопенко [и др.]. – Шахты: Изд-во ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – 479 с.

2 Paul L. Buggy Patent No.: US 2010/0259323 A1. Variable gain instrumentation amplifier. Date of Patent: Oct. 14, 2010.

3. Инструментальные усилители с глубоким ослаблением синфазного напряжения / А.Е. Титов // VII Междунар. науч.-практ. семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники». В 2 ч. – Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2009. – Ч. 1. – С. 3–7.

4 Двухканальные прецизионные инструментальные усилители для радиационно-стойких систем на кристалле / А.Е. Титов // Изв. ЮФУ. Технические науки. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. – С. 64–70.

5. Крутчинский С.Г., Титов А.Е. Обобщённая структура инструментальных усилителей на базе мультидифференциальных ОУ / см. настоящий сборник.

[В начало к содержанию](#)

РАДИАЦИОННО-СТОЙКИЕ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА БАЗЕ КОМПОНЕНТОВ АБМК _1_4

Аннотация: Рассматриваются результаты проектирования структурно-оптимальных принципиальных схем радиационно-стойких инструментальных усилителей на базе мультидифференциальных операционных усилителей, обладающих высокими метрологическими свойствами в условиях радиационного воздействия. Показано, что использование радиационно-стойких мультидифференциальных операционных усилителей на компонентах АБМК_1_4 в структуре инструментальных усилителей позволяет получить высокие качественные показатели этих устройств при воздействии гаммы дестабилизирующих факторов. Приводятся результаты моделирования принципиальных схем инструментальных усилителей.

Ключевые слова: Радиационная стойкость, инструментальный усилитель, МОУ, коэффициент ослабления синфазного сигнала, АБМК.

Введение

Создание радиационно-стойких аналоговых и аналого-цифровых интерфейсов (АИ и АЦИ) смешанных систем в корпусе (СвК), ориентированных на взаимодействие с чувствительными элементами (сенсорами) мостового типа, предполагает применение инструментальных усилителей (ИУ) как с фиксированными, так и управляемыми параметрами, выполняющих функции подавления синфазного сигнала и усиление дифференциального напряжения. Эти устройства являются основой как для аналоговых портов, так и для целого класса сложно-функциональных блоков (СФ-блоков) СвК. Как с экономической, так и с технической точек зрения, такие СФ-блоки в виде полупроводниковых кристаллов целесообразно ориентировать на технику соответствующих аналоговых базовых матричных кристаллов (АБМК), среди которых апробацию на целом классе ИС прошел биполярно-полевой АБМК_1_4 [1]. Как показывает практика [2], использование лишь радиационно-стойкой технологии АБМК без изменения структуры ИУ и схемотехники ряда узлов не позволяет обеспечить бесперебойную работу устройства в условиях радиационного воздействия свыше 50крад, поэтому необходимо дальнейшее развитие схемотехнических решений, направленных на повышение качественных показателей устройства при воздействии дозы радиации, потока нейтронов, температуры.

Постановка задачи

Классическая структура инструментального усилителя включает в себя три операционных усилителя (ОУ) и семь прецизионных резисторов [3] и характеризуется высокой погрешностью коэффициента передачи синфазного напряжения (1), который в соответствии с результатами работы [4] непосредственно определяется погрешностью резистивных элементов (Θ_R) активного сумматора (рис. 1).

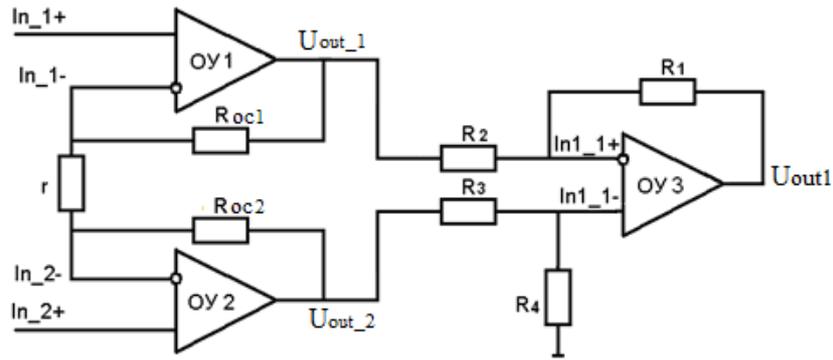


Рис. 1. Классическая структура ИУ

Коэффициент передачи синфазного сигнала $K_{сн}$ в таком инструментальном усилителе зависит от погрешности соотношений резистивных элементов в структуре сумматора [4]:

$$K_{сн} \approx \Theta_R. \quad (1)$$

Так, в условиях радиационного воздействия изменение номиналов резистивных элементов для технологии АБМК составляет 1,5 %, что приведёт к значительному (до 30 дБ) снижению коэффициента ослабления синфазного сигнала $K_{оссн}$.

Кроме того, погрешность синфазных напряжений $U_{сн}$ на выходе операционных усилителей ОУ1 и ОУ2 зависит от погрешности отношения резисторов R_{oc1}, R_{oc2} и r (рис. 1). В [4] показано, что для обеспечения независимости этих напряжений необходимо реализовать высокий коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{оссн}$ во входных каскадах ОУ1 и ОУ2. Максимальное напряжение на выходах ОУ1 и ОУ2 будет определяться из следующих соотношений:

$$U_{out_1} = U_{сн} - \frac{R_{oc1}}{r} U_{д}, U_{out_2} = U_{сн} + \frac{R_{oc2}}{r} U_{д}, \quad (2)$$

где $U_{сн}$ – синфазное напряжение на выходе ОУ1 или ОУ2; $U_{д}$ – дифференциальное напряжение на входе ИУ.

В [4] показано, что даже при идеальных резистивных элементах и линейных ОУ предельное значение коэффициента передачи синфазного напряжения зависит от $K_{оссн}$ операционных усилителей.

Схемотехнические способы повышения $K_{оссн}$ в симметричных каскадах

Создание мультидифференциальных ОУ, являющихся основой схемотехники предлагаемых инструментальных усилителей, связано с реализацией двух симметрично работающих входных дифференциальных каскадов, а также с введением дополнительных обратных связей, уменьшающих коэффициент передачи синфазного напряжения [5].

При решении целого класса практических задач симметричность входных дифференциальных каскадов определяет возможность параметрической оптимизации многих качественных показателей инструментальных устройств и СФ-блоков. Однако область параметрического компромисса определяется дополнительными структурными степенями свободы, снимающими ограничения на предельно реализуемые параметры. Одним из важнейших параметров входных каскадов является коэффициент передачи синфазного напряжения $K_{сн}$, который при реализуемом дифференциальном коэффициенте усиления K_d определяет коэффициент ослабления синфазного сигнала каскада по любому из i -х каналов:

$$K_{оссн_i}^{-1} = K_{сн_i} / K_{д_i} . \quad (3)$$

Как правило, $K_{оссн_i}$ минимизируется повышением дифференциального сопротивления источника тока R_0 . Однако в каскадах на биполярных транзисторах этот параметр ограничивается эффектом прямого прохождения (просачивания) входного синфазного напряжения через проходную проводимость (сопротивление коллекторного перехода), а в каскадах на полевых транзисторах через ёмкостный делитель, образованный проходной ёмкостью и ёмкостью нагрузки.

Предложенные в [6–8] цепи обратной связи (рис. 2) компенсируют выходное синфазное напряжение и не предполагают использование относительно высокой идентичности входных активных элементов (S_1, S_2).

Однако использование в симметричных каскадах динамических нагрузок [9] для увеличения коэффициента усиления исключает возможность применения компенсирующих контуров (рис. 3).

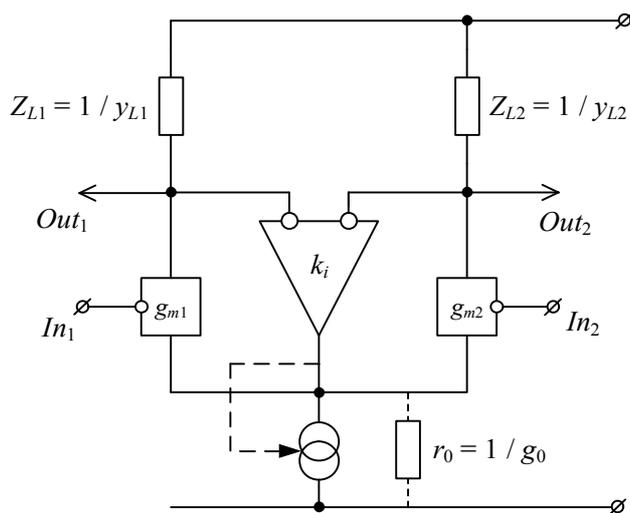


Рис. 2. Структура дифференциального каскада с компенсирующими контурами обратной связи

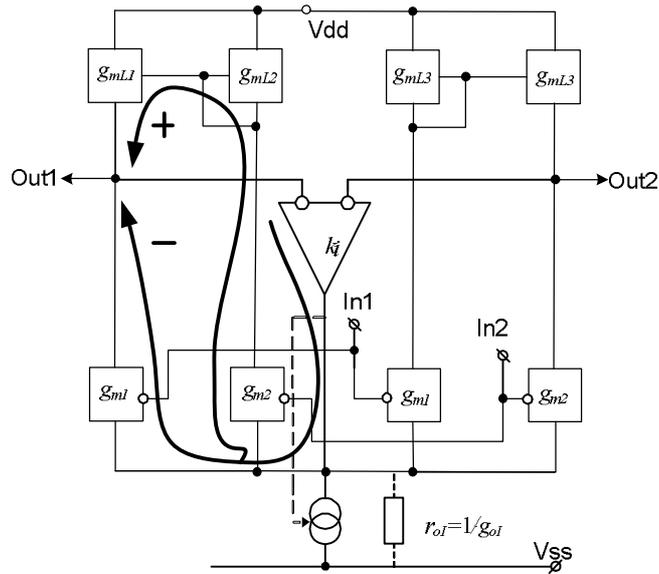


Рис. 3. Структура симметричных дифференциальных каскадов с динамическими нагрузками и компенсирующими контурами обратной связи рис. 2

Это объясняется тем, что согласование режимов работы основных активных элементов и их комплементарных пар посредством «токовых зеркал» изменяет структуру возвратных разностей характеристического полинома дифференциального каскада и не увеличивает $K_{\text{оссн}_i}$ (рис. 3).

Для увеличения $K_{\text{оссн}_i}$ в структуре симметричных каскадов с динамической нагрузкой необходимо сохранить вид соотношения, определяющего коэффициент ослабления синфазного напряжения i -го канала ($i=1,2$)

$$K_{\text{оссн}_i}^{-1} = -\frac{g_0(S_1 + S_2)^{-1} + (S_j R_j - S_i R_i) / S_1 S_2 R_1 R_2}{K_{g_1} k_1 + K_{g_2} k_2} \quad (4)$$

без передачи выходных (рис. 2) сигналов к неинвертирующим входам основных активных элементов (S_1, S_2). Решение такой задачи обеспечивается технологической возможностью реализации идентичных пар однотипных активных элементов в современных технологиях.

Как показано в [8], для минимизации коэффициента передачи синфазного сигнала необходима инверсная тождественная передача выходных сигналов каскада на неинвертирующие входы основных активных элементов. С точки зрения возвратного отношения и реализации выражения (4) это условие эквивалентно организации двух соприкасающихся контуров с отрицательным возвратным отношением непосредственно в структуре динамической нагрузки (рис. 4).

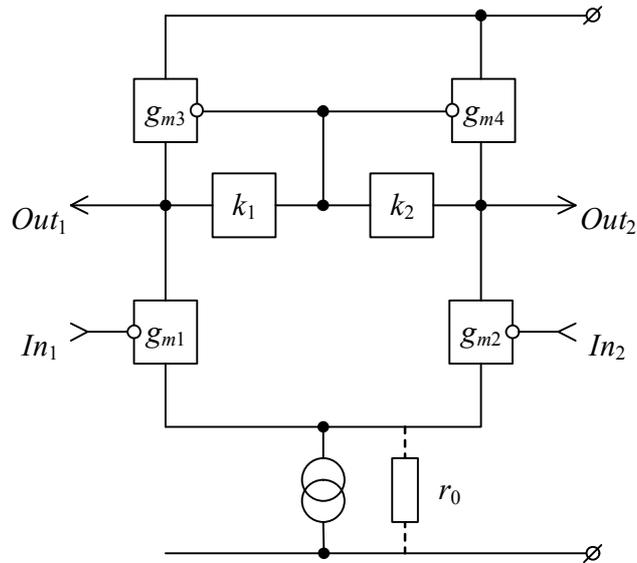


Рис. 4. Структура симметричного дифференциального каскада с динамической нагрузкой и компенсирующими контурами обратной связи

В приведённой структуре масштабные преобразователи k_1 и k_2 могут являться буферами и, в частности, истоковыми или эмиттерными повторителями. Рассматриваемая конфигурация характеризуется следующими основными параметрами, которые без потери строгости последующих выводов приведены для случая симметричности плеч $S_3 R_{H_1} k_1 \approx S_4 R_{H_2} k_2 = K_{\Pi}$.

$$K_{g_i} = S_i R_{H_i}, \quad (5)$$

$$K_{\text{оссн}_i}^{-1} = \frac{k_{\text{оссн}_i}^{-1}}{K_{\Pi}} + k_{\text{оссн}_i}^{-1} - k_{\text{оссн}_j}^{-1} \frac{K_{g_j}}{K_{g_i}}, \quad (6)$$

где R_{H_i} – эквивалентное сопротивление нагрузки i -го активного элемента,

$$k_{\text{оссн}_i}^{-1} \approx -\frac{1}{R_0(S_1 + S_2)} + \frac{h_{22_i}}{S_i} + \frac{S_j R_j - S_i R_i}{S_1 S_2 R_1 R_2}. \quad (7)$$

$k_{\text{оссн}_i}$ – коэффициент ослабления синфазного сигнала на i -м входе для случая простейшей нагрузки.

Приведённые соотношения показывают, что при сохранении дифференциального коэффициента усиления (R_{H_i} определяется с учётом реализации S_3 и S_4) действие показанных на рис. 4 контуров обратной связи увеличивает $K_{\text{оссн}_i}$, причём это свойство распространяется и на эффект прямого прохождения входного синфазного сигнала через проходную проводимость h_{22_i} . Действительно,

$$K_{\text{оссн}_i}^{-1} = \frac{k_{\text{оссн}_i}^{-1}}{K_{\Pi}} + \frac{S_j R_j - S_i R_i}{S_1 R_1 S_2 R_2} + \frac{h_{22_i} - h_{22_j}}{S_i} + \frac{S_i - S_j}{R_0 (S_1 + S_2) S_j}, (i = 1, 2) \quad (8)$$

и его минимизация требует только идентичности входных активных элементов S_1 и S_2 .

Предельные значения дифференциального коэффициента усиления (5) ограничивается влиянием динамических нагрузок на $R_{н_i}$. Для увеличения этого показателя в их структуре в качестве активных элементов S_3 и S_4 можно использовать каскады с дополнительными контурами компенсирующих обратных связей [6] или [7]. Конечно, в этом случае для минимизации неидентичности погрешности S_1 и S_2 ($\Theta_{S_1} - \Theta_{S_2}$) необходимо использовать дополнительные согласованные пары транзисторов.

Эффективность использования предлагаемой структуры дифференциального каскада определяется рядом параметрических ограничений, которые непосредственно определяют реализуемые значения R_0 источника тока, эффектом прямого прохождения входного сигнала через проходную проводимость h_{22_i} , технологическими погрешностями параметров активных элементов и т.п.

Симметричные дифференциальные каскады на базе радиационно-стойкой технологии АБМК_1_4

Полученные теоретические результаты обеспечивают решение ряда задач в рамках технологий с ограниченным компонентным базисом. В таблице 1 представлены результаты моделирования практических схем симметричных дифференциальных каскадов для технологического радиационно-стойкого процесса АБМК_1_4. В качестве базы сравнения использована схема 1, выполненная по классической структуре симметричного дифференциального каскада и содержащая компенсирующий контур в источнике тока $K_{\text{оссн}} = k_{\text{оссн}} = 89$ дБ [10].

Таблица 1

Результаты моделирования принципиальных схем дифференциального каскада

№ схемы	$K_{д}$, дБ	$K_{\text{оссн}}$, дБ	E_{Π} , В	I_0 , мА	Техпроцесс
1	23	89	±5	+1.06 / -0.55	АБМК 1,25 мкм n-p-n, JFET
2	9	99		+1.06 / -1	
3	16	134		+1.06 / -1	

ричных дифференциальных каскадов, что составляет основу для повышения качественных показателей входных цепей прецизионных микроэлектронных систем. Предложенный принцип организации динамической нагрузки (рис. 4) позволяет не только упростить структуру симметричного дифференциального каскада при сохранении его коэффициента усиления (5), но и увеличить ослабление входного синфазного напряжения схемы.

Мультидифференциальный операционный усилитель на АБМК_1_4

Предложенные принципы собственной компенсации можно использовать при схемотехническом проектировании схем мультидифференциальных ОУ. При разработке мультидифференциального ОУ на базе компонентов радиационно-стойкого аналогового биполярно-полевого БМК_1_4 [1] необходимо учитывать ограничения, накладываемые этой технологией на её компонентный базис. Это, в том числе, и небольшое количество стойких к проникающей радиации полевых PADJFet транзисторов, и значительное влияние дестабилизирующих факторов на параметры биполярных p-n-p транзисторов.

Так, в частности, количество высокостойких полевых PADJFet транзисторов на одном кристалле строго ограничено, поэтому при проектировании входных каскадов для мультидифференциальных ОУ входные транзисторные пары необходимо реализовывать на биполярных n-p-n транзисторах (ввиду низкой радиационной стойкости биполярных p-n-p транзисторов), так как это показано на рис. 7. Результаты моделирования этого каскада в среде PSpice представлены на рис. 8 и 9 и сведены в таблицу 2.

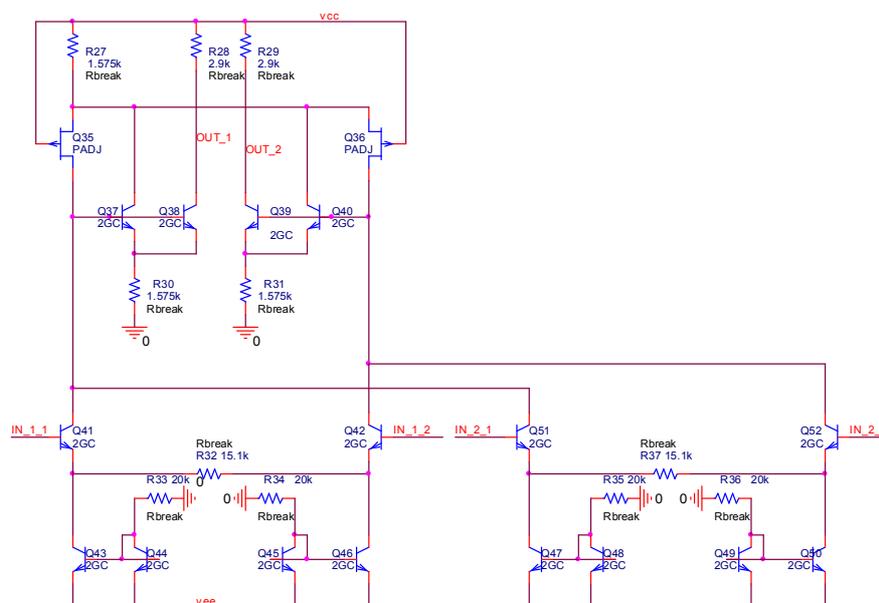


Рис. 7. Симметричный дифференциальный входной каскад для мультидифференциального ОУ на базе радиационно-стойких компонентов АБМК_1_4

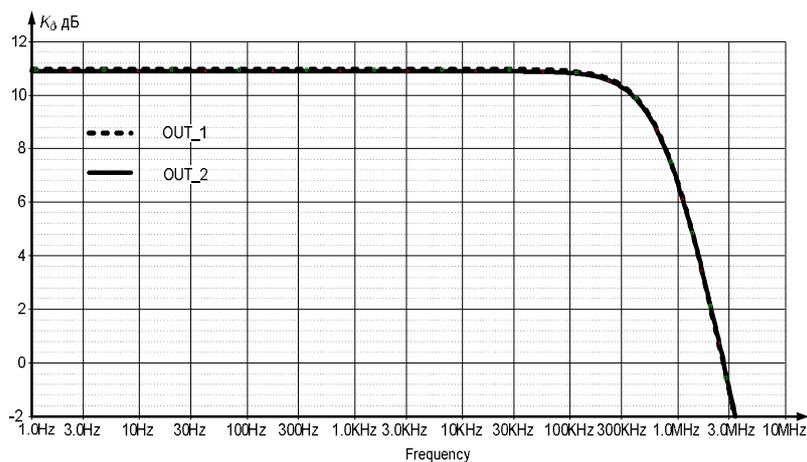


Рис. 8. Дифференциальный коэффициент усиления, реализуемый каскадом рис. 8

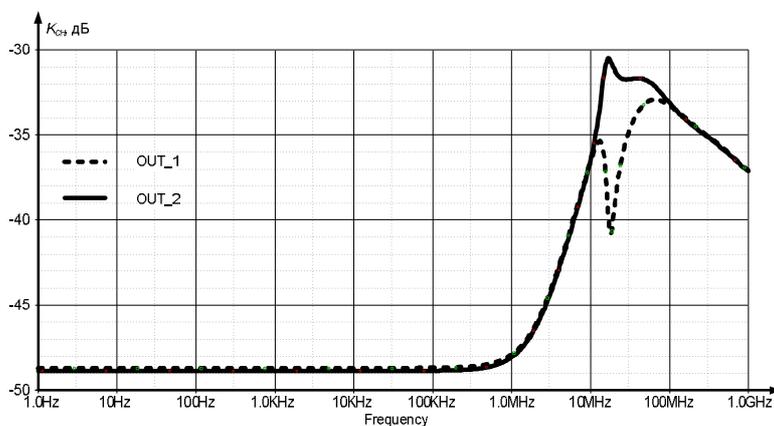


Рис. 9. Коэффициент передачи синфазного напряжения входного каскада рис. 8

Таблица 2

**Результаты моделирования принципиальных схем
дифференциального каскада**

Рисунок	Вход	Выход	K_d , дБ	$f_{гр_д}$, кГц	Вход	$K_{сн}$, дБ	$f_{гр_сн}$, МГц	I_0 , мА
7	IN_1_1	OUT_1	10,956	785	IN_1_1	-48,7	2,28	+2,72 / -1,78
	IN_2_1	OUT_2	10,902	785	IN_1_2	-48,8	2,28	
	IN_1_2	OUT_1	10,902	785	IN_2_1	-48,7	2,28	
	IN_2_2	OUT_2	10,956	785	IN_2_2	-48,8	2,28	
10	IN_1_1	OUT_1	30,753	1950	IN_1_1	14	-	- / -1,458
		OUT_2	29,409	1920		IN_1_2	8	
	IN_1_2	OUT_1	29,409	1920	IN_1_2		8	
		OUT_2	30,753	1950				
13	IN_1+	OUT	8,21	93000	IN_1+	-46,4	0,3	+3,608/ -4,077
	IN_2-		7,29	109000	IN_2-			

Таким образом, коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{оссн}$ во входном каскаде для мультидифференциального ОУ, согласно (3), составляет практически 60дБ. При этом наблюдается расширение диапазона рабочих частот при подаче синфазного сигнала с 115 кГц (рис. 5) до 785 кГц. При необходимости увеличения диапазона рабочих частот можно воспользоваться одним из схемотехнических приемов, изложенных в [11].

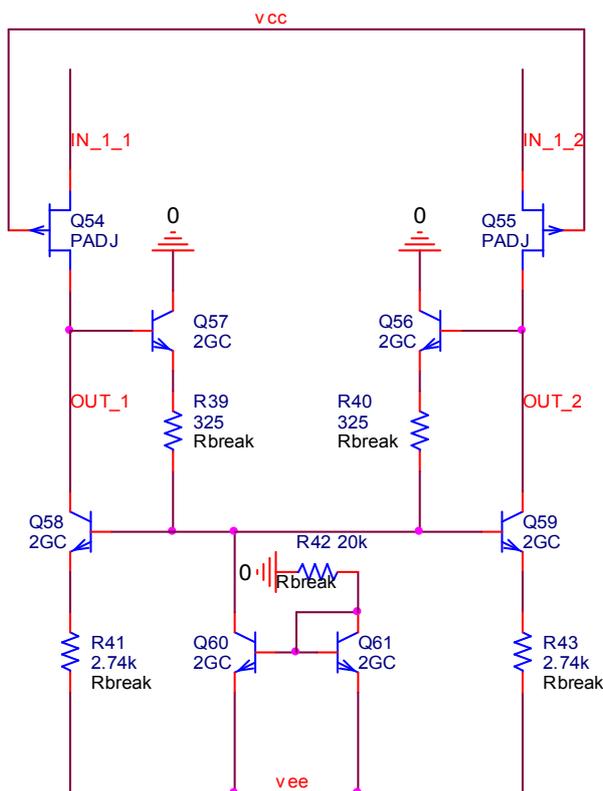


Рис. 10. Промежуточный каскад на базе радиационно-стойких компонентов АБМК_1_4

Реализация в структуре динамической нагрузки во входном каскаде для МОУ двухколлекторных транзисторов на базе Q37, Q38 и Q39, Q40 в качестве преобразователей напряжение-ток (ПНТ) позволяет использовать структуру промежуточного каскада, показанную на рис. 10. Здесь передача сигнала с выходов входного каскада осуществляется непосредственно в истоки полевых PADIJFet транзисторов Q54, Q55 промежуточного каскада. При этом режимы работы этих полевых транзисторов задаются соответственно резисторами R28, R29 и обеспечивают им необходимый уровень напряжения затвор-исток.

Результаты моделирования промежуточного каскада для мультидифференциального ОУ представлены на рис. 11 и 12 и сведены в таблицу 2.

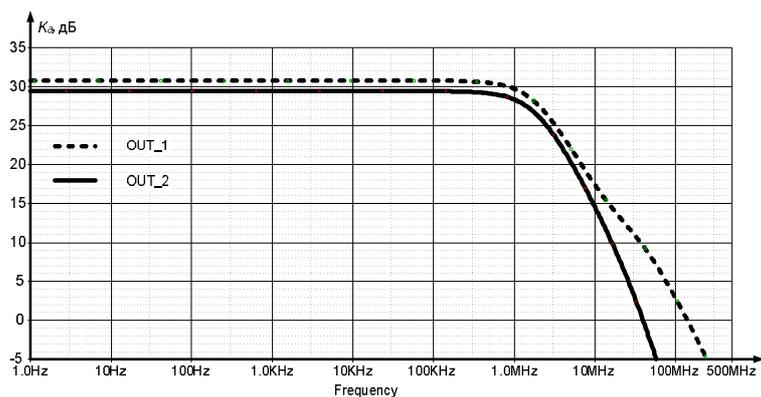


Рис. 11. Дифференциальный коэффициент усиления, реализуемый каскадом рис. 10

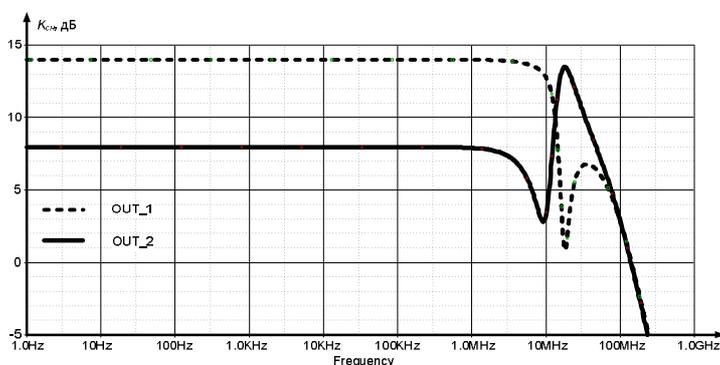


Рис. 12. Коэффициент передачи синфазного напряжения входного каскада рис. 10

Как видно из результатов моделирования, в частности рис. 12, проектирование каскадов, с учётом ограничения на компонентный базис радиационно-стойкого АБМК, приводит к тому, что коэффициент передачи синфазного сигнала промежуточного каскада составляет по одному каналу преобразования 14 дБ, по второму – 8 дБ. При этом без введения предложенных обратных связей коэффициент передачи синфазного сигнала составляет ~ 45 дБ. Кроме увеличения коэффициента ослабления синфазного сигнала происходит также увеличение дифференциального коэффициента усиления каскада. Разница в коэффициентах передачи синфазного сигнала относительно выходов промежуточного каскада объясняется несимметричностью режимов работы по плечам каскада, что в свою очередь объясняется также последующим подключением несимметричного выходного каскада, при замыкании общей обратной связи (рис. 13). Предложенная структура выходного каскада создана для стабилизации режимов работы под воздействием дестабилизирующих факторов и для увеличения линейности его проходных характеристик (рис. 16), которая построена для случая его автономной работы.

Результаты моделирования выходного каскада представлены на рис. 14–16 и сведены в таблицу 2.

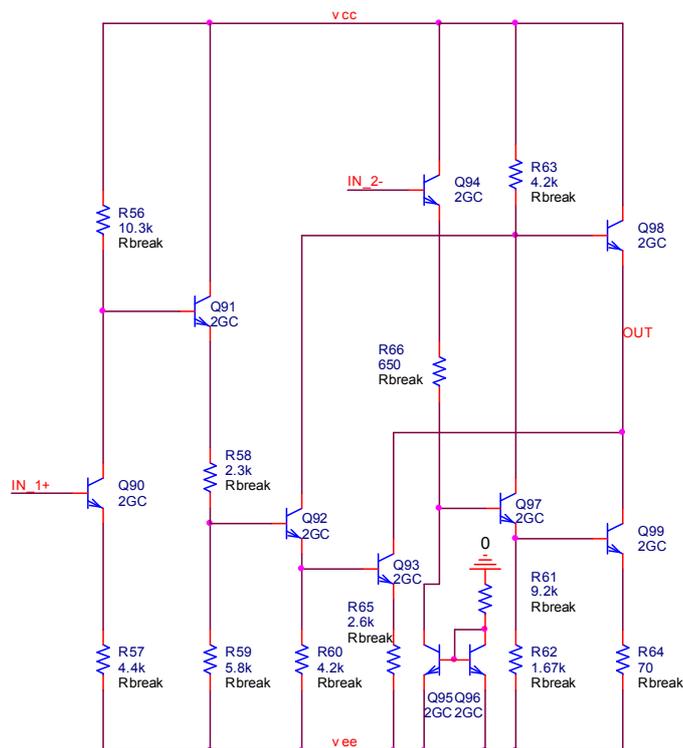


Рис. 13. Выходной каскад на базе радиационно-стойких компонентов АБМК_1_4

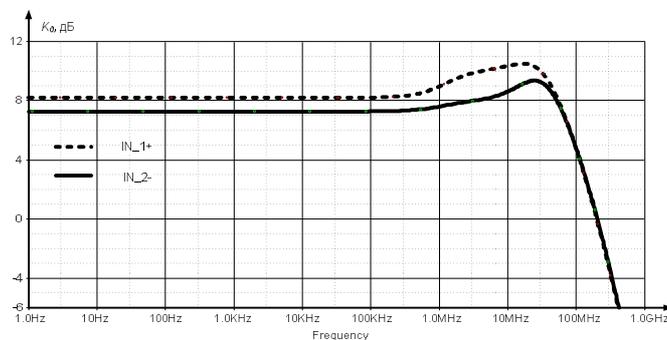


Рис. 14. Дифференциальный коэффициент усиления, реализуемый каскадом рис. 13

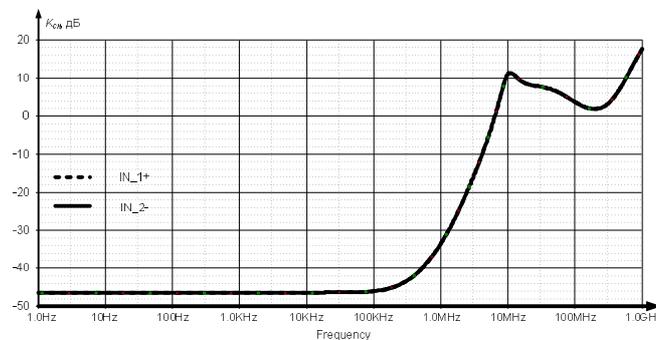


Рис. 15. Коэффициент передачи синфазного напряжения выходного каскада рис. 13

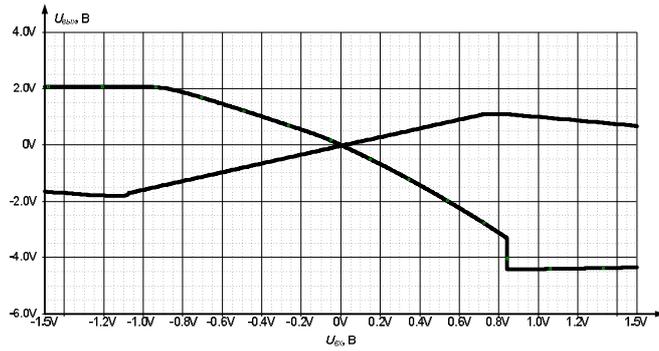


Рис. 16. Напряжения вход/выход выходного каскада рис. 13

Из результатов моделирования видно, что каскад обладает высоким коэффициентом ослабления синфазного сигнала 54 дБ, при дифференциальном коэффициенте передачи в 2,5 раза по каждому из каналов.

Отметим, что воздействие проникающей радиации и температуры приводит к изменению тока в выходной цепи усилителя, поэтому целесообразно указать минимальное сопротивление нагрузки R_n усилителя

$$R_{n\min} = \max \{ R_{n(D)}, R_{n(F_n)}, R_{n(T)} \}, \quad (9)$$

соответствует максимальному значению сопротивления нагрузки при воздействии различных вариантов дестабилизирующих факторов. Тогда минимальное сопротивление нагрузки усилителя $R_n = 2,9 \text{ кОм}$.

На рис. 17 показана общая принципиальная схема мультидифференциального ОУ в формате OrCad (PSpice) на базе рассмотренных каскадов (рис. 7, 10, 13).

Такая структура усилителя позволяет уменьшить число используемых полевых PnMOSFet транзисторов до 4. Результаты компьютерного моделирования:

- 1) разомкнутого мультидифференциального ОУ сведены в таблицу 3, демонстрация влияния дестабилизирующих факторов на статический коэффициент усиления (μ) показана на рис. 18;
- 2) мультидифференциального ОУ в режиме повторителя напряжения ($K_d = 1$) сведены в таблицу 4;
- 3) мультидифференциального ОУ в режиме инструментального усилителя ($K_d = 20$) сведены в таблицу 5.

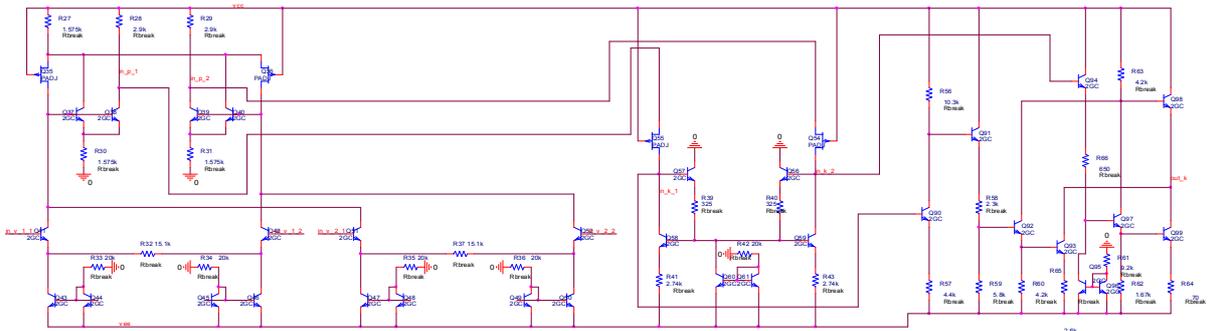


Рис. 17. Схема мультидифференциального ОУ на компонентах АБМК_1_4

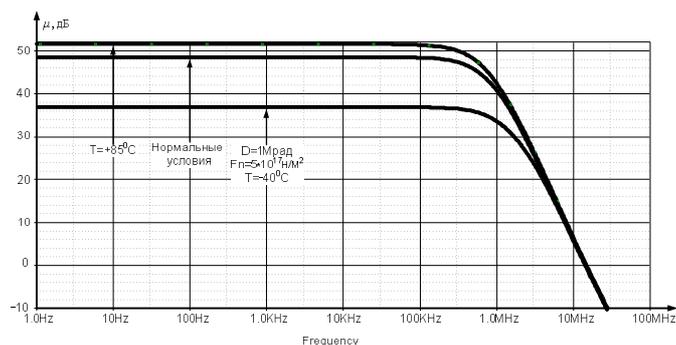


Рис. 18. Статический коэффициент усиления мультидифференциального ОУ

Таблица 3

Результаты моделирования МОУ

Воздействие	Параметры	
	μ , дБ	$f_{гр_ \mu}$, кГц
$F_n = 0, D = 0, T = +27^\circ\text{C}$	48,7	556
$D = 300$ крад	47,2	600
$D = 1$ Мрад	44,2	701
$T = -40^\circ\text{C}$	44,1	722
$T = +80^\circ\text{C}$	51,5	469
$F_n = 5 \cdot 17 \text{ н/м}^2$	45,6	669
$D = 1$ Мрад $F_n = 5 \cdot 17 \text{ н/м}^2$ $T = -40^\circ\text{C}$	36,8	1097
$D = 1$ Мрад $F_n = 5 \cdot 17 \text{ н/м}^2$ $T = +80^\circ\text{C}$	45,2	669

Таблица 4

Результаты моделирования повторителя напряжения

Воздействие	Параметры				
	K_d , мдБ	f_1 , МГц	$K_{сн}$, дБ	$f_{гр_ сн}$, кГц	$E_{см}$, мВ
$F_n = 0, D = 0, T = +27^\circ\text{C}$	-2,5667	9,22	-87	300	-1,803
$D = 300$ крад	-2,8324	9,35	-85	317	-2,175
$D = 1$ Мрад	-3,4969	9,35	-83	356	-3,150
$T = -40^\circ\text{C}$	-3,0339	9,75	-84	361	-2,925
$T = +80^\circ\text{C}$	-2,6439	8,83	-88	267	-1,423
$F_n = 5 \cdot 17 \text{ н/м}^2$	-3,2296	9,35	-84	326	-2,721
$D = 1$ Мрад $F_n = 5 \cdot 17 \text{ н/м}^2$ $T = -40^\circ\text{C}$	-6,6905	9,76	-77	475	-7,697
$D = 1$ Мрад $F_n = 5 \cdot 17 \text{ н/м}^2$ $T = +80^\circ\text{C}$	-4,0174	8,96	-83	326	-3,122

Примечание: μ – статический коэффициент усиления; $f_{гр_ \mu}$ – граничная частота μ ; f_1 – частота единичного усиления; $E_{см}$ – ЭДС смещения нуля усилителя.

Таблица 5

Параметры инструментального усилителя на одном МОУ ($K_d=20$ дБ)

Воздействие	Параметры				
	K_d , дБ	$f_{гр_d}$, МГц	$K_{сн}$, дБ	$f_{гр_сн}$, кГц	$U_{др}$, мВ
$F_n = 0, D = 0,$ $T = +27\text{ }^\circ\text{C}$	20,000	3,028	-67	430	9,8
$D = 300$ крад	19,999	3,208	-66	438	10
$D = 1$ Мрад	19,996	3,081	-63	461	9,1
$T = -40\text{ }^\circ\text{C}$	20,000	3,190	-64	461	9,1
$T = +80\text{ }^\circ\text{C}$	19,997	2,872	-68	416	8
$F_n = 5 \cdot 17\text{ н/м}^2$	19,997	3,081	-65	423	8,9
$D = 1$ Мрад $F_n = 5 \cdot 17\text{ н/м}^2$ $T = -40\text{ }^\circ\text{C}$	19,962	3,245	-58	538	-11
$D = 1$ Мрад $F_n = 5 \cdot 17\text{ н/м}^2$ $T = +80\text{ }^\circ\text{C}$	19,975	2,925	-63	423	8

Как это видно из представленных результатов моделирования разомкнутого мультидифференциального ОУ, статический коэффициент усиления изменяет своё значение под воздействием гаммы дестабилизирующих факторов от 51,5 до 36,8 дБ, при этом граничная частота увеличивает своё значение в 2 раза.

Результаты моделирования МОУ в режиме повторителя напряжения показывают, что использование предложенных принципов собственной компенсации позволяет получить коэффициент ослабления синфазного напряжения при различных вариантах воздействия дестабилизирующих факторов 80 дБ, при этом ЭДС смещения нуля изменяется от -1,4 до -7,7 мВ. Таким образом, дальнейшие усилия по схемотехнической оптимизации схемы необходимо направить на уменьшение напряжения смещения нуля инструментального усилителя.

Радиационно-стойкий инструментальный усилитель

Для уменьшения напряжения дрейфа нуля необходимо использовать результаты работы [12].

Применение структуры инструментального усилителя на двух мультидифференциальных операционных усилителях (рис. 19) позволяет не только минимизировать напряжение дрейфа нуля усилителя, но увеличить достижимый коэффициент ослабления синфазного сигнала.

Таблица 6

Параметры инструментального усилителя на двух МОУ ($K_d = 20\text{дБ}$)

Воздействие	Параметры				
	K_d , дБ	$f_{гр_д}$, МГц	$K_{сн}$, дБ	$f_{гр_сн}$, кГц	$U_{др}$, мкВ
$D = 300$ крад	20,002	1,540	-145 -120	26 226	6,4
$D = 1$ Мрад	20,003	1,542	-142 -120	29 211	7,8
$T = -40$ °С	20,005	1,568	-135 -120	45 177	11,5
$T = +80$ °С	20,007	1,624	-129 -120	81 180	9,4
$F_n = 5 \cdot 17$ н/м ²	19,998	1,463	-153 -120	11 221	5,4
$D = 1$ Мрад $F_n = 5 \cdot 17$ н/м ² $T = -40$ °С	20,004	1,542	-136 -120	45 186	9,7
$D = 1$ Мрад $F_n = 5 \cdot 17$ н/м ² $T = +80$ °С	20,006	1,652	-111	147	26,9
$D = 300$ крад	20,001	1,515	-135 -120	40 156	13,0

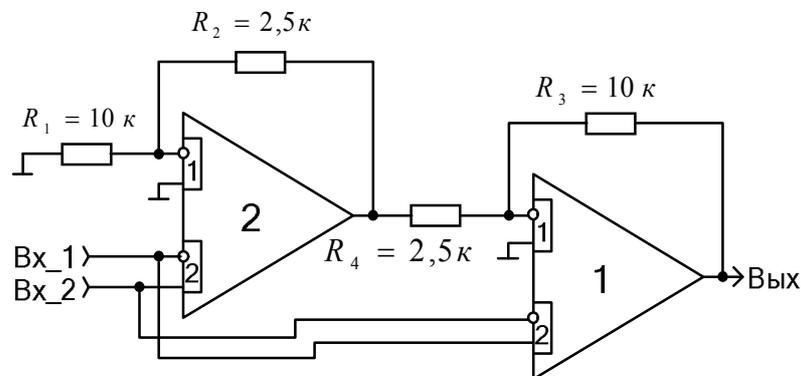


Рис. 19. Принципиальная схема ИУ с низким дрейфом нуля при $K_d = 20\text{дБ}$

Результаты компьютерного моделирования этой принципиальной схемы при воздействии аналогичных дестабилизирующих факторов сведены в таблицу 6. Демонстрация влияния указанных факторов на дифференциальный коэффициент усиления K_d и коэффициент передачи синфазного напряжения $K_{сн}$ показаны рис. 20 и 21 соответственно.

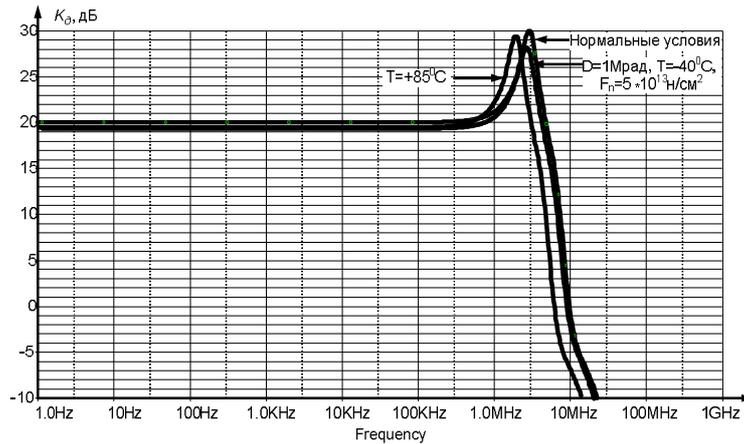


Рис. 20. Дифференциальный коэффициент усиления K_d

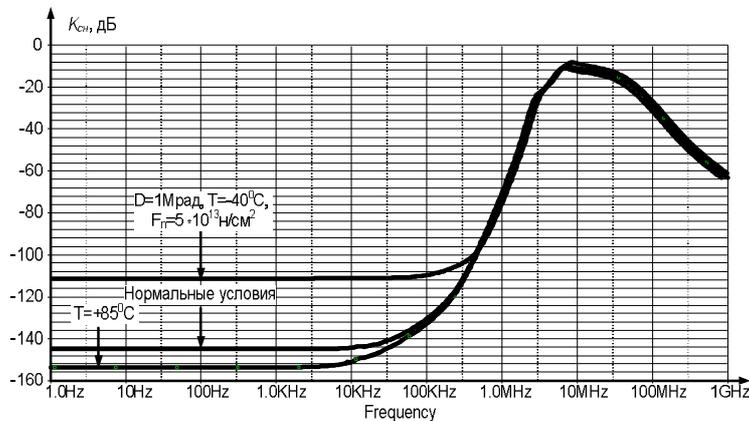


Рис. 21. Коэффициент передачи синфазного напряжения $K_{сн}$

Представленные результаты моделирования показывают, что предложенный инструментальный усилитель на двух МОУ (рис. 19) имеет более высокие качественные показатели в условиях воздействия радиации и температуры (табл. 6) по сравнению с аналогом на одном МОУ (табл. 5):

- напряжение дрейфа нуля $U_{др}$ предложенного усилителя в худшем случае составляет 26,9 мкВ, у аналога – $U_{др} \approx \pm 10$ мВ;

- коэффициент передачи синфазного сигнала составляет -111 дБ, у аналога – $K_{сн} = -58$ дБ;

- дифференциальный коэффициент усиления изменяет своё значение не более чем на $\pm 0,03$ %, у аналога – $\delta_{K_d} = \pm 0,19$ %;

- максимальный уровень выходного сигнала схемы составляет +1,6 В.

Выводы

Повышение стабильности работы радиационно-стойких инструментальных усилителей в условиях воздействия гаммы дестабилизирующих факторов требует применения дополнительных схемотехнических решений, направленных на увеличение его качественных показателей и мини-

мизацию паразитных параметров. Так, применение дополнительных контуров обратных связей для уменьшения коэффициента передачи синфазного сигнала в симметричных дифференциальных каскадах с активной динамической нагрузкой возможно непосредственно в её структуре, что позволяет не только повысить предельно достижимый коэффициент ослабления синфазного сигнала, но и увеличить его стабильность при радиационном воздействии (табл. 6). Уменьшение напряжения дрейфа нуля инструментального усилителя в тех же условиях (табл. 6) возможно оптимизацией устройства на основе применения структуры ИУ на двух мультидифференциальных ОУ (рис. 19).

Статья подготовлена по проекту № 8.374.2014/К Госзадания Минобрнауки РФ на 2014–2016 гг.

Список литературы

1. Дворников О.В., Чеховский В.А. Аналоговый биполярно-полевой БМК с расширенными функциональными возможностями // Chip News. – 1999. – № 2. – С. 21–23.
2. Каталог разработок Российско-Белорусского центра аналоговой микросхемотехники / Н.Н. Прокопенко [и др.]. – Шахты: Изд-во ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – 479 с.
3. Paul L. Buggy Patent No.: US 2010/0259323 A1. Variable gain instrumentation amplifier. Date of Patent: Oct. 14, 2010.
4. Титов А.Е. Двухканальные прецизионные инструментальные усилители для радиационно-стойких систем на кристалле // Изв. ЮФУ. Технические науки. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. – С. 64–70.
5. Крутчинский С.Г., Нефедова А.В. Структурная оптимизация дифференциальных каскадов // Известия ЮФУ. Технические науки, 2008. – № 7. – С. 41–48.
6. Krutchinsky S.G., Titov A.E., Tsibin M.S. Structural optimization of differential stage operational amplifiers // International Conference on Signal and Electronic System (ICSES'10). Poland: Institute of Electronics, Silesian University of technology, 2010. – P. 253–257.
7. Krutchinsky S.G., Titov A.E., Svizev G.A. Symmetrical Differential Stages on CMOS Transistors with Circuits of Self-Compensation and Cancellation // Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2012). – Kharkov, Ukraine, 2012. – P. 241–244.
8. Krutchinsky S.G., Titov A.E. and Tsybin M.S. Common-mode signal minimization in differential stage // Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium 2010, St. Petersburg, Russia, September, 2010. – P. 222–226.
9. Абрамов И.И., Дворников О.В. Проектирование аналоговых микросхем для прецизионных измерительных систем. – Минск: Акад. упр. при Президенте Респ. Беларусь, 2006. – 286 с.

10. Входные каскады дифференциальных и мультидифференциальных операционных усилителей с высоким ослаблением синфазного напряжения / С.Г. Крутччинский, А.Е. Титов, М.С. Цыбин // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных схем – 2010: сб. тр. / под общ. ред. акад. РАН А.Л. Стемпковского, 2010. – С. 537–543.

11. Входные дифференциальные каскады с расширенным диапазоном рабочих частот / А.Е. Титов, М.С. Цыбин // VII Междунар. науч.-практ. семинар «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники». В 2 ч. – Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – Ч. 2. – С. 78–94.

12. Крутччинский С.Г., Титов А.Е. Особенность синтеза и оптимизации инструментальных усилителей на базе мультидифференциальных ОУ / см. настоящий сборник.

[В начало к содержанию](#)

УДК 621.372.51

А.Е. Титов, В.В. Соловьев, И.А. Днепровский, А.А. Логинов

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ИЗМЕНЕНИЯ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИНАМИЧЕСКИХ НАГРУЗОК С ОС ПО ТОКУ

Аннотация: Рассматривается применение в динамических нагрузках дополнительных обратных связей по току для уменьшения влияния изменения малосигнальных параметров активных элементов при воздействии дестабилизирующих факторов космического пространства. Исследовано влияние этого изменения на основные характеристики динамических нагрузок. Проведено моделирование в среде MathCad.

Ключевые слова: Динамические нагрузки, собственная и взаимная компенсация, параметрическая чувствительность, компенсирующие контуры обратных связей.

Введение

В [1] показано, что воздействие дестабилизирующих факторов космического пространства, а именно ионизирующего излучения (суммарной дозы радиационного излучения D и потока нейтронов F_n) и температуры на компоненты радиационно-стойкой технологии, в частности аналогового биполярно-полевого базового матричного кристалла АБМК (НПО «Интеграл», г. Минск), приводит к различному уровню изменения малосигнальных дифференциальных параметров его активных элементов – полевых р-канальных транзисторов и биполярных n-p-n и p-n-p транзисторов. В силу особенностей технологической и топологической компоновки этих активных элементов относительные изменения, характерные для p-n-p тран-

зисторов, под воздействием дестабилизирующих факторов значительно больше, причём изменение статического коэффициента передачи тока базы h_{21} от указанных факторов показывает, что использовать этот активный элемент в режиме усиления практически невозможно [2]. Таким образом, использование р-п-р транзисторов в схемотехнике усилительных каскадов ограничивается либо повторителями напряжения (ПН), либо динамическими нагрузками (ДН). Однако даже в этом случае возникает ряд специфических проблем, уменьшающих эффективность многих схемотехнических решений. В этой связи возникает необходимость совершенствования методов собственной компенсации [3], направленных на уменьшение влияния выходной проводимости р-п-р транзистора на коэффициент усиления и граничную частоту каскадов.

Применение ОС по току в динамической нагрузке

Предложенный в [4] принцип собственной компенсации влияния выходной проводимости $h_{22об}$ в динамических нагрузках на качественные показатели каскада характеризуется введением в их структуру дополнительной компенсирующей обратной связи по току, образующей регенеративный контур (рис. 1).

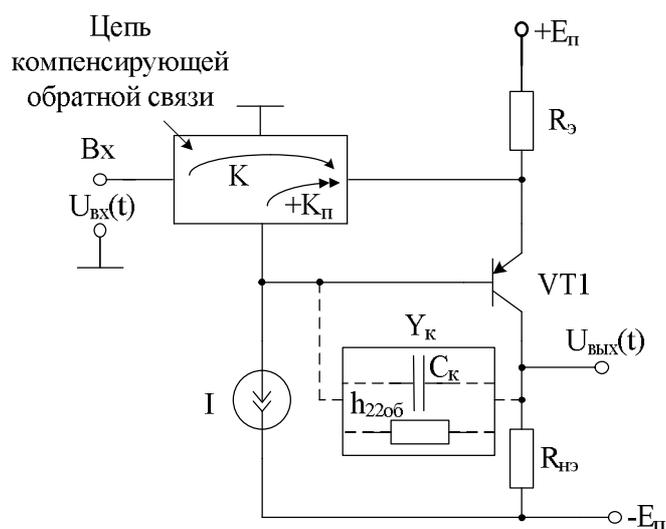


Рис. 1. Структура каскада с собственной компенсацией

Как видно из рис. 1, для этого в структуру каскада вводится дополнительный усилитель тока $K_{п}$. Здесь Y_k – комплексная проводимость коллекторной цепи биполярного р-п-р транзистора $VT1$.

Анализ структуры показывает, что её передаточная функция, аналогично [3], определяется следующим соотношением:

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

где $\Delta\Phi(p)$ – приращение передаточной функции $\Phi(p)$, вызванное влиянием C_k и h_{22o6} ; $K_0(p)$ – передаточная функция каскада без учёта влияния выходной проводимости h_{22o6} .

Тогда для схемы на рис. 1 приращение передаточной функции $\Delta\Phi(p)$ определяется соотношением:

$$\Delta\Phi(p) = - \frac{\left[(pC_k + h_{22o2}) \frac{(r_3 + r_6)}{\alpha} \right] K_{o6} (1 - K_{\Pi}) K_{o6}}{1 + pC_k \frac{(r_3 + r_6)}{\alpha} (1 - K_{\Pi}) + h_{22o2} \frac{(r_3 + r_6)}{\alpha} (1 - K_{\Pi})}, \quad (2)$$

где r_3 – дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода; r_6 – объёмное сопротивление области базы; α – статический коэффициент передачи эмиттерного тока; K_{Π} – коэффициент передачи введенного усилителя тока.

Как видно из соотношений (1), (2), использование этого принципа приводит к уменьшению влияния h_{22o6} на коэффициент передачи каскада в $(1 - K_{\Pi})$ раз, а при $K_{\Pi} = 1$ наблюдается полная компенсация влияния выходной проводимости и минимизация параметрической чувствительности:

$$S_{h_{22o6}}^K = - \frac{h_{22o6} K_{o6} (1 - K_{\Pi}) (r_3 + r_6) / \alpha}{1 + h_{22o6} K_{o6} (1 - K_{\Pi}) (r_3 + r_6) / \alpha}. \quad (3)$$

Введение рассматриваемой цепи обратной связи расширяет и частотный диапазон схемы. Из (2) можно определить граничную частоту $f_{гр}$ рассматриваемого каскада:

$$f_{гр} = \frac{\alpha}{C_k (r_3 + r_6) (1 - K_{\Pi})}. \quad (4)$$

Практическая реализация контура собственной компенсации в динамической нагрузке связана с применением дополнительного транзистора противоположного типа проводимости в качестве усилителя тока. При этом «датчиком» изменения выходной проводимости транзистора является изменение тока цепи коллектора i_k . На рис. 2 приведён пример такой реализации в каскаде с динамической нагрузкой.

Здесь в структуру каскада с динамической нагрузкой на p-n-p транзисторах введён дополнительный усилитель тока на n-p-n транзисторе VT6, образующий контур собственной компенсации ($Y_k (h_{22o6}^3) \rightarrow$ эмиттер VT6 \rightarrow коллектор VT6 \rightarrow эмиттер VT3 \rightarrow коллектор VT3), уменьшающий влияние выходной проводимости h_{22o6} и C_k цепи

коллектора транзистора VT3. Анализ схемы показывает, что выходное сопротивление динамической нагрузки, определяющее реализуемый дифференциальный коэффициент передачи каскада, определяется соотношением:

$$R_{\text{вых}} \approx \left[\frac{(R_{\text{э}} + r_{\text{эп}})(1 + h_{21\text{оэ}}^n)h_{21\text{оэ}}^p}{R_{\text{э}} + h_{21\text{оэ}}^n r_{\text{эн}} + R_{\text{д}}} + \frac{R_{\text{э}} + h_{21\text{оэ}}^n r_{\text{эн}} + R_{\text{д}}}{R_{\text{э}} + h_{21\text{оэ}}^n r_{\text{эн}} + R_{\text{д}}} \right] \cdot \frac{1}{h_{22\text{оэ}}^p}, \quad (5)$$

где h_{ij}^k и $r_{\text{э}k}$ – малосигнальные дифференциальные параметры и дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода транзистора с проводимостью k типа (p – p-n-p, n – n-p-n); $R_{\text{д}}$ – эквивалентное сопротивление диодов VT1 и VT2.

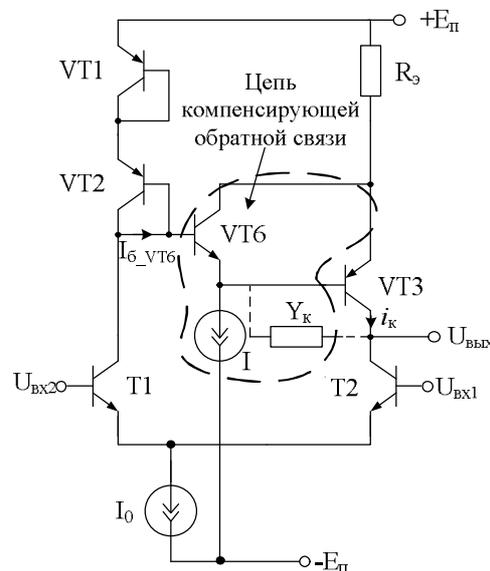


Рис. 2. Усилительный каскад с обратной связью по току в ДН

Как видно из (5), введение контура собственной компенсации (рис. 2) позволяет увеличить выходное сопротивление динамической нагрузки и компенсировать изменение выходной проводимости p-n-p транзистора под воздействием дестабилизирующих факторов. При этом стабильность действия цепи обратной связи определяется статическим коэффициентом передачи тока введенного в динамическую нагрузку усилителя. Действительно,

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{R_{\text{э}}\beta + R_{\text{э}}/(1 + \beta) + \alpha r_{\text{эн}} + R_{\text{д}}/(1 + \beta)}{R_{\text{э}}/(1 + \beta) + \alpha r_{\text{эн}} + R_{\text{д}}/(1 + \beta)} \cdot \frac{1}{h_{22\text{оэ}}^p}, \quad (6)$$

при этом в предельном случае ($\beta \rightarrow \infty$), увеличение выходного сопротивления динамической нагрузки и, следовательно, коэффициента

передачи каскада определяется стабильностью α усилителя тока и величиной его r_3 : $R_{\text{ВЫХ}} \approx R_3 / (\alpha r_3 h_{2206}^p)$.

Кроме этого, введение указанного n-p-n транзистора позволяет увеличить идентичность режимов коллекторных токов Т1 и Т2. Это объясняется уменьшением величины тока I_{6_VT6} , за счёт более низкой зависимости статического коэффициента передачи тока базы α введённого n-p-n транзистора (рис. 2).

Применение ОС по току в динамической нагрузке

Как показывает практика, наибольшее снижение $R_{\text{ВЫХ}}$ динамической нагрузки происходит при температурном воздействии и суммарной накопленной дозе радиационного излучения более 300 кРад, потоке нейтронов до $\leq 1 \cdot 10^{13}$ н/см². На рис. 3 приведены результаты моделирования $R_{\text{ВЫХ}}$ динамической нагрузки с цепью собственной компенсации влияния h_{2206} (рис. 2) в нормальных условиях и при влиянии указанных дестабилизирующих факторов (дополнительный индекс «d»), где $R_{\text{И}}$ – сопротивление источника (генератора) со стороны входа динамической нагрузки.

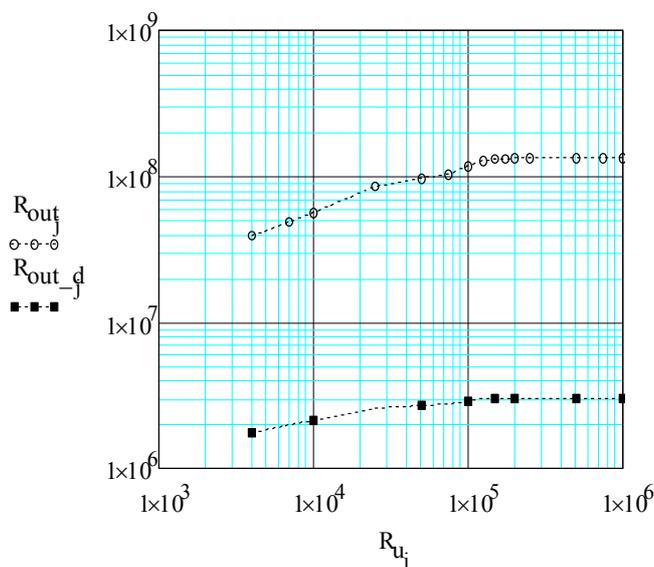


Рис. 3. Выходное сопротивление динамической нагрузки $R_{\text{ВЫХ}}$

На рис. 3 изменения выходного сопротивления $R_{\text{ВЫХ}}$ динамической нагрузки связаны с изменением задаваемого значения эмиттерного сопротивления R_3 (6). Действительно, как видно из рис. 4, где приведены графические результаты зависимости $R_{\text{ВЫХ}}$ как от $R_{\text{И}}$ источника, так и от R_3 , изменение последнего приводит к значительному изменению выходного сопротивления динамической нагрузки.

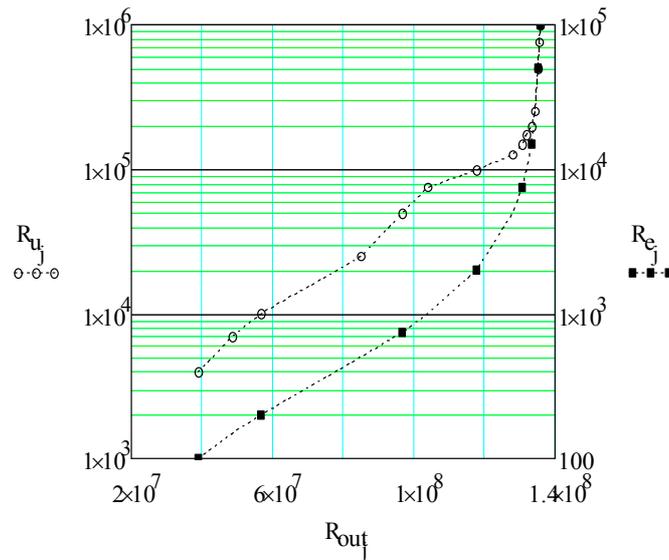


Рис. 4. Зависимость $R_{ВЫХ}$ от сопротивлений источника $R_{И}$ и $R_{Э}$

При $R_{Э} = 1$ кОм, результаты моделирования выходного сопротивления $R_{ВЫХ}$ динамической нагрузки в нормальных условиях функционирования и при воздействии дестабилизирующих факторов (суммарная доза поглощённой радиации до < 500 кРад, поток нейтронов до $\leq 1 \cdot 10^{13}$ н/см², температура минус 400С (индекс «d_I») и плюс 850С (индекс «d_II»)) представлены на рис. 5. А на рис. 6 приведена зависимость $R_{ВЫХ}$ от эквивалентного сопротивления диодов $R_{Д}$ VT1 и VT2 (рис. 2).

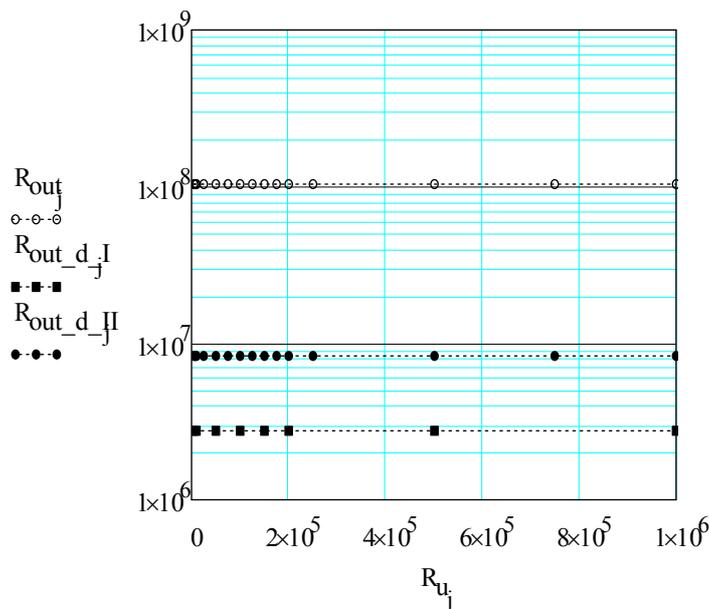


Рис. 5. Выходное сопротивление динамической нагрузки $R_{ВЫХ}$

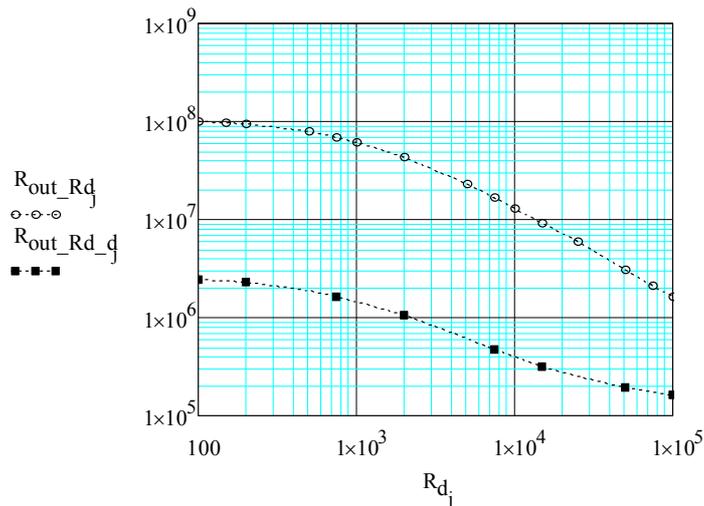


Рис. 6. Зависимость $R_{\text{вых}}$ от эквивалентного сопротивления $R_{\text{д}}$

Как видно из полученных результатов, динамическая нагрузка, представленная на рис. 2, обладает высоким выходным сопротивлением $R_{\text{вых}}$, даже в случае жёсткого воздействия дестабилизирующих факторов, за счёт применения в её структуре принципа собственной компенсации влияния $h_{22\text{об}}$. При этом схемотехническое и технологическое проектирование динамической нагрузки на рис. 2 зависит от реализуемых сопротивлений $R_{\text{э}}$ (рис. 4) и $R_{\text{д}}$ (рис. 6), а также режимного влияния дополнительно вводимого контура положительной обратной связи.

Выводы

Моделирование каскада с компенсацией влияния $h_{22\text{об}}$ в структуре динамической нагрузки, представленной на рисунке 2, возможно только в рамках применения общей обратной связи. Это связано с введением в структуру динамической нагрузки контура положительной обратной связи и значительным изменением идентичности режимов работы в процессе функционирования схемы. Это обстоятельство и определяет область применения приведённой цепи собственной компенсации в динамических нагрузках. Так, использование нескольких контуров компенсации во входных симметричных каскадах позволяет повысить качественные показатели схемы и избежать неидентичности режимов (например, при увеличении коэффициента ослабления синфазного сигнала $K_{\text{оссн}}$) во входных симметричных дифференциальных каскадах [5–8].

Список литературы

1. Комплексный подход к проектированию радиационно-стойких аналоговых микросхем. Ч. 2. Базовые схемотехнические решения АБМК 1_3 / О.В. Дворников // Проблемы разработки перспективных микро- и

наноэлектронных систем – 2010: сб. тр. IV Всерос. науч.-техн. конф. / под общ. ред. акад. РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2010. – С. 283–288. – ISSN 2078-7707.

2. Компьютерное моделирование основных динамических параметров и статических характеристик транзисторов аналогового базового матричного кристалла АБМК_1_4 в условиях температурных и радиационных воздействий / А.Е. Титов, О.В. Дворников, С.Г. Крутччинский, И.В. Пахомов // Сб. тр. МНПС «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники». – Шахты: ИСОиП (филиал) ДГТУ, 2013. – Ч. 1. – С. 257–260. – ISBN 978-5-93834-865-3.

3. Крутччинский С.Г. Структурный синтез в аналоговой микросхемотехнике: моногр. – Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – 260 с. – ISBN 978-5-93834-516-4.

4. Особенности схемотехнического проектирования радиационно-стойких ИС на АБМК / С.Г. Крутччинский, А.Е. Титов // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных схем – 2012: сб. тр. / под общ. ред. акад. РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2012. – С. 274–279. – ISSN 2078-7707.

5. Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В. Архитектура и схемотехника дифференциальных усилителей с повышенным ослаблением синфазных сигналов: моногр. – Шахты: Изд-во ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2008. – 329 с. – ISBN 978-5-93834-326-9.

6. Входные каскады дифференциальных и мультидифференциальных операционных усилителей с высоким ослаблением синфазного напряжения / С.Г. Крутччинский, А.Е. Титов, М.С. Цыбин // Сб. тр. МНПС «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники». – Шахты: ИСОиП (филиал) ДГТУ, 2013. – Ч. 1. – С. 364–370. – ISBN 978-5-93834-865-3.

7. Входные дифференциальные каскады с расширенным диапазоном рабочих частот / М.С. Цыбин, А.Е. Титов // Сб. тр. МНПС «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники». – Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – Ч. 2. – С. 78–94. – ISBN 978-5-93834-522-5.

8. Входные каскады мультидифференциальных операционных усилителей / М.С. Цыбин, А.Е. Титов // Сб. тр. МНПС «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники». – Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – Ч. 2. – С. 58–78. – ISBN 978-5-93834-522-5.

[В начало к содержанию](#)

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ИЗМЕНЕНИЯ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИНАМИЧЕСКИХ НАГРУЗОК С ОС ПО НАПРЯЖЕНИЮ

Аннотация: Рассматривается применение в динамических нагрузках дополнительных обратных связей по напряжению для уменьшения влияния изменения малосигнальных параметров активных элементов при воздействии дестабилизирующих факторов космического пространства. Исследовано влияние этого изменения на основные характеристики динамических нагрузок. Проведено моделирование в среде MathCad.

Ключевые слова: Динамические нагрузки, собственная и взаимная компенсация, параметрическая чувствительность, компенсирующие контуры обратных связей.

Введение

Создание радиационно-стойких интегральных схем (ИС) и сложно-функциональных блоков (СФ-блоков) микроэлектронных систем в корпусе (СвК) требует применения радиационно-стойкой технологии.

Как с экономической, так и с технической точек зрения такие СФ-блоки в виде полупроводниковых кристаллов целесообразно ориентировать на технику соответствующих аналоговых базовых матричных кристаллов (АБМК), среди которых детальную апробацию прошёл биполярно-полевой АБМК_1_3 [1]. Однако, как показывает практика, использование лишь радиационно-стойкой технологии АБМК не позволяет обеспечить бесперебойную работу устройств в условиях ионизирующего излучения (ИИ) в силу существенного изменения малосигнальных дифференциальных параметров компонентов АБМК, что в конечном итоге определяет основные метрологические характеристики устройств РЭА. При этом большей стабильностью характеризуются n-p-n, p-Jfet и PADJ транзисторы, а наименьшей – p-n-p транзисторы [2].

В этой связи становится актуальной задача уменьшения влияния изменения малосигнальных дифференциальных параметров биполярных p-n-p транзисторов на реализуемые характеристики интегральных схем и сложно-функциональных блоков микроэлектронных систем в корпусе на этапе схемотехнического проектирования различных узлов ИС, в частности динамических нагрузок усилительных каскадов.

Поставленная задача требует внедрения более эффективных схемотехнических решений с применением принципов собственной компенсации влияния малосигнальных параметров транзисторов на качественные показатели базовых узлов аналоговых интегральных схем [3].

Применение ОС по току в динамической нагрузке

Функциональным эквивалентом рассмотренной в [4] цепи собственной компенсации влияния выходной проводимости $h_{22об}$ в динамических нагрузках на качественные показатели каскада является компенсирующая цепь, приведённая на рис. 1. Указанная цепь собственной компенсации характеризуется введением компенсирующей обратной связи (ОС) по напряжению во входной цепи р-п-р или п-р-п транзистора.

Введение такого контура ОС позволяет компенсировать изменение тока выходной цепи активного элемента, вызванное влиянием $h_{22оэ}$.

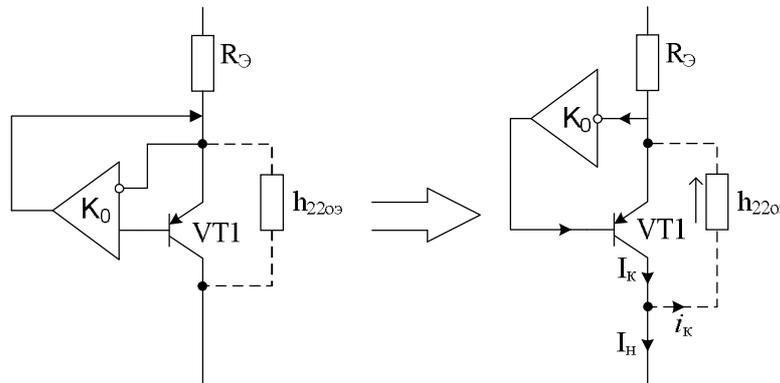


Рис. 1. Цепь собственной компенсации с инвертирующим усилителем во входной цепи р-п-р транзистора

На рис. 2 (а) показан вариант реализации указанной цепи в усилительном каскаде с динамической нагрузкой.

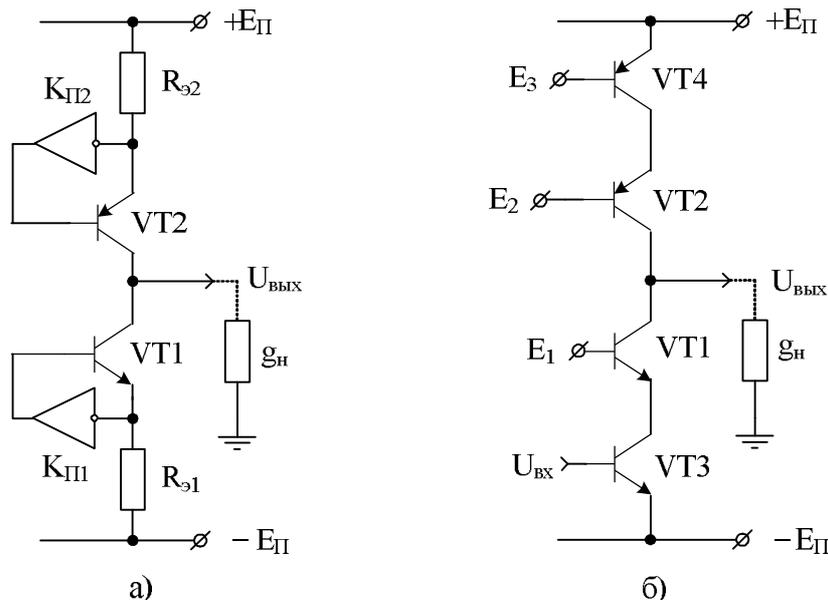


Рис. 2. Цепи собственной компенсации в динамической нагрузке

Коэффициент передачи такого каскада определяется соотношением:

$$K = \frac{S_1}{g_H + \frac{h_{220э}^1}{1 + R_{э1}(h_{220э}^1 + S_1(1 + K_{П1}))} + \frac{h_{220э}^2}{1 + R_{э2}(h_{220э}^2 + S_2(1 + K_{П2}))}}, \quad (1)$$

где h_{ij}^k , $R_{эk}$, S_k – малосигнальные параметры, сопротивление цепи эмиттера и крутизна k -го транзистора соответственно; l – номер входного транзистора.

Как видно из (1), введение дополнительных инвертирующих усилителей обеспечивает минимизацию влияния изменения выходной проводимости.

Отметим, что при отсутствии данных усилителей влияние изменения $h_{220э}$ уменьшается за счёт величины сопротивлений эмиттера $R_{э1}$ и $R_{э2}$. Тогда при использовании вместо указанных сопротивлений в эмиттерной цепи VT1 и VT2 аналогичных транзисторов (рис. 2 (б)) и идентичности полученных транзисторных пар

$$K \approx \frac{S_3}{g_H + h_{220э}^1 h_{220э}^3 / S_1 + h_{220э}^2 h_{220э}^4 / S_2} = \frac{S_3}{Y_{НЭ}}, \quad (2)$$

при условии, что $h_{21}/(h_{11}h_{22}) \gg 1$, где $h_{21}/(h_{11}h_{22})$ формально является статическим коэффициентом усиления (μ) транзистора. Таким образом, происходит уменьшение выходной проводимости на величину μ транзисторных пар (свойство каскада), что приводит к повышению достижимого коэффициента усиления каскада. Кроме этого, в соответствии с [5], на эту же величину происходит и уменьшение параметрических чувствительностей к изменению $h_{220э}$

$$\begin{aligned} S_{h_{220э}^1}^K &= S_{h_{220э}^3}^K = -\frac{h_{220э}^1 h_{220э}^3}{S_1 Y_{НЭ}} \approx -\frac{K}{\mu_1 \mu_3}, \quad S_{S_3}^K = 1, \\ S_{h_{220э}^2}^K &= S_{h_{220э}^4}^K \approx \frac{K}{\mu_2 \mu_4}, \quad S_{S_1}^K = -S_{h_{220э}^1}^K, \\ S_{g_H}^K &= -\frac{g_H}{Y_{НЭ}} = -\frac{K g_H}{S_3}, \quad S_{S_2}^K = -S_{h_{220э}^2}^K. \end{aligned} \quad (3)$$

Последующее их уменьшение связано с введением дополнительных контуров собственной компенсации (рис. 2 (а)), тогда

$$S_{h_{220э}^1}^K = -S_{R_{э1}}^K = -\frac{h_{220э}^1 / (1 + h_{220э}^1 R_{э1})}{Y_{НЭ} (1 + S_1 R_{П1} (1 + K_{П1}))}, \quad (4)$$

$$S_{h_{22o3}^2}^K = -S_{R_{\text{э}2}}^K = -\frac{h_{22o3}^2 / (1 + h_{22o3}^2 R_{\text{э}2})}{Y_{\text{нэ}} (1 + S_2 R_{\text{П}2} (1 + K_{\text{П}2}))},$$

$$S_{S_1}^K = -S_{h_{22}^1}^K \frac{S_1 (1 + K_{\text{П}1}) h_{22o3}^1 / (1 + h_{22o3}^1 R_{\text{э}1})}{1 + S_1 R_{\text{П}1} (1 + K_{\text{П}1})},$$

$$S_{S_2}^K = -S_{h_{22}^2}^K \frac{S_2 (1 + K_{\text{П}2}) h_{22o3}^2 / (1 + h_{22o3}^2 R_{\text{э}2})}{1 + S_2 R_{\text{П}2} (1 + K_{\text{П}2})},$$

$$S_{K_{\text{П}1}}^K = S_{S_1}^K \frac{K_{\text{П}1}}{(1 + K_{\text{П}1})}, \quad S_{K_{\text{П}2}}^K = S_{S_2}^K \frac{K_{\text{П}2}}{(1 + K_{\text{П}2})},$$

где $R_{\text{П}1} = (1/h_{22o3}^1) \parallel R_{\text{э}1}$, $R_{\text{П}2} = (1/h_{22o3}^2) \parallel R_{\text{э}2}$.

Как видно из соотношений (4), уменьшение чувствительностей достигается увеличением эмиттерных сопротивлений VT1 и VT2 за счёт введения однотипных транзисторов VT3 и VT4 (рис. 3).

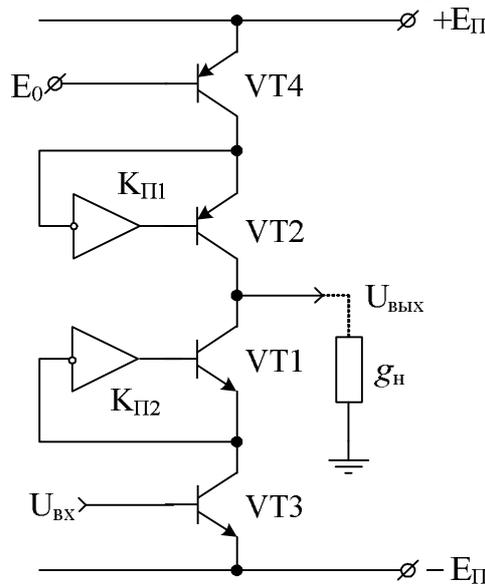


Рис. 3. Пример реализации дополнительных цепей компенсации

Здесь за счёт VT3 и VT4

$$S_1 (1 + K_{\text{П}1}) / h_{22o3}^1 \parallel 1/h_{22}^3 \gg 1, \quad (5)$$

$$S_2 (1 + K_{\text{П}2}) / h_{22o3}^2 \parallel 1/h_{22}^4 \gg 1$$

и достижимый коэффициент передачи каскада определяется μ введённых транзисторов

$$K \approx \frac{S_3}{g_H + h_{220э}^1 h_{220э}^3 / S_1 (1 + K_{П1}) + h_{220э}^2 h_{220э}^4 / S_2 (1 + K_{П2})} \quad (6)$$

Также происходит минимизация чувствительностей (4)

$$S_{h_{220э}^1}^K = S_{h_{220э}^3}^K = -S_{S_1}^K = -\frac{h_{220э}^1 h_{220э}^3}{S_1 (1 + K_{П1})} \approx S_{K_{П1}}^K, \quad (7)$$

$$S_{h_{220э}^2}^K = S_{h_{220э}^4}^K = -S_{S_2}^K = -\frac{h_{220э}^2 h_{220э}^4}{S_2 (1 + K_{П2})} \approx S_{K_{П2}}^K.$$

В этом случае схемотехническая реализация инвертирующих усилителей $K_{П1}$ и $K_{П2}$ обеспечивает равенство вкладов малосигнальных дифференциальных параметров биполярных транзисторов разных типов проводимости и определяет предельно реализуемый коэффициент передачи каскада с ДН.

Кроме того, введение рассматриваемых контуров компенсации позволяет ослабить влияние проходной ёмкости $C_{кэ}$ биполярных транзисторов. Так как для каскадов с ДН передаточная функция $\Phi(p)$ описывается соотношением [5]

$$\Phi(p) = K / (1 + pK\tau + p^2 Ka_2), \quad (8)$$

где τ – эквивалентная постоянная времени каскада; a_2 – коэффициент характеристического полинома. При этом если рассматриваемые контуры отсутствуют, то

$$\tau = S_i \sum_{k=1}^i C_{кэk}, \quad a_2 = 0, \quad (9)$$

где $S_i = \beta_i / h_{110э}^i$ – крутизна i -го транзистора; $C_{кэi} = C_{ки} (1 + h_{210э}^i)$ – проходная ёмкость i -го транзистора. Для каскада на рис. 3 τ определяется

$$\tau = \frac{1}{S_3} \left[\frac{C_{кэ1} h_{220э}^3 + C_{кэ3} h_{220э}^1}{S_1 (1 + K_{П1})} + \frac{C_{кэ2} h_{220э}^4 + C_{кэ4} h_{220э}^2}{S_2 (1 + K_{П2})} \right], \quad (10)$$

$$a_2 = \frac{1}{S_3} \left[\frac{C_{кэ1} C_{кэ3}}{S_1 (1 + K_{П1})} + \frac{C_{кэ2} C_{кэ4}}{S_2 (1 + K_{П2})} \right]. \quad (11)$$

Переходя к C_K , получим

$$\tau \approx \frac{1}{S_3} \left[\frac{C_{K1} h_{22o3}^3 + C_{K3} h_{22o3}^1}{h_{11o3}^1 (1 + K_{П1})} + \frac{C_{K2} h_{22o3}^4 + C_{K4} h_{22o3}^2}{h_{11o3}^2 (1 + K_{П2})} \right], \quad (12)$$

$$a_2 \approx \frac{C_{K1} C_{K3}}{(1 + K_{П1})} + \frac{C_{K2} C_{K4} S_4}{(1 + K_{П2})}. \quad (13)$$

Для каскада на рис. 2 (б) в (10) – (13) $K_{П1} = K_{П2} = 0$.

Таким образом, аналогично случаю с h_{22o3} , происходит ослабление влияния C_{K3} . Влияние увеличения порядка передаточной функции ((10), (11)) при введении дополнительных контуров собственной компенсации с инвертирующим усилителем $K_{П}$ ослабляется за счёт уменьшения старшего коэффициента характеристического полинома (13), что и определяет эффективность указанной цепи собственной компенсации.

Динамическая нагрузка на трёх р-п-р транзисторах

Динамическая нагрузка на трёх р-п-р транзисторах, известная как «динамическая нагрузка Уилсона» [6], представляет собой сочетание обычного «токавого зеркала» на вертикальных биполярных р-п-р транзисторах и дополнительного р-п-р транзистора, обеспечивающего введение дополнительного контура обратной связи (рис. 4). Этот контур представляет собой цепь собственной компенсации влияния h_{22o3} и C_{K3} с коэффициентом передачи инвертирующего усилителя $K_{П}$ на биполярном р-п-р транзисторе VT1 и увеличивает предельно достижимое выходное сопротивление ДН $R_{ВЫХ}$.

Функционирование динамической нагрузки, представленной на рис. 4, в некотором температурном диапазоне и в условиях воздействия высокоэнергетического потока нейтронов, суммарной дозы поглощённой радиации приводит к существенному изменению малосигнальных дифференциальных параметров транзисторов. Детальный анализ этого измене-

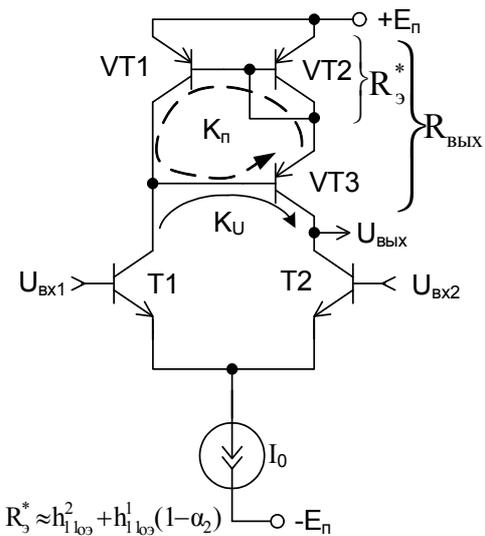


Рис. 4. Каскад с ДН Уилсона

ния при различных сочетаниях указанных дестабилизирующих факторов выполнен в [7]. В качестве анализируемых параметров транзистора выбрана система малосигнальных дифференциальных h -параметров. Применение полученных результатов моделирования на адекватных Spice-моделях компонентов для анализа изменения основных показателей динамической нагрузки требует построения некоторой математической модели такой динамической нагрузки. Упрощённая матмодель исследуемой схемы может быть получена, в частности, с помощью широко известных матричных методов [8].

Использование метода «узловых напряжений» [8] при анализе схемы позволяет получить математическую модель динамической нагрузки и её основные характеристики, выраженные через малосигнальные дифференциальные h -параметры биполярных транзисторов. При этом для упрощения вычислений воспользуемся соотношением

$$h_{12oэ} \approx r_э h_{22oэ}, \quad (14)$$

так как $h_{12oэ} = r_э / [r_э + r_k(1 - h_{21oб})]$ и $h_{22oэ} = 1 / [r_э + r_k(1 - h_{21oб})]$ [8], при условии

$$r_k(1 - h_{21oб}) \gg r_э. \quad (15)$$

Как показал проведённый анализ при моделировании полученной матмодели, данное приближение существенно не влияет на конечный результат. При этом на практике для большего упрощения конечных формул полагается

$$h_{11oэ} \approx r_э h_{21oэ}, \quad (16)$$

что следует из $h_{11oэ} = r_б + r_э r_k / [r_э + r_k(1 - h_{21oб})]$, с учётом перехода от $h_{21oб}$ к $h_{21oэ}$ и приведённого выше условия (15) получается соотношение

$$h_{11oэ} \approx r_б + r_э(1 + h_{21oэ}), \quad (17)$$

которое является исходным для (16), при $h_{21oэ} \gg 1$ и $r_э h_{21oэ} \gg r_б$. Перемножения малых величин $h_{22}^i h_{22}^j$ и $h_{12}^i h_{22}^j$ также можно не учитывать.

Таким образом, коэффициент передачи по напряжению K_U , входное сопротивление $R_{вх}$ и выходное сопротивление $R_{вых}$ динамической нагрузки (рис. 4), для варианта схемы с ОЭ (общий эмиттер) определяются следующими соотношениями:

$$K_U = - \frac{R_H \cdot [h_{21}(h_{21} + 2) - h_{12}(2h_{21} + 1)]}{A + R_H B}, \quad (18)$$

$$R_{вх} = \frac{A + R_H B}{C + R_H D}, \quad (19)$$

$$R_{вых} = \frac{A + R_H C}{B + R_H D}, \quad (20)$$

где $A = (2h_{21}^2 + 5h_{21} + 3)r_e$ – свободный член числителей $R_{вх}$, $R_{вых}$ и знаменателя K_U ; $B = h_{12}(2h_{21} + 3)$ – член при сопротивлении нагрузки R_H в числителе $R_{вх}$ и знаменателе K_U , соответственно, а также свободный член в знаменателе $R_{вых}$; $C = h_{21}(h_{21} + 2) + h_{12}(4h_{21} + 3) + 2$ – свободный член в знаменателе $R_{вх}$ и член при сопротивлении источника $R_{и}$ в числителе $R_{вых}$; $D = h_{22}[2(h_{21} + 1)]$ – член при сопротивлениях нагрузки R_H и источника $R_{и}$ в знаменателе $R_{вх}$ и числителе $R_{вых}$, соответственно.

Исследование влияния изменения h -параметров биполярных транзисторов под воздействием дестабилизирующих факторов космического пространства на основные характеристики ДН (18) – (20) проводилось в среде MathCad. На рис. 5–7 приведены графические результаты численного моделирования ДН (рис. 4).

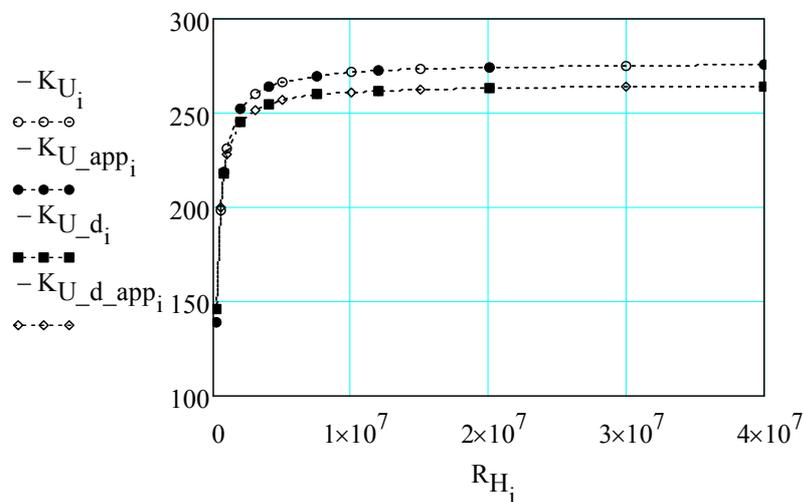


Рис. 5. Коэффициент усиления нагрузки K_U

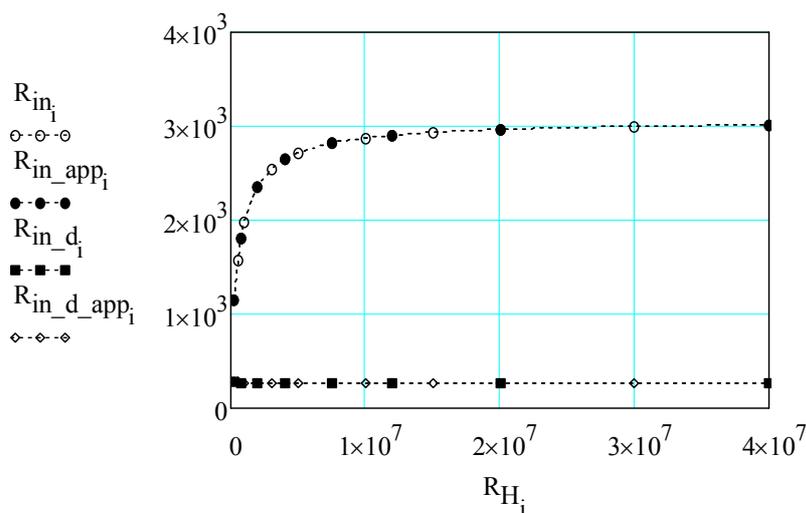


Рис. 6. Входное сопротивление нагрузки $R_{вх}$

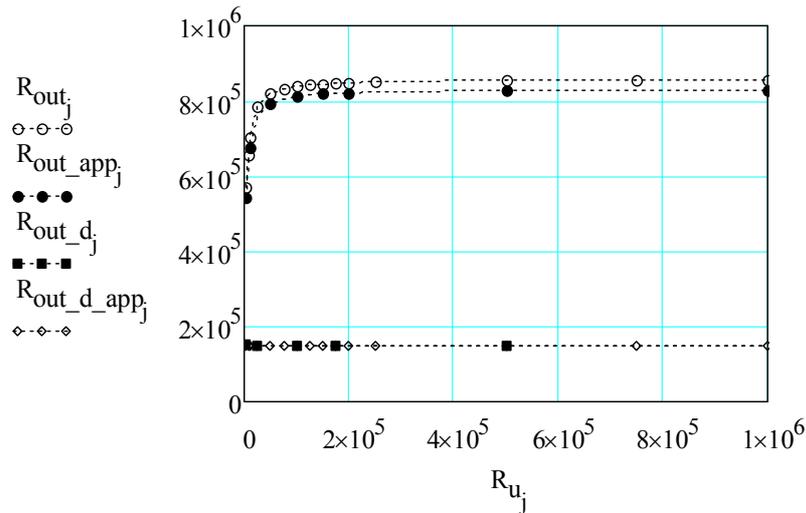


Рис. 7. Выходное сопротивление нагрузки $R_{\text{ВЫХ}}$

Здесь представлены изменения качественных показателей в зависимости от сопротивлений нагрузки и источника на выходе и входе динамической нагрузки соответственно. Индекс «app» обозначает приближение, значения h -параметров выбраны для случая, когда воздействие дестабилизирующих факторов отсутствует, а температура плюс 27°C . Добавочный индекс «d» обозначает, что значения h -параметров взяты для случая, когда доза поглощённой радиации составляет 1 Мрад, высокоэнергетический поток нейтронов $5 \cdot 10^{13} \text{ н/см}^2$, температура минус 40°C .

Анализ результатов моделирования матмоделей динамических нагрузок и схем каскадов в среде PSpice показывает, что при использовании структуры параллельного баланса каскада, коэффициент усиления динамической нагрузки K_U не является доминирующим, а основным качественным показателем динамической нагрузки является её выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}}$, определяющее предельный коэффициент усиления всего каскада:

$$\begin{aligned}
 K_{U0} &= S_{\text{э}} \cdot R_{\text{ВЫХ}} \parallel (1/h_{22\text{Oэ}}^{T2}) = \\
 &= \frac{\alpha_{T2}}{h_{11\text{об}}^{T2} + R_{\text{э}T2}} \cdot \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + R_{\text{ВЫХ}} \cdot h_{22\text{Oэ}}^{T2}}, \quad (21)
 \end{aligned}$$

где $S_{\text{э}}$ – эквивалентная крутизна; h_{ij}^{Tk} , $R_{\text{э}Tk}$, α_{Tk} – h_{ij} эмиттерное сопротивление, коэффициент передачи тока эмиттера в схеме с общей базой k -го входного n - p - n транзистора соответственно. Из соотношения (21) видно, что

$$K_{U0} \propto \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + R_{\text{ВЫХ}} \cdot h_{22}^{T2}}, \quad (22)$$

тогда

$$\lim_{R_{\text{ВЫХ}} \rightarrow \infty} \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{1 + R_{\text{ВЫХ}} \cdot h_{22}^{T2}} \cdot \alpha_{T2} = \frac{\alpha_{T2}}{h_{22}^{T2}}. \quad (23)$$

Поэтому некоторым пределом эффективного увеличения $R_{\text{ВЫХ}}$ любой ДН для структуры каскада на рис. 4 является соблюдение условия

$$R_{\text{ВЫХ}} \approx (3 \div 5) \frac{\alpha}{h_{22}^{T2}}. \quad (24)$$

Оценим изменение α / h_{22} n-p-n транзистора под воздействием дестабилизирующих факторов. Так, на рис. 8 приведены графики изменения α / h_{22} в нормальных условиях (температура плюс 27 °С) (добавочный индекс «normal»), при воздействии ионизирующего излучения и температуры (D до 500 крэд, F_n до $1 \cdot 10^{13}$ нейтрон/см² и T до минус 40 °С) (добавочный индекс «ion»), при температурном воздействии до плюс 85 °С (добавочный индекс «temp»).

Сравнение результатов на рис. 8 и 7 показывает, что в нормальных условиях выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}}$ сопоставимо с α_2 / h_{22}^{T2} при значении тока базы n-p-n транзистора I_{bT2} до 2 мкА, соответствующего значению коллекторного тока p-n-p транзисторов в динамической нагрузке (рис. 4), а при воздействии дестабилизирующих факторов $R_{\text{ВЫХ}}$ становится значительно меньше, чем α_2 / h_{22}^{T2} . Поэтому для повышения коэффициента усиления (21) необходимо дальнейшее увеличение $R_{\text{ВЫХ}}$ в рамках соблюдения соотношения (24) и стабилизация этого параметра в условиях воздействия ДФ.

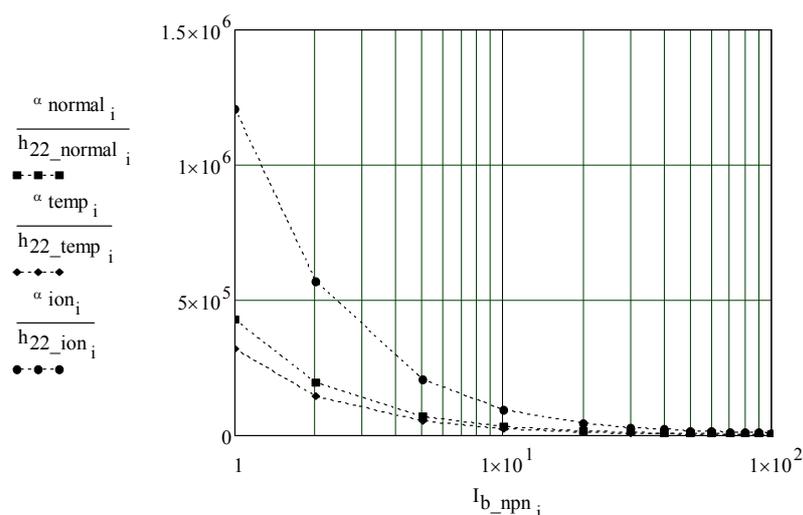


Рис. 8. Изменение α / h_{22} под воздействием ДФ для n-p-n транзисторов

Дальнейшие способы повышения значения $R_{\text{ВЫХ}}$ обуславливаются следующим соотношением, описывающим нахождение выходного сопротивления для биполярного транзистора в схеме ОЭ (в частности VT3, рис. 4), при условии $R_{\text{и}} \rightarrow \infty$ и $R_{\text{к}} \rightarrow \infty$

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{h_{22}} \cdot \frac{R_{\text{э}}(1 + h_{21} + R_{\text{б}}h_{22} + h_{11}h_{22}) + R_{\text{б}} + h_{11}}{R_{\text{э}} + R_{\text{б}} + h_{11}}. \quad (25)$$

Как видно из (25), увеличение $R_{\text{ВЫХ}}$ динамической нагрузки возможно повышением предельного значения $R_{\text{э}}$ VT3 или уменьшением его базового сопротивления $R_{\text{б}}$.

Динамическая нагрузка на четырёх р-п-р транзисторах

Динамическая нагрузка на четырёх р-п-р транзисторах или «двойной Уилсон» представляет собой сочетание динамической нагрузки на биполярных р-п-р транзисторах, представленной на рис. 4, и дополнительного транзистора VT4 того же типа проводимости.

Этот транзистор обеспечивает введение дополнительного контура обратной связи с усилителем напряжения на VT4, что позволяет увеличить предельное значение эмиттерного сопротивления $R_{\text{э}}$ VT3 (рис. 9) по сравнению со схемой на рис. 4.

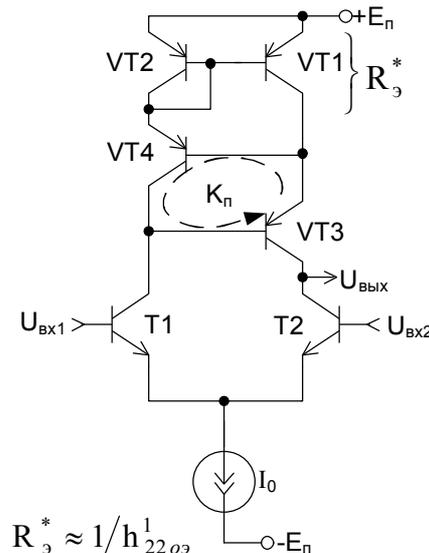


Рис. 9. Каскад с динамической нагрузкой «двойной Уилсон»

Тогда, с учётом указанных выше ограничений, коэффициент передачи по напряжению K_U , входное сопротивление $R_{\text{ВХ}}$ и выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}}$ ДН для схемы с ОЭ определяются как

$$K_U = - \frac{R_{\text{н}} \cdot [h_{21}^4 \cdot a + h_{22}^1 h_{21}^4 b_1 + h_{22}^2 h_{21}^4 \psi_{12} + h_{22}^3 h_{21}^4 h_{21}^1 \psi_{23} - h_{22}^4 b_1 - h_{12}^1 h_{21}^4 a_1 - h_{12}^2 h_{21}^4 \psi_1^2 - h_{12}^3 h_{21}^4 a]}{A + R_{\text{н}} B}, \quad (26)$$

$$R_{\text{BX}} = \frac{b + h_1^4 a + h_{22}^1 h_1^4 b_1 + h_{22}^2 g + h_{22}^3 g + h_{22}^4 [h_1^4 b_1 + d + a + h_{22}^1 b_1 + h_{22}^2 f + h_{22}^3 (e + \xi) + R_{\text{H}}(b_1 + h_1^4 a)] - h_{12}^1 h_1^4 a_1 - h_{12}^2 e - h_{12}^3 c - h_{12}^4 (b + R_{\text{H}} h_1^4 a)}{h_{22}^4 (b_1 + R_{\text{H}} k) - h_{12}^1 (a_1 + h_{21}^3 \psi_2^4) - h_{12}^2 d_1 - h_{12}^3 (a + d)}$$

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{(3h_{21}^2 + 7h_{21} + 5 - 2h_{21} h_{12} - 7h_{12}) h_{21} r_9 + R_u h_{22} [2(h_{21}^2 + 2h_{21} + 1) - h_{12} (3h_{21} + 4)] + R_u [h_{21} (h_{21}^2 + 4h_{21} + 4) + h_{12} (2h_{21} (h_{21} + 1) - 4) + 2] + h_{12} h_{21} (2h_{21} + 3)}$$

где $a = h_{11}^2 + h_{21}^1 \psi_2^3 + \psi_1^2$, $a_1 = h_{11}^2 + h_{21}^1 \psi_2^3 + h_{21}^1 \psi_3^2$, $b = \psi_1^4 (\psi_2^3 + \psi_3^2) + h_{11}^3 \psi_2^4$,
 $c = \psi_1^4 \psi_2^4$, $e = \psi_1^2 (\psi_3^4 + h_{11}^4)$, $b_1 = h_{11}^1 (\psi_2^3 + \psi_3^2) + \psi_{23}$,
 $d = h_{21}^3 \psi_2^4 + \psi_1^4 h_{21}^3 (1 + h_{21}^2)$, $d = \psi_1^2 + \psi_1^4 h_{21}^3 (1 + h_{21}^2)$, $k^* = \psi_1^2 + \psi_1^2$,
 $k_1^* = \psi_1^3 (1 + h_{21}^2)$, $e^* = \psi_1^2 (h_{11}^3 + h_{11}^4)$, $g_1 = \psi_{12} (h_{11}^3 + h_{11}^4)$, $g_2 = \psi_{34} (\psi_1^2 + h_{11}^2)$,
 $\xi = h_{11}^2 (\psi_4^1 + \psi_3^1 + h_{11}^3 h_{21}^4)$, $k = \psi_2^3 (1 + h_{21}^1) + \psi_1^3 (1 + h_{21}^2)$, $g_1^* = k^* (h_{11}^3 + h_{11}^4)$,
 $f = \psi_{12} + \psi_1^4 h_{11}^2 h_{21}^3$, $g = \psi_{124} + \psi_{12} \psi_3^4$.

При этом в (26)–(27) h_{ij}^k верхний индекс k обозначает номер транзистора в схеме динамической нагрузки на рис. 9, а в (28) индекс k – степень.

На рис. 10–12 представлены графические результаты моделирования модели ДН на рис. 9 в нормальных условиях (температура плюс 27 °С) и при воздействии ИИ (доза поглощённой радиации составляет до 500 крад, высокоэнергетический поток нейтронов до $1 \cdot 10^{13}$ нейтрон/см², температура до минус 40 °С) (индекс «d»).

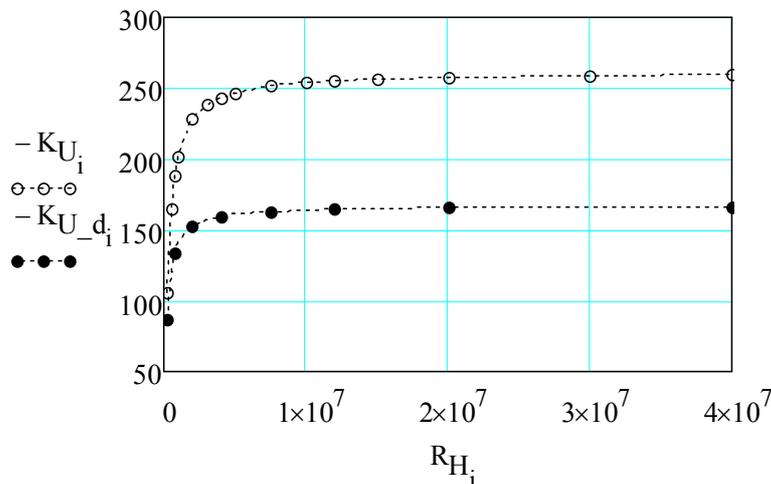


Рис. 10. Коэффициент усиления K_U ДН (рис. 4)

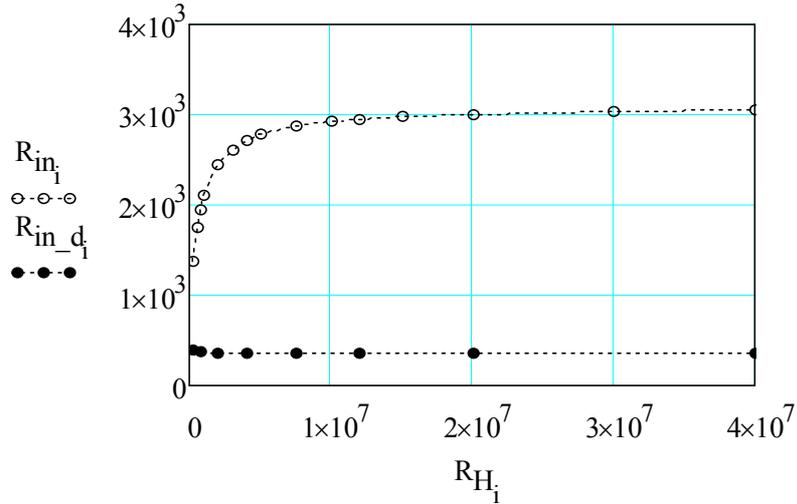


Рис. 11. Входное сопротивление $R_{вх}$ ДН (рис. 9)

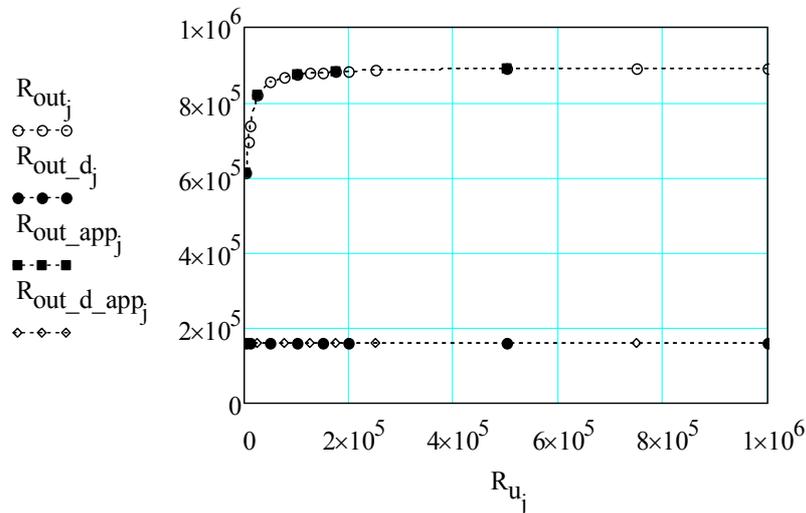


Рис. 12. Выходное сопротивление $R_{вых}$ ДН (рис. 9)

Дополнительный индекс «app» обозначает приближение (28) при выполнении условия (16). Как видно на рис. 12, данное приближение не изменяет значения $R_{вых}$. Согласно результатам моделирования, по сравнению с качественными показателями ДН на рис. 4, динамическая нагрузка на рис. 9 обладает более высокими $R_{вых}$ и $R_{вх}$ и меньшим K_U , что в случае построения каскада с параллельным балансом не влияет на его конечные качественные показатели.

Динамическая нагрузка

с дополнительным повторителем напряжения

Динамическая нагрузка с дополнительным повторителем напряжения представляет собой сочетание «двойного Уилсона» (рис. 9) и повторителя напряжения на двух дополнительных р-п-р транзисторах (рис. 13). Эта структура позволяет уменьшить дополнительное базовое сопротивление

VT3, увеличить эффективность введённого контура обратной связи и тем самым повысить выходное сопротивление динамической нагрузки $R_{\text{ВЫХ}}$ по сравнению с предыдущим вариантом построения динамической нагрузки (рис. 9).

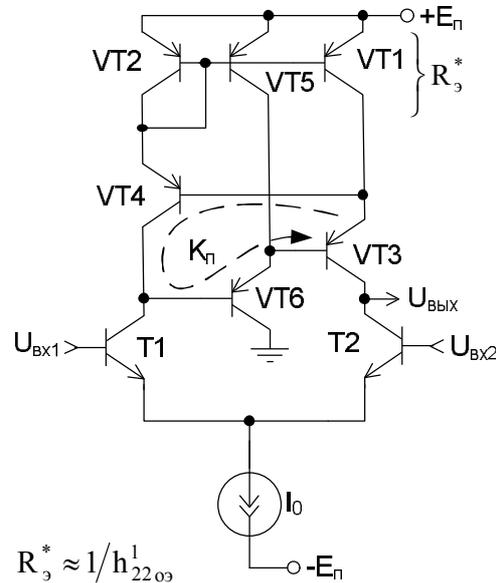


Рис. 13. Каскад с ДН и дополнительным ПН на p-n-p транзисторах

Здесь дополнительное сопротивление цепи базы VT3 определяется следующим соотношением:

$$R_{\text{б3_доп}} = h_{11\text{об}}^6 \parallel 1/h_{22\text{о3}}^5 = \frac{h_{11\text{об}}^6}{1 + h_{11\text{об}}^6 \cdot h_{22\text{о3}}^5} \approx h_{11\text{об}}^6, \quad (29)$$

когда этот же параметр для динамической нагрузки на рис. 9 определялся

$$R_{\text{б3_доп}} \approx 1/h_{22\text{о3}}^4 (1 - h_{21\text{об}}^3). \quad (30)$$

Как видно из соотношений (29) – (30), для рассматриваемой динамической нагрузки на рис. 13 происходит уменьшение дополнительного сопротивления цепи базы VT3, что согласно (25) позволяет повысить предельное значение $R_{\text{ВЫХ}}$ для рассматриваемой динамической нагрузки.

Как указано выше, параметром, определяющим предельный коэффициент усиления каскада (22), является $R_{\text{ВЫХ}}$. Поэтому для нахождения этого параметра можно воспользоваться приближениями (14) и (16), которые не изменяют величины $R_{\text{ВЫХ}}$.

Тогда выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}}$ для варианта схемы с ОЭ (рис. 13), без учёта произведений малых величин $h_{22}^i h_{22}^j$ и $h_{12}^i h_{22}^j$, определится соотношением

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{R_u[h_{21}^4 + 6h_{21}^3 + 1lh_{21}^2 + 9h_{21} + (5h_{21}^3 + 2lh_{21}^2 + R_u[h_{21}^3 + 6h_{21}^2 + 9h_{21} + 5]h_{22} + +17h_{21} - 9)h_{22}r_3 + 5] - (3h_{21}^3 + 16h_{21}^2 + + (5h_{21}^3 + 12h_{21}^2 + 8h_{21})h_{22}r_3 + 24h_{21})h_{22}r_3^2 + (5h_{21}^4 + 18h_{21}^3 + 24h_{21}^2 + 13h_{21})r_3}{-}, \quad (31)$$

где в h_{ij}^k верхний индекс k обозначает степень.

На рис. 14 приведены результаты моделирования $R_{\text{ВЫХ}}$ динамической нагрузки (рис. 13) (обозначения соответствуют рассмотренному выше варианту).

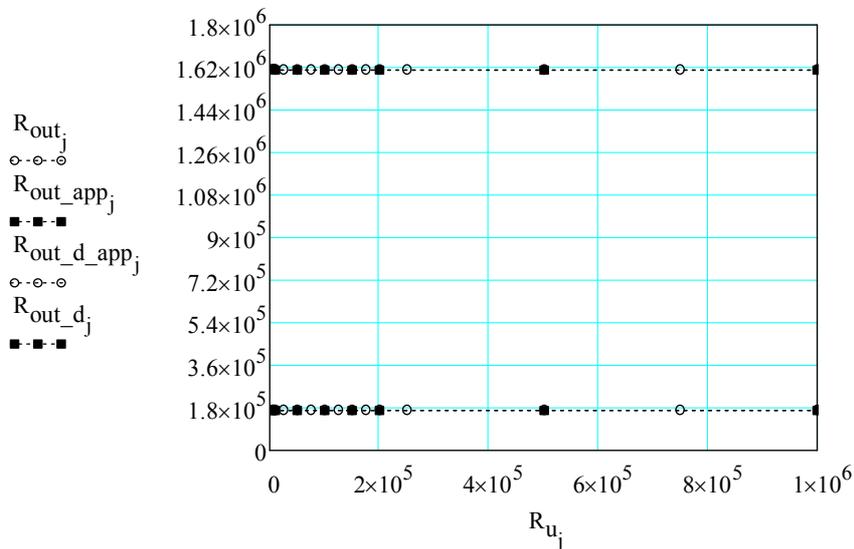


Рис. 14. $R_{\text{ВЫХ}}$ динамической нагрузки (рис. 13)

Согласно результатам моделирования (рис. 14), по сравнению с предыдущими вариантами ДН, структура нагрузки на рис. 13 обладает более высоким $R_{\text{ВЫХ}}$ за счёт уменьшения базового сопротивления VT3 (29) и увеличения эффективности введённого контура обратной связи. Однако под воздействием совокупности дестабилизирующих факторов $R_{\text{ВЫХ}}$ практически не изменяется, что, в том числе, связано со значительным уменьшением α p-n-p транзистора VT6. Таким образом, необходимо дополнительный ПН реализовывать на n-p-n транзисторах (рис. 15), что позволит увеличить эффективность введённого контура ОС в силу более низкой зависимости изменения параметра α .

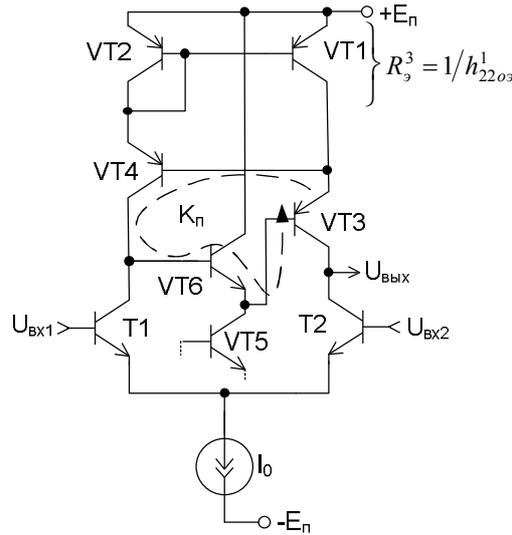


Рис. 15. Каскад с ДН и дополнительным ПН на n-p-n транзисторах

Увеличение эффективности происходит за счёт более низкой зависимости тока базы n-p-n транзистора VT6 под воздействием дестабилизирующих факторов, что позволяет до некоторой степени стабилизировать идентичность режимов работы дифференциального каскада. Минимизация изменения α транзистора VT6 позволяет избежать увеличения дополнительного базового сопротивления VT3 (29)

$$h_{11o6}^6 \approx r_3 + r_6(1 - \alpha), \quad (32)$$

и тем самым повысить выходное сопротивление ДН $R_{\text{вых}}$ и улучшить его стабильность при воздействии ИИ и температуры по сравнению со схемой рис. 13.

Как и в предыдущем случае для нахождения $R_{\text{вых}}$ динамической нагрузки, можно воспользоваться приближениями (14) и (16):

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_u [h_{21p}^3 + 4h_{21p}^2 + 4h_{21p} + (h_{21p}^3 + +$$

$$\frac{R_u [2(h_{21p} + 1)h_{21n}h_{22p}^2r_{эн} - [(3h_{21p} +$$

$$\frac{+3h_{21p}^2 + 2h_{21p})h_{21n} + [(2h_{21p}^2 + 2h_{21p} - 4)h_{22p} +$$

$$\frac{+2h_{21p}h_{21n} + 4)h_{22p}^2 - (2h_{21p}^3 + 3h_{21p})h_{22p}h_{22n}]r_{эп} +$$

$$\frac{+(3h_{21p}^3 + 7h_{21p}^2 + 5h_{21p})h_{22n}]r_{эп} + 2(h_{21p} +$$

$$\frac{+[2h_{21p}^2 + 4h_{21p} + (h_{21p}^2 + 2h_{21p})h_{21n} + 2]h_{22p}] +$$

$$\frac{+1)h_{21n}h_{22p}r_{эн} + 2] - [2h_{21p}^2 + 7h_{21p} + (2h_{21p}^2 +$$

$$\frac{+[2h_{21p}^2 + 3h_{21p} + (2h_{21p}^2 + 3h_{21p})h_{21n}]h_{22p}r_{эп} +$$

$$\frac{+7h_{21p})h_{21n}]h_{22p}r_{эп}^2 + [3h_{21p}^3 + 7h_{21p}^2 + 5h_{21p} +$$

$$\frac{+(h_{21p}^2 + 2h_{21p} + 2)h_{21n}h_{22p}r_{эн}}{+ (3h_{21p}^3 + 7h_{21p}^2 + 5h_{21p})h_{21n}]r_{эп} +$$

$$\frac{+(h_{21p}^2 + 2h_{21p} + 2)h_{21n}r_{эн}}{+ (h_{21p}^2 + 2h_{21p} + 2)h_{21n}r_{эн}}$$

где в h_{ijl}^k , $r_{эл}^k$ верхний индекс k обозначает степень, а дополнительный индекс l – тип проводимости биполярного транзистора ($p - p-n-p$, $n - n-p-n$).

На рис. 16 приведены результаты моделирования $R_{\text{ВЫХ}}$ динамической нагрузки (рис. 15). Технология проведения опыта и индексные обозначения соответствуют описанному выше случаю.

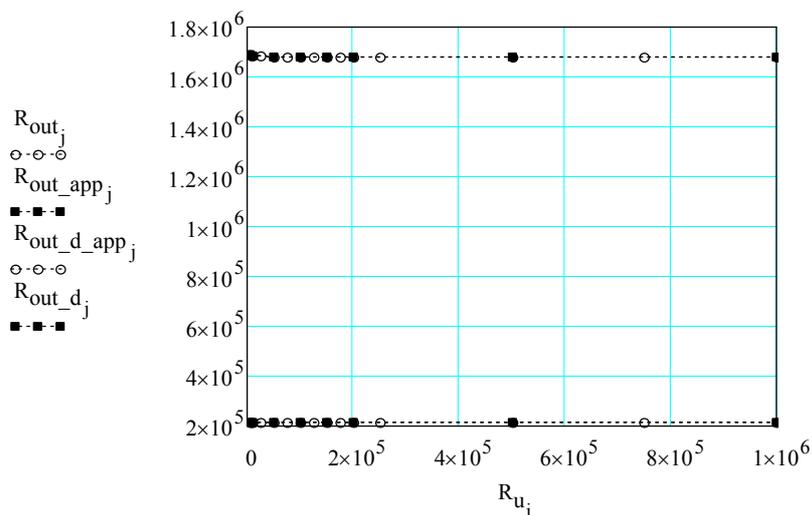


Рис. 16. $R_{\text{ВЫХ}}$ динамической нагрузки (рис. 15)

Выводы

Использование рассмотренных в работе компенсирующих обратных связей по напряжению в структуре усилительных каскадов устройств, функционирующих под воздействием дестабилизирующих факторов космического пространства, позволяет увеличить $R_{\text{ВЫХ}}$ и, следовательно, повысить предельно достижимый коэффициент усиления каскада K_{U0} (21). При этом реализация этого контура на дополнительном повторителе напряжения на $n-p-n$ транзисторах позволяет приблизить значение K_{U0} к пределу его эффективного увеличения (24).

Список литературы

1. Каталог разработок Российско-Белорусского центра аналоговой микросхемотехники / Н.Н. Прокопенко и др. – Шахты: Изд-во ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – 479 с.
2. Дворников О.В. Комплексный подход к проектированию радиационно-стойких аналоговых микросхем – URL: <http://mnipi.com/ru/stats/duplicate-of-kompleksnyij-podxod-k-proektirovaniyu-radiacionno-stojkix-analogovyix-mikrosxem.html>.
3. Крутчинский С.Г. Структурный синтез в аналоговой микросхемотехнике: моногр. – Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. – 260 с.

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

5 Structurally topological principles of self-compensation in electronic devices / S.G. Krutchchinsky, N.N. Prokopenko, E.I. Starchenko // IEEE Intern. Conf. on Circuits and Systems for Communication. – Russia, Moscow. – 2004. – P. 26–30.

6 Абрамов И.И., Дворников О.В. Проектирование аналоговых микросхем для прецизионных измерительных систем. – Минск: Академия управления при Президенте РБ, 2006. – 286 с.

7. Компьютерное моделирование основных динамических параметров и статических характеристик транзисторов аналогового базового матричного кристалла АБМК_1_4 в условиях температурных и радиационных воздействий / А.Е. Титов, О.В. Дворников, С.Г. Крутччинский, И.В. Пахомов // МНПС «Проблемы современной аналоговой микросхемотехники». – Шахты: ИСОиП (филиал) ДГТУ, 2013. – Ч. 1. – С. 257–260.

8. Сигорский В.П., Петренко А.И. Основы теории электронных схем. – Киев: Высш. шк., 1971. – 586 с.

[В начало к содержанию](#)

УДК 621.37

В.Г. Сапогин, Н.Н. Прокопенко

ОТРИЦАТЕЛЬНАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ ИНДУКТИВНОСТЬ – ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ МИФ ИЛИ ФИЗИЧЕСКАЯ РЕАЛЬНОСТЬ?

Аннотация: Обсуждается метод, который позволяет рассчитать отрицательную интегральную индуктивность, вносимую веществом, в котором возникают токи Фуко азимутального направления. Внешнее магнитное поле и поле отклика вещества создают полное магнитное поле в проводящем цилиндре. Энергия полного поля, усреднённая за период его изменения, частично расходуется на нагрев этого вещества, а частично запасается в виде энергии магнитного поля, связанной с индуктивными свойствами этого вещества. Перераспределение энергии существенно зависит от частоты внешнего поля. Нули индуктивности возникают тогда, когда вся энергия полного магнитного поля уходит на компенсацию потерь. Приведено выражение для отрицательной интегральной индуктивности, значение которой зависит от геометрических размеров, частоты и удельного сопротивления проводящего цилиндра. Проведены сравнения с результатами, полученными экспериментально на RPGS-индукторах.

Ключевые слова: Отрицательная интегральная индуктивность, уравнение Максвелла, RPGS-индукторы.

Введение

В последние двадцать лет широко обсуждаются методы расчёта планарных спиральных индуктивностей на кремнии, которые реализуются в CMOS-технологиях.

Впервые в работе [1] была построена и экспериментально подтверждена модель, которая указала на тот факт, что на гигагерцах индуктивность RPGS-индуктора может обратиться в нуль, а на более высоких частотах даже стать отрицательной. Это дало новый толчок для реализации других схемных моделей, в которых индуктивность может быть отрицательной, но с другой частотной закономерностью [2]. Появилась работа по технологии создания отрицательной индуктивности многослойных плёнок для применений в диапазоне частот, в которых нуль индуктивности может приходиться на мегагерцы [3].

Но первооткрыватели интегральной отрицательной индуктивности даже не упоминают о ней в своей монографии [4], вышедшей позже. Что это? Недоверие к своим уникальным измерениям или непонимание физики явления?

Основная часть

Предложенные в [1-2] схемы замещения не могут претендовать на адекватные физические модели. В них не удаётся найти ответы на вопросы:

1. Почему индуктивность плёнки может обратиться в нуль или стать отрицательной?
2. В каком диапазоне частот это может произойти?
3. Какие физические процессы порождают это явление?
4. И как нуль индуктивности можно сдвигать, изменяя технологию напыления?

В работах [5–7] нами был предложен физико-математический подход к решению задач, в которых появляется индуктивность, названная нами вносимой. Этот подход объединяет в себе возможности двухмерных и трёхмерных задач и не ограничивает возможный диапазон изменения частоты переменного тока.

Для его реализации задаём внешнее переменное магнитное поле \vec{B} высокой симметрии. Направляем его в немагнитный проводящий цилиндр так, чтобы оси цилиндра и направления внешнего магнитного поля совпадали. Записываем первое уравнение Максвелла, из которого по известной правой части определяем распределение вихревого электрического поля \vec{E}_{rot} . Привлекая закон Ома в дифференциальной форме $\vec{j} = \vec{E}_{\text{rot}} / \rho$, находим пространственное распределение плотности вихревых токов Фуко. Интегрируя распределение плотности тока через поперечную току площадь, получаем значение полного тока отклика вещества, возникающего в проводящем цилиндре, на внешнее воздействие переменного магнитного поля.

Используя баланс энергий, поступающих в систему, для значений, усреднённых по периоду изменения поля, получаем вносимую индуктивность в том случае, если квадрат внешнего магнитного поля сократится в обеих частях равенства баланса энергий.

В [5–7] такой подход реализован для внешнего однородного переменного магнитного поля. При этом рассмотрен частный случай, когда токи Фуко формируют компоненты магнитного поля отклика вещества $V_z(r)$, $V_r(r)$, зависящие только от радиуса. Предположено, что вкладом компоненты V_r можно пренебречь, по сравнению с вкладом компоненты V_z .

В [5] для приведённой индуктивности цилиндра получено соотношение

$$\frac{L}{L_*} = \left(1 + \beta^2 / 3 - 2\pi\beta\right) / \beta^2, \quad (1)$$

где

$$L_* = \mu_0 \pi R^2 / h \quad (2)$$

– масштаб индуктивности, который может принимать большие значения для аксиально-тонких плёнок при выполнении условия $h/R \ll 1$. Здесь h – аксиальная толщина плёнки, R – её радиус, μ_0 – магнитная постоянная. Параметр β связан с частотой f колебаний индукции магнитного поля выражением

$$\beta = \frac{\mu_0 \pi R^2 f}{2\rho} = \frac{f}{f_*}, \quad (3)$$

где f_* – масштаб частоты, вычисляемый из соотношения

$$f_* = 2\rho\rho / (\mu_0 \pi R^2), \quad (4)$$

где ρ – удельное сопротивление проводящего цилиндра.

Как видно из (1), приведённая индуктивность проводящего цилиндра обращается в нуль на двух характеристических частотах F_1 и F_2 ($F_1 < F_2$):

$$\frac{F_1}{f_*} = \beta_1 = 3\pi \left(1 - \sqrt{1 - 1/(3\pi^2)}\right) \approx 0,1605, \quad (5)$$

$$\frac{F_2}{f_*} = \beta_2 = 3\pi \left(1 + \sqrt{1 - 1/(3\pi^2)}\right) \approx 18,69. \quad (6)$$

Как видно из (1), в низкочастотном диапазоне индуктивность при $\beta \rightarrow 0$ может принимать положительные, большие, по сравнению с масштабом, значения, зависящие от частоты по закону

$$L/L_* \sim \beta^{-2}. \quad (7)$$

В среднечастотном диапазоне минимум приведённой индуктивности приходится на значение $\beta_0 = 1/\pi$ и имеет отрицательную величину

$$\frac{L_0}{L_*} = -(\pi^2 - 1/3) \approx -9,54. \quad (8)$$

Соотношение (8) указывает на то, что отрицательная индуктивность – физическая реальность. В таблице приведены значения отрицательной индуктивности микроскопической плёнки нихрома толщиной $h=1$ мкм, с удельным сопротивлением $\rho=10^{-6}$ Ом·м, для микронных радиусов R .

Отрицательная индуктивность микронной плёнки из нихрома

R , мкм	f_* , МГц	f_0 , МГц	$-L_*$, нГн	$-L_0$, нГн
50	203	65	9,9	94,2
60	141	45	14,2	135
70	103	33	19,3	185
80	79	25	25,3	241
90	63	20	32,0	305
100	51	16	39,5	377

Из таблицы видно, что значение отрицательной индуктивности нихрома для выбранных параметров попадает в диапазон от -94,2 до -377 нГн при изменении радиуса плёнки от 50 до 100 мкм.

Для крайне высоких частот приведённая индуктивность перестает зависеть от частоты и снова принимает положительное и постоянное значение

$$L_{\text{КВЧ}} \approx L_*/3. \quad (9)$$

Оценим положение первого нуля индуктивности для RPGS-индуктора [1]. RPGS-индуктор имел 2,5 витка спирали, прилегающей к плёнке толщиной $h=10$ микрон и имеющей внешний диаметр $2R=100$ микрон. Из графика, представленного на рис. 7 в [1], видно, что первая характеристическая частота F_1 находится в точке $1,6 \cdot 10^{10}$ Гц. Из соотношения (5) получим значение масштаба частоты $f_* = 10^{11}$ Гц. По масштабу частоты (4) найдём среднее значение удельного сопротивления образца $\rho=5,0 \cdot 10^{-4}$ Ом·м.

Полученное значение отличается от удельного сопротивления кремния на шесть порядков и приближается к сопротивлению электронного кремния ($\rho=1,0 \cdot 10^{-3}$ Ом·м). Это обусловлено тем, что плёнка индуктора состоит не из чистого кремния, а из слоёв его модификаций. Наиболее сильный сдвиг нуля индуктивности в меньшую сторону по частоте создаётся медной плёнкой подложки (см. многослойные отрицательные индуктивности [3]).

Масштаб индуктивности плёнки рассчитывается из соотношения (2) $L_*=1$ нГн. Из (2) следует, что в таком RPGS-индукторе должна наблюдаться отрицательная индуктивность $L_0=-9,5$ нГн на частоте $f_0=3,18 \cdot 10^{10}$ Гц. Второй нуль характеристической частоты должен наблюдаться в точке $F_2=18,69f_*=1,9 \cdot 10^{12}$ Гц. Как видно из рис. 7 в [1], 3D EM моделирование не смогло воспроизвести эти значения частоты и поэтому не наблюдало минимума индуктивности и второго нуля характеристической частоты. Индуктивность такой RPGS-плёнки на КВЧ должна иметь положительное значение порядка 0,33 нГн.

Заключение

Сделанные оценки с приемлемой точностью совпадают с экспериментальными результатами в [1] и указывают на то, что класс RPGS-индукторов следует отнести к классу вносимых индуктивностей. Основные физические параметры однородных проводящих плёнок можно предварительно оценивать из соотношений, полученных в [5–7].

Статья подготовлена по проекту № 8.374.2014/К Госзадания Минобрнауки РФ на 2014–2016 гг.

Список литературы

1. Ragonese E., Biondi T., Scuderi A., Palmisano G. “A Lumped Scalable Physics-Based Model for Silicon Spiral Inductors”. 0-7803-7530-0/02\$17.00 ©2002 IEEE. P. 119-124.
2. Watson A.C., Melendy D., Francis P., Hwang K. and Weisshaar A. A comprehensive compact-modeling methodology for spiral inductors in silicon-based RFICs. IEEETrans. Microw. TheoryTech., vol. 52, no. 3, pp.849–857, 2004.
3. Widjaja A. and Sarangan A. Method for Fabrication Thin Film Structures with Negative Inductance. Case #: UD-488. USPatentPending; Publication # 20090261936. Inventor: AgusWidjaja, et. al.
4. Scuderi A., Ragonese E., Biondi T., Palmisano G. “Integrated Inductors and Transformers”, CRC Press. Taylor & Francis Group, New York. 2011. – P. 151.
5. Индуктивность сплошного проводящего цилиндра с азимутальной плотностью вихревого тока в низкочастотной области / В.Г. Сапогин, Н.Н. Прокопенко, В.Г. Манжула, Н.Е. Сапунцов, Е.Е. Нестюрина // *Фундаментальные исследования*. – 2013. – № 11 (ч. 3). – С. 441–446.
6. Индуктивные свойства микроскопического проводящего кольца с плотностью вихревого тока азимутального направления / В.Г. Сапогин, Н.Н. Прокопенко, В.И. Марчук, В.Г. Манжула, А.С. Будяков // *Нано- и микросистемная техника*. – 2014. – № 1. – С. 22–26.
7. Методы расчёта микроскопической интегральной индуктивности с высокой симметрией / В.Г. Сапогин, Н.Н. Прокопенко // *Радиотехника*. – 2015. – № 2. – С. 116–125.

[В начало к содержанию](#)

ЧАСТОТНЫЕ ЗАВИСИМОСТИ ИНДУКТИВНОСТИ УЕДИНЁННОГО ИНДУКТОРА НА СВЧ

Аннотация: Исследован аналитический вид частотных зависимостей индуктивности планарного токового слоя и токового шнура в цилиндрической симметрии. Показано, что в планарных токовых слоях для различных распределений плотности тока существует три типа частотных зависимостей погонной индуктивности. Все они с ростом частоты уменьшают свою индуктивность по различным законам. Вычисление погонной индуктивности токового шнура даёт приближённую частотную зависимость токовой части индуктивности. Из частотной зависимости следует, что индуктивность токового шнура увеличивается с частотой и совпадает с известными экспериментами «Current Crowding Effect».

Ключевые слова: Индуктивность, СВЧ, частотная зависимость, плотность тока, «Current Crowding Effect».

Введение

Законы распределения плотности переменного тока указывают на то, что скин-эффект возможен только в плоско-неоднородных проводящих системах [1]. В таких системах существует четыре типа распределений, три из которых описывают выталкивание плотности тока на симметричные границы системы. Четвёртое распределение описывает локализацию индукционного тока в ограниченной области пространства, зависящую от частоты.

В [1] показано, что цилиндрическая симметрия даёт решение, в котором возникает радиально-неоднородный токовый шнур. С ростом частоты диаметр токового шнура уменьшается. Этот результат объясняет эксперименты, в которых был обнаружен «Current Crowding Effects» [2].

Ниже получены теоретические частотные зависимости положительной индуктивности уединённого индуктора на СВЧ.

Основная часть

Методом, изложенным в [3], рассчитаем частотную зависимость индуктивности планарного токового слоя для неоднородных распределений плотности тока [1]. Для положительного полного давления системы токов (параметр состояния $\beta > 0$) имеем для погонной индуктивности

$$\frac{L_1}{L_0} = \frac{1}{\sqrt{2x}} \frac{\text{sh}\sqrt{x/2}}{(\text{ch}\sqrt{x/2} - 1)}, \quad (1)$$

где $L_0 = \mu_0 d$ – масштаб индуктивности; d – ширина ленты; $x = \omega/\omega_*$, а

$$\omega_* = 4\rho/\mu_0 d^2 \quad (2)$$

– масштаб частоты; ρ – удельное сопротивление проводника; μ_0 – магнитная постоянная.

Как видно из (1), полученное значение индуктивности не зависит от параметра состояния системы β . При малых значениях $x \rightarrow 0$ она имеет особенность вида $2/x$ и с ростом частоты уменьшается. При выполнении условия $x \rightarrow \infty$ индуктивность уменьшается по закону $1/\sqrt{2x}$.

При нулевом полном давлении системы (параметр состояния $\beta=0$) для двух различных распределений токов получаем одну и ту же зависимость

$$\frac{L_2}{L_0} = \frac{1}{\sqrt{2x}}. \quad (3)$$

При малых значениях $x \rightarrow 0$ индуктивность имеет особенность вида $1/\sqrt{2x}$ и с ростом частоты уменьшается.

Частотная зависимость индуктивности для отрицательного полного давления системы (параметр состояния $\beta < 0$) имеет вид

$$\frac{L_3}{L_0} = \frac{1}{\sqrt{2x}} \frac{(\operatorname{ch}\sqrt{x/2} - 1)}{\operatorname{sh}\sqrt{x/2}}. \quad (4)$$

Как видно из (4), полученное значение индуктивности не зависит от параметра состояния системы β . При малых значениях $x \rightarrow 0$ она имеет постоянное значение $L_0/4$ и с ростом частоты уменьшается. При выполнении условия $x \rightarrow \infty$ индуктивность убывает по закону $1/\sqrt{2x}$, как и предыдущая зависимость.

Полученные теоретические зависимости противоречат экспериментальным исследованиям «Current Crowding Effects» [2]. В экспериментах индуктивность и сопротивление многовитковых уединённых планарных индукторов с прямоугольной и спиральной геометрией увеличивались с частотой. Объяснить такую частотную зависимость можно только тем, что на частотах порядка 1 ГГц в изогнутой токовой ленте уже возникает цилиндрический шнур, диаметр которого на порядок меньше поперечного размера ленты.

Используя результаты вычислений радиально неоднородного распределения тока, полученные в [1], найдём приближённую частотную зависимость индуктивности токового шнура.

Для получения закона радиального распределения плотности тока перейдём к цилиндрическим координатам в [1]. Для z -компоненты вектора напряжённости переменного вихревого электрического поля $E_z = E_z(r, t)$ получим уравнение

$$\frac{d^2 E_0}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dE_0}{dr} = k^2 E_0. \quad (5)$$

Переходя в (5) к переменным $y = E_0/E_*$, $x = r/r_*$ (звёздочкой помечены масштабы), получим уравнение для радиального распределения амплитуды вихревого поля

$$xy'' + y' - xy = 0. \quad (6)$$

Единственное решение уравнения (6) для внутренней краевой задачи с граничными условиями $x = 0, y(0) = 1, y'(0) = 0$ имеет вид функции Бесселя нулевого порядка

$$y = \frac{E_0(r)}{E_*} = \frac{j_0(r)}{j_*} = J_0(z), \quad (7)$$

где

$$z = \frac{r}{r_*} (1-i), \quad (8)$$

а

$$r_* = \sqrt{2\rho / \mu_0 \omega} \quad (9)$$

совпадает с пространственным масштабом системы.

Как видно из (7), радиальное распределение плотности тока имеет вид шнура, максимум которого приходится на ось системы. Плотность тока убывает до нуля с ростом радиуса. Шнур ограничен по радиусу первым нулём функции Бесселя (амплитудное значение E_0 не может быть отрицательным). Других решений, удовлетворяющих граничному условию, у уравнения (6) нет.

По соотношению (7) сделаны оценки радиуса токового шнура на частотах $f=1$ ГГц, 4 ГГц, 16 ГГц ($\omega=2\pi f$) при протекании переменного тока по различным проводникам. Радиус первого нуля функции Бесселя нулевого порядка принят равным 2,38. Результаты расчёта представлены в таблице.

Зависимость радиуса R_0 токового шнура от удельного сопротивления проводника на частотах 1 ГГц, 4 ГГц, 16 ГГц

Материал	Удельное сопротивление ρ (нОм·м)	R_0 (мкм) 1 ГГц	R_0 (мкм) 4 ГГц	R_0 (мкм) 16 ГГц
серебро	14,9	4,60	2,30	1,15
медь	15,5	4,69	2,345	1,17
золото	20,6	5,40	2,7	1,35
алюминий	25,0	5,95	2,98	1,49
вольфрам	48,9	8,32	4,16	2,08
молибден	50,3	8,44	4,22	2,11
кобальт	55,7	8,88	4,44	2,22
никель	61,4	9,32	4,66	2,33
латунь	212	17,3	8,65	4,33
нихром	1000	37,6	18,8	9,4

Из таблицы видно, что радиус токового шнура на частоте 1 ГГц для различных проводящих материалов изменяется в пределах от 4,6 мкм у серебра до 37,6 мкм у нихрома. С дальнейшим ростом частоты радиус токового шнура ещё больше уменьшается. Диаметр токового шнура на частоте $f=1$ ГГц при протекании переменного тока по медному проводнику равен

9,4 мкм и с ростом частоты уменьшается. Сравнивая этот размер с поперечными размерами многовитковых индуктивностей в [2], видим, что они на порядок больше.

В связи с этим частотная зависимость индуктивности многовитковой индуктивности должна рассчитываться для радиально неоднородного тока, описываемого решением (7).

Применение изложенного в [3] метода расчёта частотной зависимости индуктивности приводит к математическим трудностям. Это связано с тем, что при вычислении полного тока и потока в системе формируются интегралы от функций Бесселя. Как известно [4], аналитических представлений такие интегралы не имеют.

Поэтому при вычислении интегралов ограничимся разложением функции Бесселя нулевого порядка в виде двух членов ряда

$$j_z(r) \approx j_* \left(1 - r^2/4r_*^2\right) \quad (10)$$

в области $0 < r < r_0 = 2r_*$.

Вычисляем по плотности тока (10) ток пучка из соотношения

$$i = \int_s \vec{j} d\vec{s} = i_* \left(1 - r_0^2/8r_*^2\right), \quad (11)$$

где масштаб тока

$$i_* = j_* \pi r_0^2. \quad (12)$$

Азимутальная компонента магнитного поля изменяется по закону

$$B = \mu_0 j_* r \left(1/2 - r^2/16r_*^2\right). \quad (13)$$

Магнитный поток, создаваемый током шнура

$$\Phi = \Phi_* \left(1 - r_0^2/16r_*^2\right), \quad (14)$$

где масштаб потока

$$\Phi_* = \mu_0 j_* \pi r_0^2 / 4. \quad (15)$$

Из (11) и (14) следует приближённая частотная зависимость токовой части погонной индуктивности

$$\frac{4\pi L}{\mu_0 l} = \frac{1 - \omega/4\omega_*}{1 - \omega/2\omega_*}. \quad (16)$$

Из (15) видно, что в области значений $0 < \omega/\omega_* < 1$, в которой справедливо принятое разложение, индуктивность токового шнура увеличивается с ростом частоты в 1,5 раза и на качественном уровне совпадает с наблюдениями в [2].

Заключение

Вид частотных зависимостей индуктивности неоднородного планарного токового слоя указывают на то, что все они с ростом частоты уменьшают свою погонную индуктивность по различным законам. Полученные теоретические зависимости противоречат экспериментальным исследова-

ниям «Current Crowding Effects» в гигагерцевой области. Объяснить такое принципиальное отличие можно тем, что на частотах порядка 1 ГГц в изогнутой токовой ленте уже возникает цилиндрический токовый шнур, диаметр которого меньше, чем поперечные геометрические размеры ленты.

Статья подготовлена по проекту № 8.374.2014/К Госзадания Минобрнауки РФ на 2014–2016 гг.

Список литературы

1. Законы распределения плотности переменного тока в проводящей среде / В.Г. Сапогин, Н.Н. Прокопенко // Материалы 25-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо-2015). Севастополь, 6–12 сент. 2015 г. – Севастополь.

2. Kuhn W.B. and Ibrahim N.M. Analysis of Current Crowding Effects in Multiturn Spiral Inductors. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, no. 1, pp. 31–38, jan. 2001.

3. Методы расчёта микроскопической интегральной индуктивности с высокой симметрией / В.Г. Сапогин, Н.Н. Прокопенко // Радиотехника. – 2015. – № 2. – С. 116–125.

4. Справочник по специальным функциям / под ред. М. Абрамовица и И. Стиган. – М.: Наука, 1979. – 830 с.

[В начало к содержанию](#)

УДК 621.82

Л.К. Самойлов, С.А. Киракосян

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ НАЛОЖЕНИЯ СПЕКТРОВ ПРИ ДИСКРЕТИЗАЦИИ СИГНАЛОВ ДАТЧИКОВ С НЕОГРАНИЧЕННЫМ СПЕКТРОМ

Аннотация: В статье предлагается подход к расчёту погрешности наложения спектров при дискретизации сигналов интеллектуальных датчиков. Перед временной дискретизацией аналогового сигнала датчика стоит антиалайзинговый (противомаскирующий) фильтр, с помощью которого разработчики пытаются реализовать получение финитного спектра сигнала датчика. Но погрешности современных датчиков иногда достигают 10^{-12} – 10^{-24} , что предъявляет к параметрам фильтра трудновыполнимые требования по погрешности фильтра и по крутизне спада АЧХ. В работе сделана попытка оценить погрешность наложения спектров при временной дискретизации сигналов датчиков и сравнить её с другими составляющими погрешностями процесса дискретизации. Используемый подход позволяет принять решение о целесообразности использования антиалайзингового фильтра или о выборе его параметров для получения заданной погрешности датчика.

Ключевые слова: Погрешность наложения спектров, частота дискретизации.

Постановка задачи

Погрешность сигнала на выходе цифрового датчика ($\gamma_{ЦД}$) имеет 4 составляющих [1, 2]:

$$(\gamma_{ЦД})^2 = (\gamma_{Д})^2 + (\gamma_{АФ})^2 + (\gamma_{АИ})^2 + (\gamma_{Н})^2, \quad (1)$$

где $\gamma_{Д}$ – погрешность датчика с унифицированным выходом; $\gamma_{АФ}$ – погрешность антиалайзингового фильтра; $\gamma_{АИ}$ – погрешность аналогового интерфейса (аналогового мультиплексора, аналогового запоминающего устройства, АЦП); $\gamma_{Н}$ – погрешность наложения спектров [2, 3].

В большинстве существующих систем принимается, что $\gamma_{Н} = 0$, в связи с тем что антиалайзинговый фильтр обеспечивает финитный спектр [4, 5].

Но в реальной ситуации антиалайзинговый фильтр не может обеспечить финитный спектр сигнала, имеющего диапазон представления 12–24 двоичных разряда. Поэтому погрешность наложения спектров существует всегда и принять решение о финитном спектре обрабатываемого сигнала можно будет только после нахождения $\gamma_{Н}$ [5].

В данной работе предлагается методика оценки погрешности наложения спектра и приводятся расчётные данные, которые можно использовать при проектировании высокоточных цифровых датчиков.

Алгоритм вычисления

Погрешность наложения спектров ($\gamma_{Н}$) при дискретизации сигнала датчика является функцией частоты дискретизации ($\omega_{д}^H$) и параметров огибающей спектральной плотности сигнала датчика ($A(\omega)$) [3]:

$$\gamma_{Н} = F_1(\omega_{д}^H; A(\omega)). \quad (2)$$

Эту зависимость можно рассматривать также с точки зрения требуемой частоты дискретизации при заданной погрешности наложения спектров:

$$\omega_{д}^H = F_2(\gamma_{Н}; A(\omega)). \quad (3)$$

Погрешность наложения спектров для сигналов с низкочастотным спектром может быть получена с помощью огибающей спектральной плотности сигнала $A(\omega)$ и частоты дискретизации ($\omega_{д}^H$) [3]:

$$(\gamma_{Н})^2 = \frac{\delta_1 + \delta_2}{E}, \quad (4)$$

где δ_1 – энергия сигнала после частоты среза; δ_2 – энергия сигнала перед частотой среза; E – энергия сигнала во всём диапазоне.

Эти величины рассчитываются по формулам [3]:

$$\delta_1 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{0,5\omega_{д}^H}^{\infty} |A(\omega)|^2 d\omega, \quad (5)$$

$$\delta_2 = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{0,5\omega_{д}^H} \left| \sum_{\substack{l=-\infty \\ l \neq 0}}^{+\infty} A(\omega + \omega_{д} \cdot l) \right|^2 d\omega, \quad (6)$$

$$E = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\infty} |A(\omega)|^2 d\omega. \quad (7)$$

Если ограничиться первой гармоникой огибающей спектра продискретизированного сигнала, что справедливо для большинства практических случаев, то величины δ_1 и δ_2 будут равны. Тогда можно

записать для $(\gamma_H)^2 = \frac{2\delta_1}{E}$, что упрощает вычисления.

Среди фильтров в источниках, оценивающих погрешность наложения спектра, обращается внимание на АЧХ фильтра Баттерворта [7]. Фильтр Баттерворта обеспечивает наиболее плоскую характеристику в полосе пропускания за счёт плавности в переходной области. Это важно, когда неравномерность характеристики в полосе пропускания не должна превышать некоторой определённой величины.

Выходной сигнал фильтра Баттерворта имеет характеристику огибающей спектральной плотности:

$$A(\omega) = A_0 \frac{\omega_c^m}{\sqrt{\omega_c^{2m} + \omega^{2m}}}, \quad (8)$$

здесь ω_c – частота исходного сигнала; m – порядок фильтра.

Результаты вычислений

Используя формулы (2–8), в программной среде NI LabVIEW [8] были произведены расчёты погрешности наложения спектра в зависимости от порядка фильтра и частоты дискретизации аналогового сигнала. В прикладной программе верхние пределы интегралов устанавливались в виде конечной величины, равной $100 \cdot \omega_c$. Это значение предела подбиралось опытным путём. Критерием подбора предела было пренебрежимо малая погрешность нахождения интегралов.

В таблице представлены результаты расчёта отношения частоты дискретизации к частоте полезного сигнала для достижения необходимой точности при разных порядках фильтра Баттерворта.

γ_H	Порядок фильтра, m								
	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0,00005	45,71	11,98	6,88	5,11	4,26	3,78	3,47	3,25	3,09
0,00010	36,3	10,43	6,24	4,74	4,01	3,59	3,32	3,13	2,99
0,00020	28,82	9,08	5,65	4,39	3,77	3,41	3,18	3,01	2,89
0,00040	22,87	7,91	5,12	4,07	3,55	3,24	3,04	2,9	2,79
0,00060	19,98	7,29	4,84	3,9	3,43	3,15	2,96	2,83	2,73
0,00080	18,16	6,88	4,64	3,78	3,34	3,08	2,91	2,79	2,69
0,00100	16,86	6,58	4,5	3,69	3,28	3,03	2,87	2,75	2,66
0,00200	13,38	5,73	4,08	3,42	3,08	2,88	2,74	2,65	2,57
0,00400	10,62	4,99	3,7	3,18	2,9	2,74	2,63	2,54	2,48

Окончание табл.

γ_H	Порядок фильтра, m								
	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0,00600	9,28	4,61	3,5	3,04	2,8	2,66	2,56	2,49	2,43
0,00800	8,43	4,35	3,36	2,95	2,73	2,6	2,51	2,45	2,4
0,01000	7,82	4,16	3,26	2,88	2,68	2,56	2,48	2,42	2,37
0,01200	7,36	4,01	3,17	2,82	2,64	2,52	2,45	2,39	2,35
0,01400	6,99	3,89	3,1	2,78	2,6	2,49	2,42	2,37	2,33
0,01600	6,69	3,79	3,05	2,74	2,57	2,47	2,4	2,35	2,31
0,01800	6,43	3,7	3	2,7	2,54	2,45	2,38	2,33	2,3
0,02000	6,2	3,62	2,95	2,67	2,52	2,43	2,37	2,32	2,28

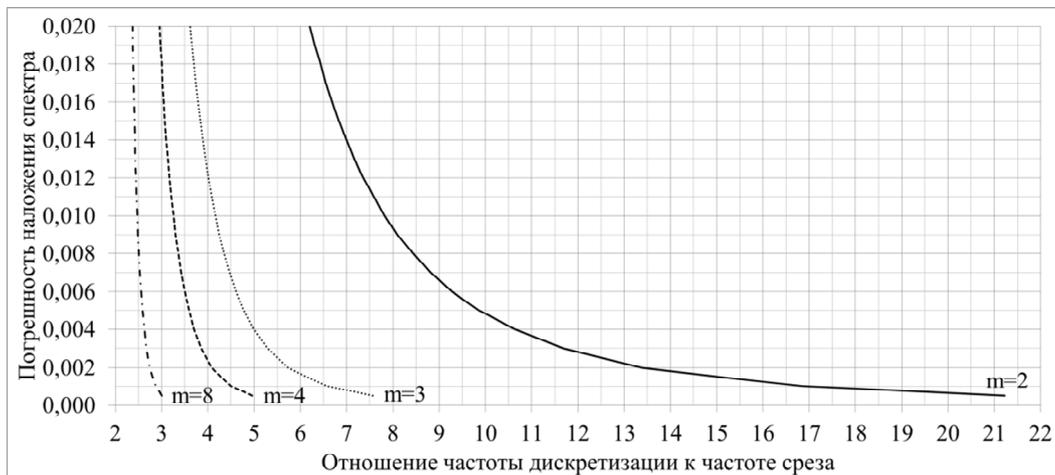


Рис.1. График зависимости погрешности наложения γ_H от частоты

дискретизации сигнала $\frac{\omega_D^H}{\omega_C}$, в пределах от $0,5 \cdot 10^{-3}$ до $20 \cdot 10^{-3}$

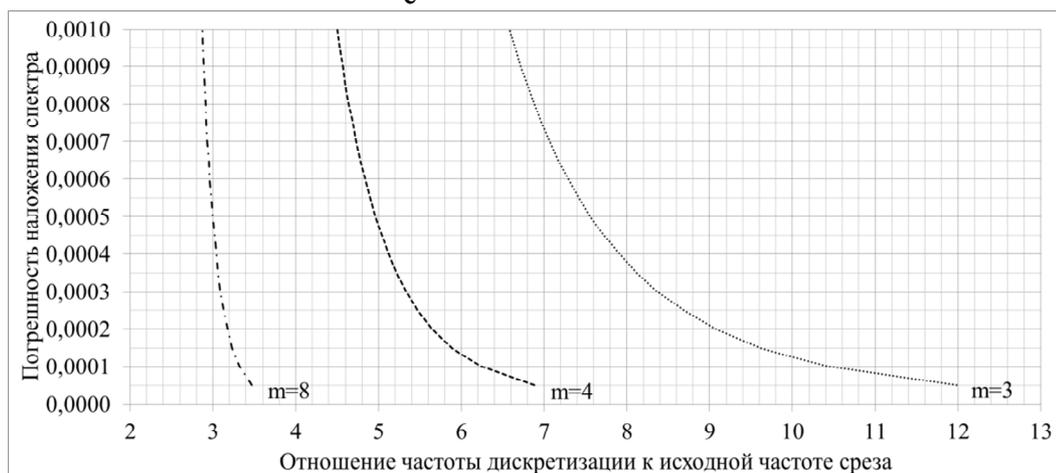


Рис.2. График зависимости погрешности наложения γ_H от частоты

дискретизации сигнала $\frac{\omega_D^H}{\omega_C}$, в пределах от $0,5 \cdot 10^{-4}$ до $10 \cdot 10^{-4}$

На рис. 1 приведены результаты расчёта величины погрешности наложения спектров γ_H как функции относительной частоты дискретизации в диапазоне погрешностей от $0,5 \cdot 10^{-3}$ до $20 \cdot 10^{-3}$, а на рис. 2 – аналогичные результаты для погрешностей в диапазоне от $0,5 \cdot 10^{-4}$ до $10 \cdot 10^{-4}$.

Очевидно, что для достижения необходимой точности нужно либо увеличивать порядок фильтра при заданной частоте дискретизации, либо увеличивать частоту дискретизации при заданном порядке фильтра.

Расчёты погрешностей наложения спектра для таблично заданных сигналов

Для сигналов, огибающие спектров которых отличаются от АЧХ фильтра Баттерворта, необходимо произвести их аппроксимацию с помощью АЧХ выбранного фильтра [2].

Путём последовательного увеличения степени фильтра и сравнения спектральной плотности выходного сигнала фильтра со спектральной плотностью аппроксимируемого сигнала находится порядок фильтра.

Для этого достаточно, чтобы хотя бы в одной точке огибающая спектральной плотности сигнала превысила спектральную плотность сигнала на выходе фильтра.

Затем с помощью прикладных программ по формулам (5–7) можно произвести расчёт функций:

$$\gamma_H^i = F_1 \left(\left(\frac{\omega_D^{iH}}{\omega_c} \right); A(\omega) \right), \quad (9)$$

$$\omega_D^{iH} = \omega_c \cdot F_2 (\gamma_H^i; A(\omega)). \quad (10)$$

На рис. 3 введены обозначения: 1 – АЧХ выбранного фильтра; 2 – огибающая спектра дискретизируемого сигнала.

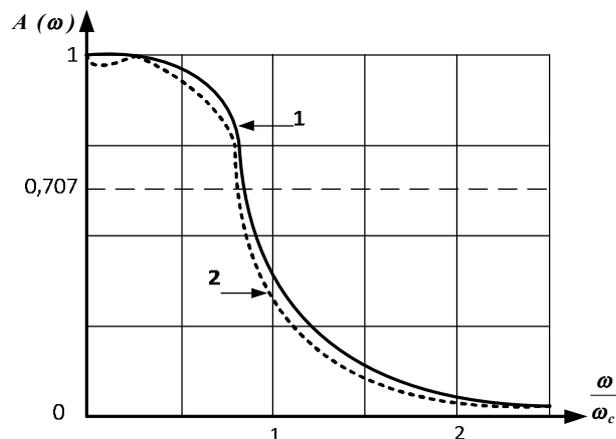


Рис. 3. Графики, поясняющие алгоритм аппроксимации произвольных АЧХ с помощью АЧХ выбранного фильтра

Аппроксимация заключается в выборе порядка m фильтра Баттерворта при многократном сравнении значений спектральных составляющих спектральной плотности аппроксимируемого сигнала $A^{СП}(\omega_i)$ со значениями спектральных составляющих спектральной плотности сигнала на выходе фильтра Баттерворта $A^B(\omega_i)$.

Структура алгоритма подбора порядка фильтра Баттерворта с установлением шага проверки приведена на рис. 4.

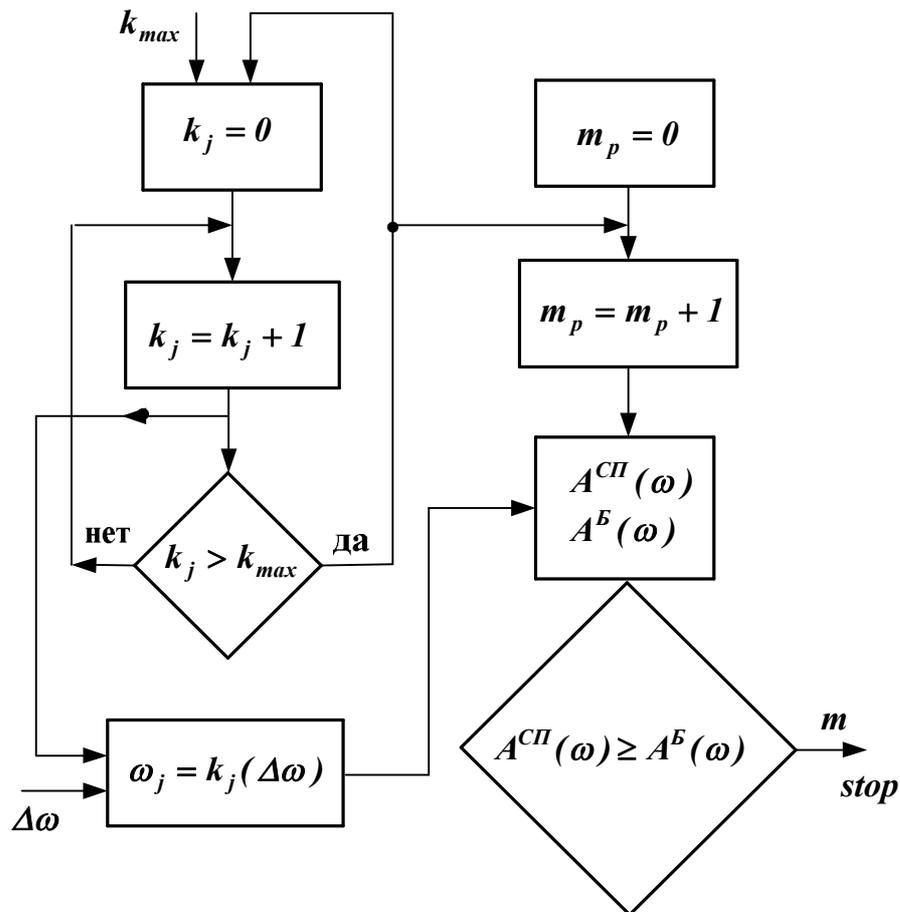


Рис. 4. Структура алгоритма подбора порядка фильтра Баттерворта для описания спектральной функции произвольного сигнала

Перед началом подбора пользователь должен или установить шаг подбора ($\Delta\omega$) или указать точки сравнения (ω_i).

Шаг подбора выбирается таким образом, чтобы не пропустить максимумы на спаде огибающей исходного спектра.

Объём вычислительных процедур при подборе невелик, возможная задержка получения результата значения не имеет, поэтому величину шага можно выбрать с существенным запасом.

Некоторые огибающие спектров на участках спада имеют ограниченное число максимумов, координаты которых можно точно указать. В этом случае подбор заключается в проверке выделенных составляющих спектров по аналогичному алгоритму, что значительно сокращает время подбора.

Как видно из рис. 3, аппроксимирующая функция всегда охватывает огибающую спектральной плотности исходного спектра, что даёт избыточность в площади (энергии) сигнала и избыточность в площади, определяющей наложение спектров.

Как показывают проведённые расчёты, это даёт несколько завышенное значение погрешности наложения спектров и, соответственно, завышение значения частоты дискретизации на единицы процентов.

Выводы

Полученные функциональные зависимости погрешности наложения спектров от частоты дискретизации позволяют получить реальные значения погрешности цифрового датчика или принять обоснованное решение о финитности спектра дискретизируемого сигнала.

Список литературы

1. Дискретизация сигналов цифровых датчиков / Л.К. Самойлов, С.Л. Мальцев // Известия ТРТУ. – Таганрог, 2000. – № 3. – С. 90–92.
2. Самойлов Л.К., Палазиенко А.А., Сарычев В.В., Ткаченко Г.И. Дискретизация сигналов по времени (практика, алгоритмы): моногр. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000. – 81 с.
3. Цикин И.А. Дискретно-аналоговая обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1982. – 160 с.
4. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: в 2-х т. – М.: Мир, 1983. – Т. 1. – 312 с.
5. Баранов Л.А. Квантование по уровню и временная дискретизация в цифровых системах управления. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 304 с.
6. Выбор частоты дискретизации реальных сигналов / Л.К. Самойлов, А.В. Жуков // Приборы. Контроль. Управление. – 2008. – № 1. – С. 31–36.
7. Гарри Лэм. Аналоговые и цифровые фильтры. – М.: Мир, 1982. – 260 с.
8. Николаев С.В. LabVIEW. Руководство пользователя. – Таганрог: ТТИ ЮФУ, 2008. – 410 с.

[**В начало к содержанию**](#)

ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ПРОЦЕССОВ В РАСПРЕДЕЛЁННЫХ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ЗОННЫХ СИСТЕМАХ СВЧ- И КВЧ-ДИАПАЗОНОВ В СОСТАВЕ КОМПОЗИТНЫХ СРЕД

Аннотация: Анализ нелинейных явлений и процессов в распределённых тонкоплёночных ферромагнитных структурах при воздействии внешних магнитных полей различной интенсивности проведён с позиций спиновой электроники. Сделан вывод о возможности реализации резонансных схем на основе нелинейных параметрических зонных систем, работающих на ультрагармониках тока в высших зонах неустойчивости колебаний в СВЧ- и КВЧ-диапазонах, в составе композитных сред.

Ключевые слов: Распределённые параметрические системы, нелинейные системы, нелинейная магнетика, магнитные домены, магнитные домены, стенки магнитных доменов, плёнки ферритов, магнитные плёнки, электромагнитные поля, СВЧ-диапазон, КВЧ-диапазон.

Введение

Темпы развития электроники последних лет, в соответствии с законом Г. Мура, способствовали экспоненциальному росту быстродействия аппаратуры. Считалось, что с уменьшением размеров микросхем и рабочего напряжения на один и тот же коэффициент, плотность мощности остаётся постоянной. Однако оказалось, что уже в последних поколениях микросхем уменьшение напряжения стало сдерживающим фактором повышения их быстродействия. С другой стороны, стало ясно, что использование технологии заряда электрона полупроводниковых материалов для целей кодирования данных подходит к пределу своих возможностей из-за «размерного эффекта» – размеры полупроводников уже столь малы, что теряется контроль над электронами.

В связи с этим во всём мире и в России, в частности, была выработана инженерная стратегия по дальнейшему масштабированию микросхем, задачей которой является создание вычислительных элементов нового поколения, превосходящих современные полевые транзисторы по энергосбережению, быстродействию, стоимости и др., и способные заменить КМОП-ключи при совместимости с существующей технологией производства.

Особое внимание было обращено на строение электрона, который является не только заряженной частицей, но и обладает внутренним моментом количества движения, и связанным с ним магнитным моментом – спином, благодаря чему он может находиться в двух устойчивых состояниях: «спин вверх» и «спин вниз».

Благодаря своим квантовым свойствам, электрон может существовать во множестве промежуточных состояний, зависящих от энергии системы, что позволяет кодировать биты информации. Управление спиновыми состояниями электронов даёт возможность создания сверхмалых логических схем и компонентов не только СВЧ-, но и КВЧ-диапазонов с малым энергопотреблением, огромным быстродействием и гигантской информационной ёмкостью.

Пути управления спином электрона

Один из путей управления спином электрона связан с изменением ориентации магнитного момента некой области ферромагнитного вещества с доменной структурой при приложении локального магнитного поля [1], [2].

В соответствии с современными представлениями, наиболее реальная картина вращения электрона основана на воздействии одного электрического заряда на другой, а магнетизм и гравитация – частные проявления электрического взаимодействия. При этом заряженные частицы со скоростью света испускают во все стороны потоки элементарных частиц – реонов, отталкивающих своими ударами одноимённые заряды. При равном количестве положительных и отрицательных зарядов силы притяжения и отталкивания зарядов сбалансированы. При нарушении баланса (по ряду причин) небольшой избыток сил притяжения над силами отталкивания воспринимается как магнитное и гравитационное притяжение.

В случае магнетизма этот избыток вызван движением зарядов: если положительно заряженные ядра атомов покоятся, то электроны в атомах вращаются, образуя круговые токи, а реоны от подвижного заряда получают добавочную скорость, наращивая силу и частоту ударов, т.е. электрическую силу. Этот избыток сил со стороны подвижных электронов и порождает все магнитные эффекты. Токи в атоме рождены электронами – отрицательными зарядами, крутящимися по орбитам и вокруг оси за счёт магнитных сил. Электроны могут лететь по орбитам с различными, непрерывно изменяющимися радиусами r и частотами обращения f . Электрон вращается от реакции отдачи при выбросе реонов и от ударов сходящегося потока реонов.

Любой из электронов придаёт атому стандартный магнитный момент μ_α , объясняющий спектры атомов.

Стандартность магнитного момента заключается в равенстве размеров электронов и скоростей реонов, задающих стандартные скорости вращения. Орбитальное и осевое вращение электронов объясняет все три типа магнетизма вещества (диамагнетизм, парамагнетизм и ферромагнетизм), исходя из их реакции на внешнее магнитное поле B_0 , в зависимости от проницаемости материала. В случае воздействия внешнего магнитного поля B_0 происходит следующее: если ранее электроны вращались лишь в поле атома B_α , то теперь они будут двигаться в суммарном поле $B_\alpha + B_0$.

По мере увеличения внешнего магнитного поля B_0 растёт его ориентирующее действие и собственное поле ферромагнетика. Когда оси всех электронов устанавливаются параллельно, намагниченность M перестаёт расти, так как наступает насыщение.

Настоящий доклад направлен на исследование быстро протекающих нелинейных процессов в распределённых параметрических зонных системах в высших зонах неустойчивости электромагнитных колебаний, работающих на ультрагармониках тока в СВЧ- и КВЧ-диапазонах, использующих ферромагнитные материалы в составе нелинейных композитных сред.

Сравнение технологий производства элементов памяти

Сравним современные элементы памяти, выполненные по технологиям FLASH, MRAM и SRAM.

FLASH – технология электрически перепрограммируемой памяти. Хранение информации, независимо от источника питания, возможно в течение достаточно долгого периода, но имеется существенный недостаток – ограниченное число перезаписей (до одного миллиарда).

MRAM – это технология магниторезистивной памяти. По своей сути она восходит к памяти на магнитных сердечниках (по аналогии с компьютерными жёсткими магнитными дисками), но реализована с использованием тонких магнитных плёнок. Элементы памяти типа MRAM сравнимы с элементами памяти технологии SRAM, используемыми в процессорах в качестве кэш-памяти.

Память на основе MRAM имеет большее быстродействие и не разрушается от перезаписи, при этом она обладает меньшим энергопотреблением, чем память на основе FLASH. В первом приближении стандартная ячейка MRAM состоит из одного транзистора и одного магнитного туннельного перехода. Туннельный переход построен из тончайшего диэлектрического слоя оксида алюминия, расположенного между двумя магнитными слоями, каждый из которых имеет свой вектор магнитного поля.

Верхний слой – свободный, он формирует свой вектор под воздействием создающих магнитное поле специальных магнитных проводников. Нижний, магнитный, слой основания представляет собой фиксированный слой, вектор его поля заблокирован и не изменяется.

Если векторы свободного и фиксированного слоёв совпадают, то это означает, что в ячейке памяти записана 1; в противном случае, если векторы не совпадают (противоположны по направлению) – то сохраняется 0.

Таким образом, кодируется 1 бит информации. Состояние векторов определяется по электрическому сопротивлению перехода. При совпадении векторов оно низкое, при несовпадении – высокое. Время считывания и записи составляет порядка 35 наносекунд. Память MRAM может работать в температурном диапазоне от 0 до 105 °С. Данные могут сохраняться

без изменения более 10 лет, а число перезаписей – бесконечно и в пределе составляет сто квадриллионов циклов. Например, выпущенная компанией Freescale микросхема памяти MRAM MR2A16A по всем параметрам ввода/вывода полностью соответствует аналогам типа SRAM и способна их заменить [3].

Сравнительные характеристики микросхем памяти MRAM, SRAM и FLASH представлены в таблице.

Сравнение MRAM, SRAM и FLASH

Характеристика	MRAM	SRAM	FLASH
Скорость чтения	высокая	очень высокая	высокая
Скорость записи	высокая	очень высокая	низкая
Масштабируемость	хорошая	хорошая	ограничена
Плотность ячеек	средняя	низкая	средняя
Энергонезависимость	да	нет	да
Число циклов стирания / записи	не ограничено	не ограничено	ограничено
Ток утечки ячеек	низкий	низкий / высокий	низкий
Работа в условиях низких напряжений	да	да	ограничена
Сложность производства	средняя	низкая	средняя

Характеристики ферромагнитных материалов

Среди ферромагнитных материалов есть большие различия как по структуре, так и по возможностям применения в электронной аппаратуре. Так, например, имеются существенные различия между объёмными (3D) и плёночными (2D) материалами. По своим магнитным свойствам все существующие в природе ферромагнетики разделяются на четыре группы: собственно ферромагнетики, антиферромагнетики, ферримагнетики и мультиферроики, которые в последнее время вызывают особый интерес.

Мультиферроики – многофункциональные материалы со спонтанной поляризацией, направление которой можно изменить внешним электрическим полем. В них совмещается два и более фундаментальных свойства: сегнетоэлектричество (ферроэлектричество) и магнетизм, в форме ферромагнетизма или антиферромагнетизма. Сосуществование в одной фазе мультиферроика нескольких параметров порядка – недавно открытое физическое явление, открывающее возможности для создания новых функциональных устройств. Исследование структуры мультиферроиков и их применение на практике является одним из перспективных научных направлений электроники.

Одними из самых востребованных мультиферроиков являются магнитоупорядоченные структуры тороидального типа (FTO-системы), материалы и метаматериалы, на основе которых разрабатываются перспективные устройства, использующие магнито- и электрооптические эффекты [4], [5].

Проявляемые мультиферроиками ферроэлектрические свойства рассмотрим на примере сегнетоэлектриков состава $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$, представляющих собой класс химических соединений, обладающих в определённом интервале температур спонтанной поляризацией и изменяемой диэлектрической проницаемостью, зависящими от напряжённости приложенного электрического поля [6].

Диэлектрическая проницаемость является основным свойством сегнетоэлектриков; она проявляет нелинейные свойства. Зависимость диэлектрической проницаемости ϵ от температуры и управляющего напряжения для сегнетоэлектриков состава $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$ представлена на рис. 1.

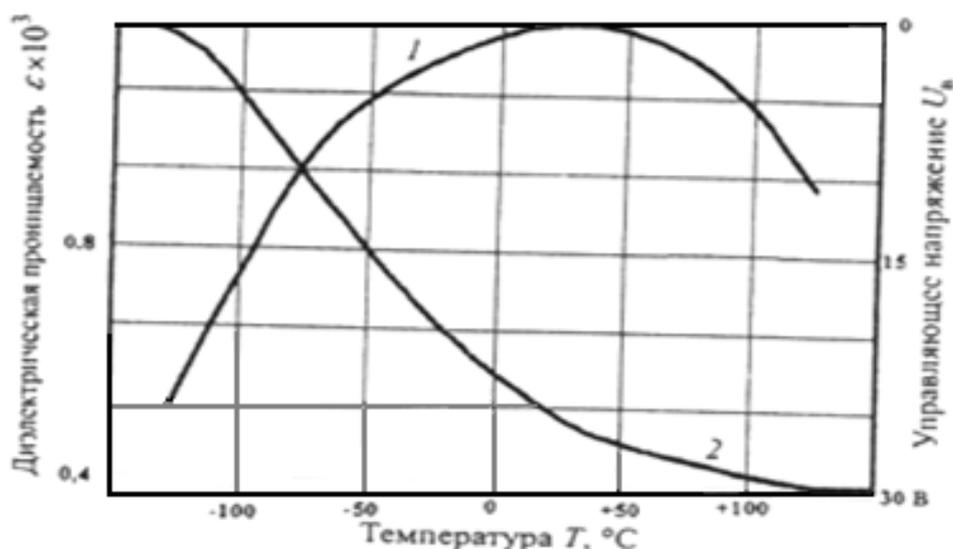


Рис. 1. Зависимость диэлектрической проницаемости ϵ от температуры (Т) и управляемого напряжения (U_B):

Кривая 1 – зависимость $\epsilon = f(T)$; Кривая 2 – зависимость $\epsilon = f(U)$

Значение диэлектрической проницаемости для тонких плёнок указанного состава сохраняется достаточно большим и остаётся постоянным в широком интервале температур, а под действием приложенного постоянного поля может измениться более чем в три раза. Для использования сегнетоэлектрических плёнок в СВЧ- и КВЧ-диапазонах они должны находиться в параэлектрической фазе и нанесены на диэлектрическую подложку.

Композитные нелинейные среды

Интерес к композитным (наборным) нелинейным средам связан с возможностью создания распределённых периодических планарных управляемых структур (в частности, для использования в фазированных антенных решётках).

Дальнейшие исследования стимулировали создание фотонных кристаллов – искусственных периодических структур с соответствующим изменением показателя преломления. Свойства электромагнитных волн, распространяющихся в таких структурах, подобны свойствам электрона и кристаллов. В них возможно существование фотонных запрещённых зон (ФЗЗ), зависящих от длины волны распространяющегося света. Однако в области радиочастот, из-за большой длины волны, такие кристаллы с ФЗЗ будут иметь достаточно большие размеры.

На основе свойств фотонных кристаллов с ФЗЗ были созданы кристаллы, использующие магноны или спиновые волны, имеющие, по сравнению с фотонными кристаллами, ряд преимуществ, связанных с тем, что свойства таких кристаллов зависят от внешних магнитных полей, а следовательно, ими можно управлять [7], [8].

Для широкого класса ферромагнитных материалов, в микроволновом диапазоне длина волны распространяющихся спиновых волн находится в пределах десятков – сотен микрон. Это обеспечивает возможность создания кристаллов с магнонной запрещённой зоной, с размерами порядка нескольких миллиметров. Такие кристаллы можно изготовить с использованием планарных технологий, что чрезвычайно важно для интегральных устройств.

Простейший одномерный магнонный кристалл – это строго периодическая многослойная структура, состоящая из магнитных слоёв с различной намагниченностью либо из магнитных и немагнитных слоёв. Реализовать желаемую структуру магнонного кристалла довольно сложно, так как при росте слоёв легко нарушается периодичность их магнитных свойств. Технология изготовления образцов двумерного магнонного кристалла на основе плёнки железоиттриевого граната (ЖИГ) рассмотрена в работе [7], а испытания полученных образцов позволили установить, что в спектре магнитостатических спиновых волн имеются запрещённые зоны, соответствующие частотам, при которых распространение волны в периодической структуре становится невозможным. Положение запрещённой зоны в частотном спектре зависит от параметров плёнки железоиттриевого граната (периодической структуры), а также от внешнего магнитного поля, изменяя которое, можно управлять спектром распространения волн в магнитном фотонном кристалле. Учитывая высокую сложность создания периодичности магнитных свойств в таких кристаллах, для их формирования было предложено использовать уникальные свойства фрактальных структур, среди которых главная роль принадлежит масштабной инвариантности (скейлингу), что и определяет функциональные возможности

фрактальных антенн. Особый вид плоских проводящих фракталов создаёт сложные отражающие и пропускающие зоны в широком диапазоне частот. В этом случае фрактальная структура может быть сверхволновой. При конструировании фрактальных фотонных и магнанных кристаллов удобны детерминированные геометрические фракталы, которые имеют легко прогнозируемые характеристики.

Анализ результатов моделирования фрактальных кристаллов показал, что электромагнитная волна возбуждает в металлических проводниках планарного фрактала токи, амплитуда которых достигает максимума в диапазоне сильно отражающих частот. При этом фаза тока по отношению к фазе падающей волны всякий раз совершает прыжок на величину π , когда рабочая частота переходит через точки, определяемые максимальными коэффициентами отражения, указывая на резонансное поведение.

Численное моделирование на основе алгоритма FDTD (Finite Difference Time Domain) показало, что фрактал N-го порядка имеет N резонансов, причём каждый резонанс определяется током возбуждения в проводящих линиях определённого порядка, который течёт по направлению к структурам более высокого порядка [5].

Плоские фрактальные структуры таковы, что их относительная полоса пропускания $\Delta f/f_0$, определяемая законом подобия ($\Delta f/f_0 \approx 5\%$), может быть значительно увеличена с помощью наложения друг на друга одинаковых фрактальных пластин, что к тому же приводит к возрастанию крутизны границ полос пропускания. При наложении двух идентичных фрактальных пластин, когда одна повернута на 90° относительно другой, можно синтезировать инвариантную структуру относительно операции вращения.

Полученная фрактальная структура может моделировать эффекты полного отражения, не зависящие от угла падения и поляризации электромагнитной волны, что является характерной особенностью 3D-фотонных кристаллов. При этом резонансные длины волн могут быть намного больше, чем размеры образца. Это связано с тем, что низкочастотный резонанс определяется самой длинной металлической линией во фрактале, которая намного длиннее, чем размеры пластины. Именно это придаёт фракталу его «сверхволновые» свойства. С учётом возможности управления такой структурой можно говорить о потенциальном моделировании интеллектуальных покрытий с целенаправленным изменением характеристик рассеяния, или поля прошедшей волны в широкой полосе частот. Для управляемых интеллектуальных покрытий можно также использовать принцип реконфигурируемых фрактальных антенных решёток с электронной коммутацией подрешёток.

Развитие и формирование новой элементной базы на основе фрактальных фотонных и магнанных кристаллов позволит создавать устройства новых поколений [8], [9].

Построение общей математической модели нелинейных явлений в ферромагнетиках

Анализ рассмотренных выше процессов и явлений, происходящих в тонкоплёночных ферромагнитных материалах и структурах на их основе, при воздействии внешнего магнитного поля показывает, что для всех этих явлений можно построить общую математическую модель.

Такую модель в самом общем виде можно описать выражением $y = Sx$, где y – отклик ферромагнитной структуры, а x – внешнее воздействие (внешнее магнитное поле), S – характеризует крутизну этой характеристики (передаточную функцию, или коэффициент преобразования). Эта зависимость может быть как линейной, так и нелинейной, как однозначной, так и многозначной [5].

Крутизна S определяется химическим составом, структурной, внутренней энергией состояния в заданный момент времени, а также зависит от конструктивных и топологических особенностей сформированной структуры.

Исследованиями динамических характеристик материала и построенных структур на их основе установлено, что основное влияние на происходящие процессы в указанных структурах оказывает поведение петли гистерезиса.

В реальных нелинейных параметрических зонных системах поведение такого семейства в координатах S , x может иметь значительное отклонение от идеализации.

Основными физическими величинами, характеризующими петлю гистерезиса, являются: индукция насыщения y_r , коэрцитивная сила H_C , начальная крутизна характеристики $S_{нач}$, максимальная крутизна характеристики S_{max} , полученная при $x = H_C$. При изменении магнитного поля, максимальная величина x_{max} , соответствующая точке отклика y_{max} , перемещается сначала по нелинейной основной кривой преобразования (ОКП).

В процессе изменения существуют циклы преобразования, которые определяют поведение системы, её устойчивые и неустойчивые состояния, соответствующие семейству симметричных циклов крутизны при аппроксимации характеристики преобразования, которое и определяет основную кривизну кривой (ОКК). В этом случае ОКК и ОКП в целом характеризуют поведение системы в магнитном поле и позволяют определить границы соответствующих режимов, границы явления аномальной модуляции параметра и особенности физических процессов, протекающих в ферромагнитных структурах [10].

Аномальность модуляции параметра связана с режимом, близким к насыщению, когда увеличение внешнего воздействия уже не приводит к предсказуемым результатам. При этом устойчивое положение системы будет

определяться минимумом потенциальной V_n (упругой) энергии, а переход системы от минимума потенциальной энергии к её максимальному значению характеризует её устойчивые и неустойчивые состояния и описывается фазовыми портретами. Важную роль в механизме взаимодействия ферромагнитных структур с внешним магнитным полем в режиме, близком к насыщению, играет явление аномальной модуляции. Физический смысл этого явления, вносящего значительный вклад в формирование интегральной крутизны системы, можно проследить по зависимостям динамической крутизны, представленной на рис. 2 (а, б, в).

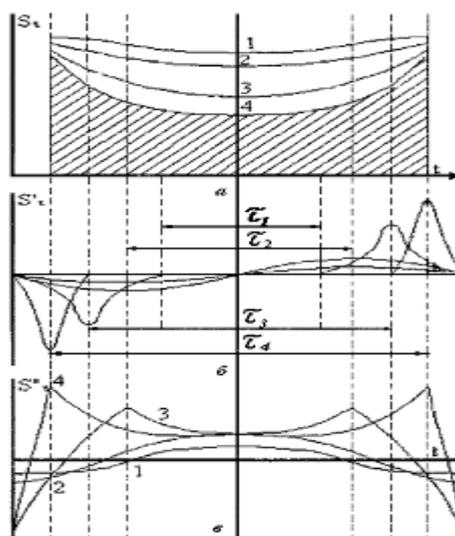


Рис. 2. Зависимости динамической крутизны ферромагнитного материала $S_\tau(a)$, $S'_\tau(a)$, $S''_\tau(a)$ в магнитном поле

Зависимости динамической крутизны ферромагнитного материала S_τ , её первой S'_τ и второй S''_τ производных вычислены при воздействии гармонического магнитного поля $x = x_{\max} \cdot \sin(\omega t)$ при $x_{\max} = 0,5; 1,0; 4,0; 10,0$ (кривые 1, 2, 3, 4 соответственно) по исходной

формуле $s_\tau = \frac{s_0}{\text{ch}(\beta \cdot x_{\max} \sin \omega t)}$, где s_0 – статистическая крутизна, а β –

коэффициент аппроксимации функции. Представленные на рис. 2 зависимости показывают, что с ростом величины магнитного поля x_{\max} увеличивается глубина модуляции параметра динамической крутизны и уменьшается площадь, ограниченная её кривой (динамической крутизны), а также осью времени. Это означает, что уменьшается интегральная

крутизна $S_U = \int_0^T S(t) dt$, где T – период модуляции динамической крутизны.

Изменению амплитуды магнитного поля в пределах $\beta x_{\max} = 0 \dots 0,5$ соответствует линейный участок 0–1 основной кривой преобразования (ОКП) и граничная крутизна S_{τ_1} ; диапазону $\beta x_{\max} = 0,5 \dots 10,0$ соответствует нелинейный участок 1–2 ОКП.

Дальнейшее увеличение амплитуды магнитного поля приводит к парапроцессу (при сильной нелинейности), при котором аномальные явления в веществе связаны с пропорциональным изменением интегральной крутизны s_u . В этом случае интегральную крутизну s_u можно рассматривать как физическую величину – свойство, связанное с внутренним состоянием материала с доменной структурой при изменяемой величине магнитного поля, то есть это – внешняя форма проявления внутренних процессов.

Таким образом, оценку физических процессов и степень влияния внешнего воздействия можно осуществить с помощью коэффициента эффективности преобразования (интегрального коэффициента глубины модуляции) m_z , представляющего собой отношение размаха изменения интегрального параметра $\Delta s = s_0 T - s_u$ к максимальному значению интегрального параметра за период его изменения:

$$m_z = (1 - s_u)/(s_0 T); m_z = (1 - s_u^{cp})/(s_0); s_u^{cp} = s_u/T.$$

Явление интегральной модуляции динамического параметра элемента заключается в том, что при превышении внешнего воздействия граничного значения линейного режима, глубина модуляции параметра стремится к предельному значению. При этом уменьшается интегральный параметр и увеличивается энергия разнополярных импульсов пропорционально интенсивности воздействия; происходит расщепление фаз импульсов, пропорциональных скорости изменения параметра; уменьшается время взаимодействия и увеличивается промежуток времени между экстремумами скорости изменения параметра [10].

Заключение

Проведя анализ нелинейных явлений и процессов в распределённых тонкоплёночных ферроструктурах при воздействии внешних магнитных полей различной интенсивности, с позиций спиновой электроники, можно с уверенностью сделать выводы о возможности реализации резонансных схем, построенных на нелинейных параметрических зонных системах, работающих на ультрагармониках тока в высших зонах неустойчивости колебаний, в СВЧ- и КВЧ-диапазонах, на тонкоплёночных ферромагнитных структурах в составе композитных сред.

Развитие технологий создания тонкоплёночных ферромагнитных структур, работающих в КВЧ-диапазоне, на основе описанных явлений и эффектов, приведёт к созданию наноэлементов и устройств нового поколения на их базе. Такие устройства будут обладать высочайшими техническими характеристиками, что и обусловит их применение в различных областях современной электроники [5].

Статья подготовлена по проекту № 8.374.2014/К Госзадания Минобрнауки РФ на 2014–2016 гг.

Список литературы

1. Chu P., Wang Y.L., Lin L., Dong S., Liu J.M. 2013, “Multiferroic Domain Structure in Orthorhombic Multiferroics of Cycloidal Spin Order: Three-Dimensional Phase Field Simulations”. *Magnetics, IEEE Transactions*. 2013, Volume 49, Issue: 7, Pp. 3117–3120. IEEE Journals&Magazines.
2. Gevorgian S., Vorobiev A. 2010, “Microwave and THz Applications of Ferroelectrics and Multiferroics.” *Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves, (MSMW)*, 2010. International Kharkov Symposium. Pp. 1–3. IEEE Conference Publication.
3. Popkov A.F., Zvezdin K.A., Chinenkov M. Yu., etc., 2012, “Spin transport and problems of magnetic random access memory (MRAM)”. *Engineering physics*, № 9, Pp. 19–34. (In Russian).
4. Samoylovich M.I. and Tallis A.L. 2011, “Crystal multiferroics and symmetric features of their magnetic subsystems”, *Nano- and microsystem equipment*, № 1, Pp. 31–36.
5. Bezuglov D.A., Cherckesova L.V., Sinyavsky G.P., Shalamov G.N. and Shein A.G., 2014, “Nonlinear Parametrics: the Prospects of Creating of Radioelectronic Equipment of Microwave and THz-Ranges (monography)”. – Rostov-on-Don, Edition Center of Don State Technical University. – 2014. – 280 p.
6. Shein A.G., Sinyavsky G.P., Cherckesova L.V., Shalamov G.N., 2013, “Analysis of Ferromagnetic Structures Fast-Acting Under the Influence of External Magnetic Fields of Various Intensity”, 2013, *IEEE EWDTS-2013, East-West Design & Test Symposium, Kharkiv, Ukraine*. Pp. 360–364.
7. Guljaev Yu.V. and Nikitov S.A., 2003, “Photonic and Magneto photonic Crystals as New Environment for Information Transfer”, *Radiotekhnika*, 2003, № 8, Pp.5 – 23.
8. Bezuglov D.A., Cherckesova L.V., Sinyavsky G.P., Shalamov G.N. and Zaichenko A.N., 2015, “Resonance Phenomena in Photonic and Magnonic Crystals of Multiferroics as Part of Thin-Films Fractal Structures”, *IEEE ICATT-2015, International Conference on Antenna Theory and Techniques Kharkiv, Ukrain*, Pp. 351–353.
9. Bezuglov D.A., Cherckesova L.V., Sinyavsky G.P., Shalamov G.N. and Zaichenko A.N., 2015, “Nonlinear Phenomenons and Effects in the Multiferroics Crystals at Influence of External Magnetic Fields”. *IEEE SIBCON-2015, International Siberian Conference on Control and Communications, Omsk, Russia*, IEEE Conference Publication.
10. Cherckesova L.V., 2011, “The Influence of strong external electromagnetic fields of pumping on materials of electronic equipment with domain structure”, *Nelinejny mir*, 2011, V. 9, №. 5, Pp. 317–323.

[В начало к содержанию](#)

Статический режим транзисторов схемы рис. 1 устанавливается за счёт цепи отрицательной обратной связи по синфазному сигналу, которая организуется транзисторами VT1, VT2, общей истоковой цепью входного параллельно-балансного каскада ДК1, транзисторами VT5, VT6, а также противофазными токовыми выходами входного параллельно-балансного каскада. При этом токи стока и токи коллекторов транзисторов определяются уравнениями:

$$I_{c5} = I_{c6} \approx I_1 = I_2, \quad (1)$$

$$I_{k1} = I_{k2} = \frac{I_3 - 2I_1}{2} = \frac{I_3 - 2I_2}{2}, \quad (2)$$

$$I_{k3} = I_{k4} = I_{k1} = I_{k2}. \quad (3)$$

Отрицательная обратная связь повышает коэффициент ослабления входного синфазного напряжения ОУ рис. 1.

Анализ графиков рис. 7, рис. 8 и рис. 9 показывает, что введение в схеме рис. 1 дополнительной цепи коррекции нулевого уровня (ЦК), уменьшает U_{cm} практически до нуля (независимо от воздействия температуры и потока нейтронов). Причём оптимальное значение напряжения V_3 на дополнительной цепи коррекции нулевого уровня (ЦК) соответствует величине напряжений питания $E_{\Pi}^{(+)} = E_{\Pi}^{(-)} = V_3$.

Введение дополнительного неинвертирующего усилителя тока УТ1 увеличивает усиление по петле отрицательной обратной связи по синфазному сигналу и повышает синфазную помехоустойчивость ОУ.

Схема предлагаемого ОУ (рис. 2) [4], в которой коллекторы транзисторов VT1 и VT2 связаны с общей истоковой цепью входного параллельно-балансного каскада ДК через неинвертирующий усилитель тока УТ1.

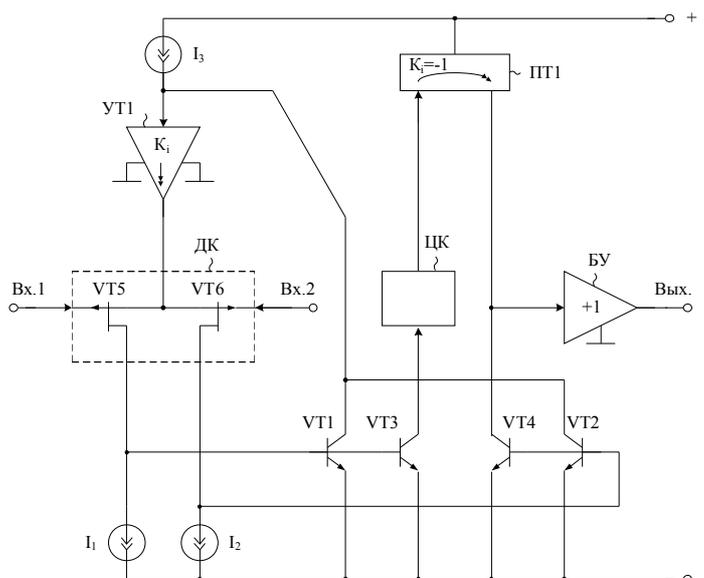


Рис. 2. Практическая реализация предлагаемого ОУ

Схема предлагаемого ОУ при конкретном выполнении неинвертирующего усилителя тока УТ1 (рис. 3). Схема рис. 3, соответствующая схеме рис. 2, неинвертирующий усилитель тока УТ1 реализован на полевом транзисторе VT7, а токостабилизирующий двухполюсник выполнен в виде резистора R1.

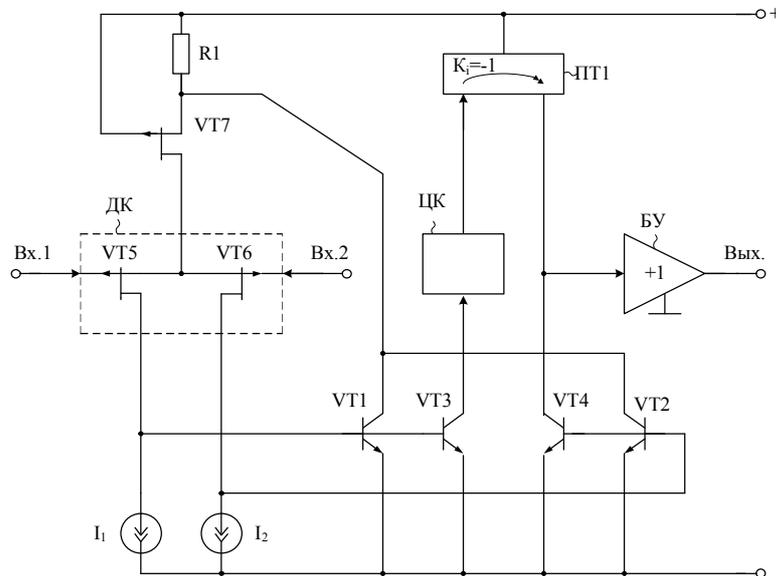


Рис. 3. Схема предлагаемого ОУ с конкретным выполнением неинвертирующего усилителя тока УТ1

Схема ОУ рис. 1 в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях интегральных транзисторов АБМК_1_3 НПО «Интеграл» (г. Минск) (рис. 4).

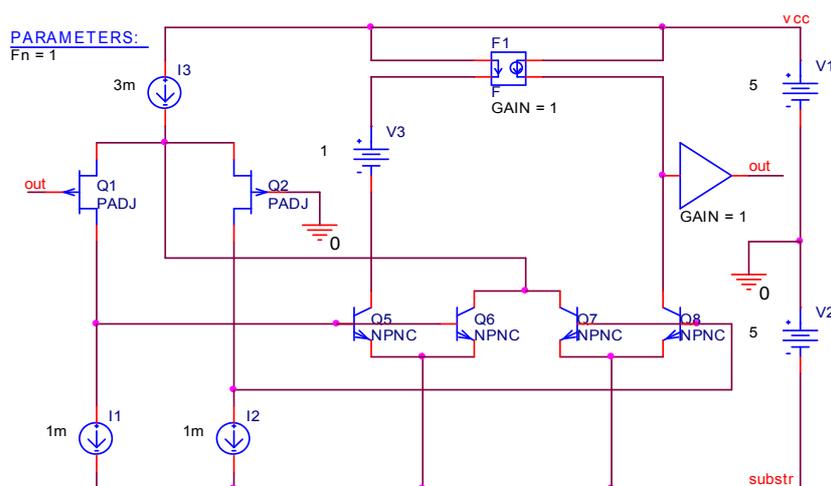


Рис. 4. Схема ОУ рис. 1 в среде компьютерного моделирования PSpice

Зависимость напряжения смещения нуля ($U_{см}$) ОУ рис. 4 при изменениях температуры в диапазоне $t=-60\div+120$ °С, токах $I_2=I_1=1$ мА, $I_3=3$ мА (в обозначениях рис. 4), а также отсутствии дополнительной цепи коррекции нулевого уровня ЦК (нулевым напряжении между выводами цепи коррекции $U=V_3=0$ В) (рис. 5).

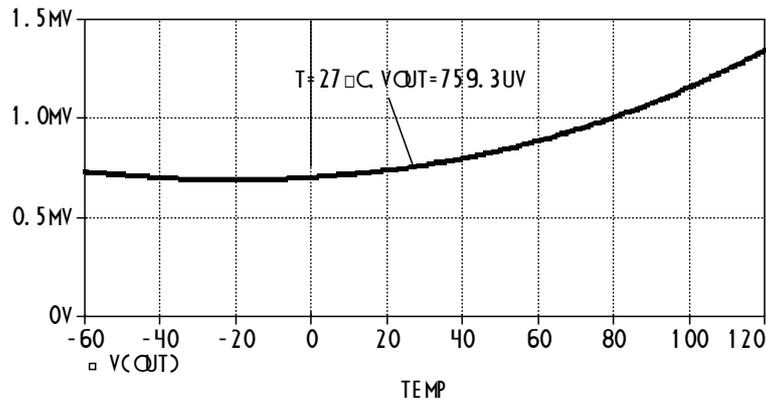


Рис. 5. Температурная зависимость напряжения смещения нуля ($U_{см}$) ОУ рис. 4 при отсутствии дополнительной цепи коррекции нулевого уровня ЦК

График изменения напряжения смещения нуля ОУ рис. 4 в диапазоне потока нейтронов $F_n=0,2\cdot 10^8\div 10^{18}$ н/м² и токах $I_3=3$ мА, $I_1=I_2=2$ мА, при температуре окружающей среды $t=27$ °С, а также отсутствии дополнительной цепи коррекции нулевого уровня ЦК (нулевым напряжении $V_3=0$ В) (рис. 6).

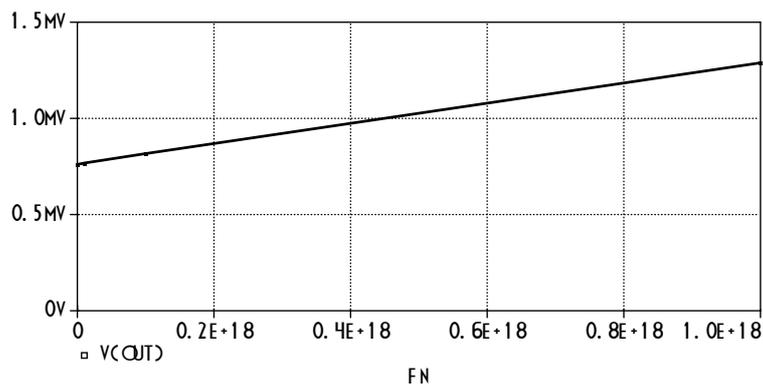


Рис. 6. График изменения напряжения смещения нуля ОУ рис. 4 при отсутствии дополнительной цепи коррекции нулевого уровня ЦК

Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 4 при различных значениях напряжения $V_3=0\div 5$ В на цепи коррекции нулевого уровня ЦК и токах $I_2=I_1=1$ мА, $I_3=3$ мА, а также температуре окружающей среды $t=27$ °С (рис. 7).

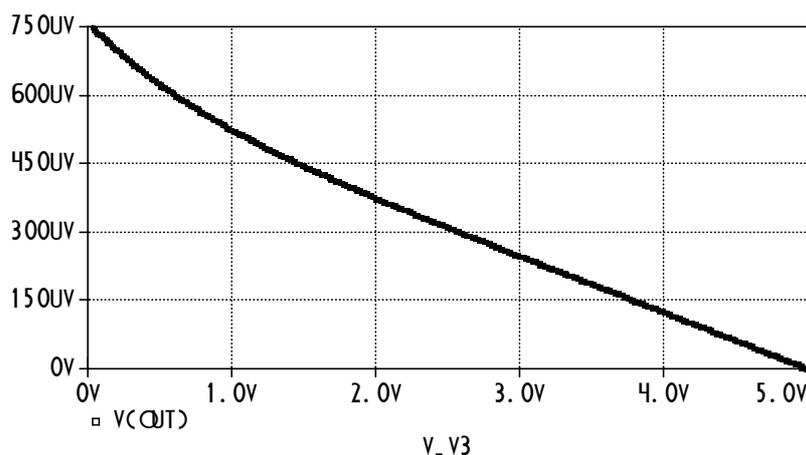


Рис. 7. Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 4 при различных значениях напряжения $V_3=0\div 5$ В на цепи коррекции нулевого уровня ЦК при температуре окружающей среды $t=27$ °С

Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 4 при различных значениях напряжения $V_3=0\div 5$ В на цепи коррекции нулевого уровня ЦК и токах $I_2=I_1=1$ мА, $I_3=3$ мА, а также температуре окружающей среды $t=-60$ °С (рис. 8).

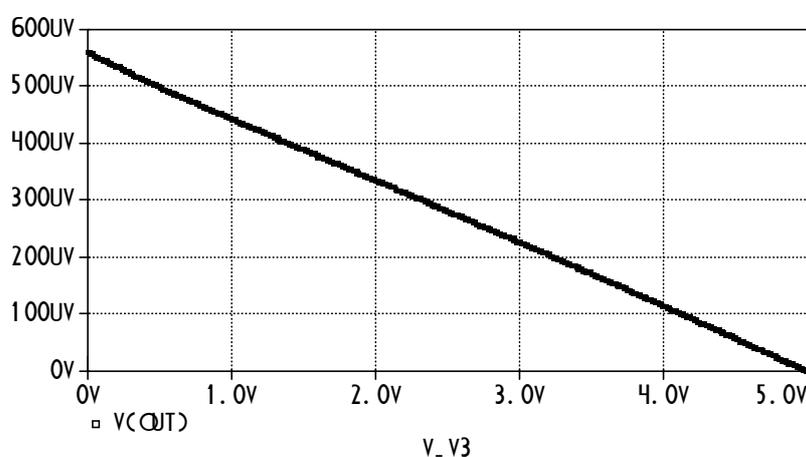


Рис. 8. Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 4 при различных значениях напряжения $V_3=0\div 5$ В на цепи коррекции нулевого уровня ЦК при температуре окружающей среды $t=-60$ °С

Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 4 при различных значениях напряжения $V_3=0\div 5$ В на цепи коррекции нулевого уровня ЦК и токах $I_2=I_1=1$ мА, $I_3=3$ мА, а также температуре окружающей среды $t=120$ °С (рис. 9).

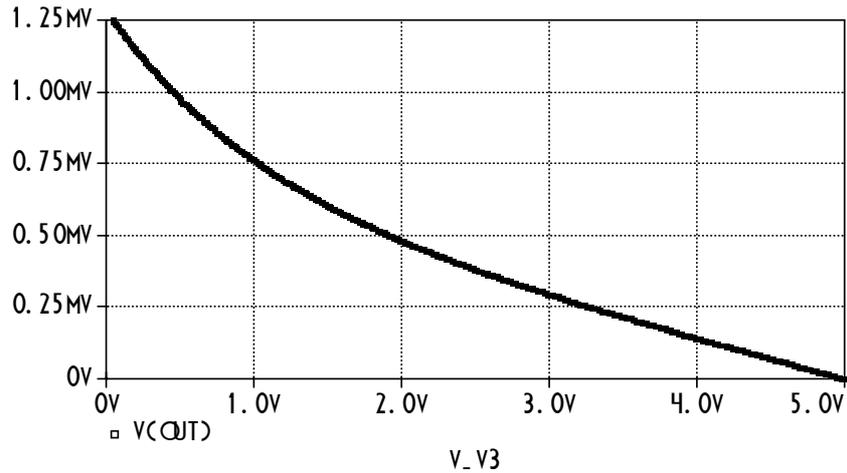


Рис. 9. Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 4 при различных значениях напряжения $V_3=0\div 5$ В на цепи коррекции нулевого уровня ЦК при температуре окружающей среды $t=120$ °С

Схема ОУ рис. 1 в среде компьютерного моделирования PSpice на моделях транзисторов АБМК_1_3 для исследования свойств предлагаемой схемы ОУ в широком диапазоне температур ($t=-60\div +120$ °С) и воздействии потока нейтронов (рис. 10).

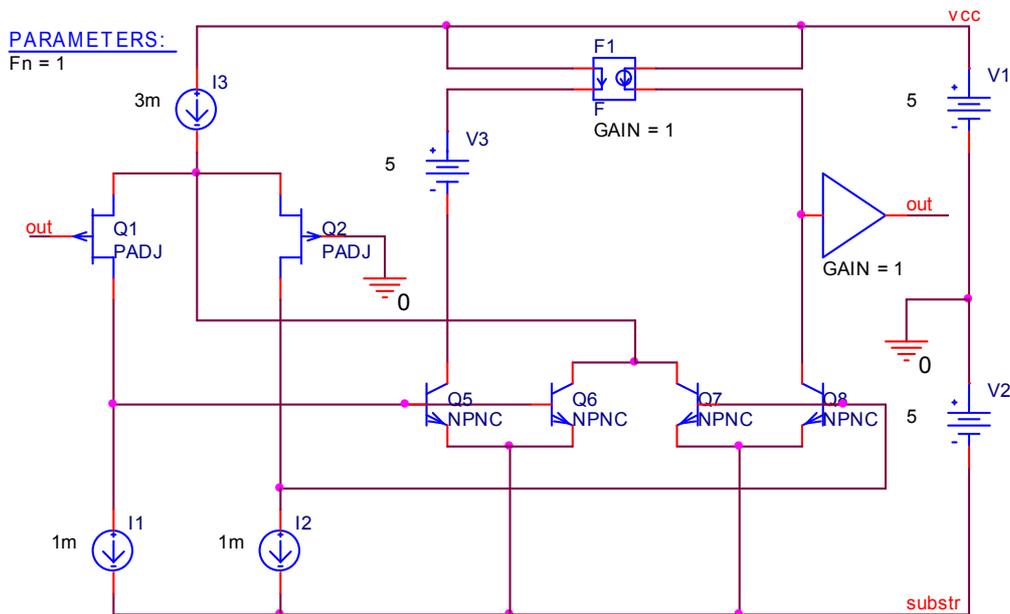


Рис. 10. Схема ОУ рис. 1 в среде компьютерного моделирования PSpice

Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 10 при различных значениях температуры $t=-60\div 120$ °С и токах $I_2=I_1=1$ мА, $I_3=3$ мА (рис. 11).

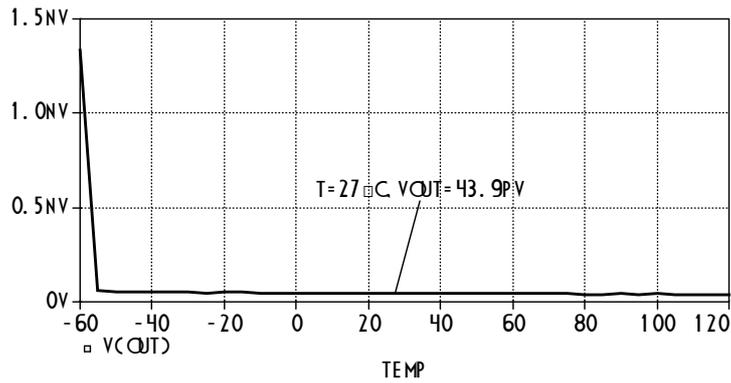


Рис. 11. Температурная зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 10

Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 10 при воздействии потока нейтронов в диапазоне $F_n=0,2 \cdot 10^8 \div 10^{18}$ н/м² и токах $I_3=1.0741$ мА, $I_1=I_2=2$ мА, а также температуре окружающей среды $t=27$ °С (рис. 12).

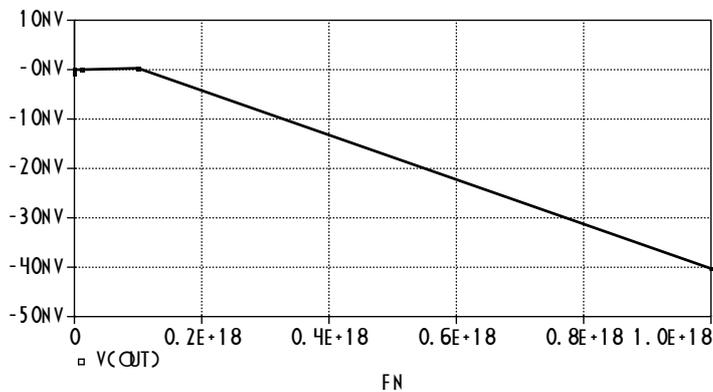


Рис. 12. Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 10 при воздействии потока нейтронов и температуре окружающей среды $t=27$ °С

Коррекции нулевого уровня ЦК реализуются на основе транзисторов VT1 и VT2 (а) или транзистора VT1 и резисторов R₁, R₂ (б), или стабилитрона VD1 (в). Возможны и другие специальные построения цепи коррекции $U_{см}$, при которых в ОУ реализуются дополнительные эффекты компенсации $U_{см}$ (рис. 13).

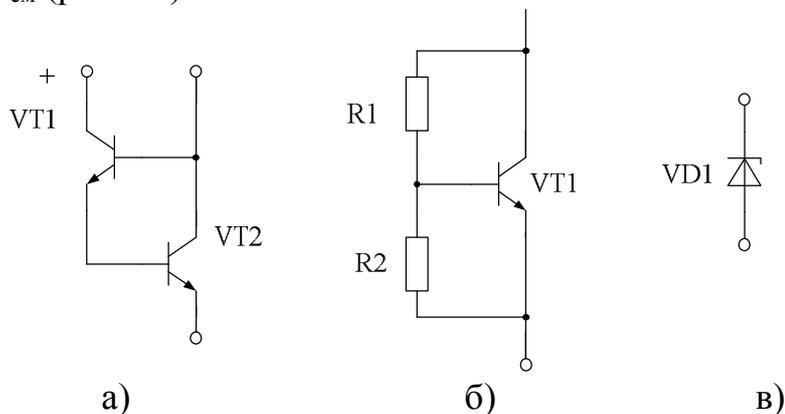


Рис. 13. Варианты практической реализации цепи коррекции нулевого уровня

Таким образом, новая схема ОУ обладает бóльшей прецизионностью в сравнении с классической. Основные преимущества состоят в уменьшении напряжения смещения нуля в условиях влияния радиации и температурного разброса, а также повышении коэффициента ослабления входного синфазного сигнала [4].

Статья подготовлена по проекту № 2477 Госзадания Минобрнауки РФ на 2014–2016 гг.

Список литературы

1. Pat. Appl. Publ. US 2007/0096814 Differential amplifiers / Chinq-Shiun Chiu.; Assignee: Mediatek Inc.; Appl. No.: 11/264,213; Filed: Nov. 1, 2005, Pub. Date: May 3, 2007. – Pp. 11

2. Элементная база радиационно-стойких информационно-измерительных систем: моногр. / Н.Н. Прокопенко, О.В. Дворников, С.Г. Крутччинский; под общ. ред. д.т.н. проф. Н.Н. Прокопенко; ФГБОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т. экономики и сервиса». – Шахты: ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2011. – 208 с.

3. Операционные усилители с непосредственной связью каскадов / В.И. Анисимов, М.В. Капитонов, Н.Н. Прокопенко, Ю.М. Соколов. – Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1979. – 151 с.

4. Пат. 2571579. Российская Федерация, МПК H03F 3/45. Прецизионный операционный усилитель для радиационно-стойкого биполярно-полевого техпроцесса / Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Бугакова А.В., Бутырлагин Н.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Донской гос. техн. ун-т». – № 2014145403/08; заявл. 11.11.2014; опубл. 20.12.15, Бюл. № 35. – 21 с.: ил. (583)

[В начало к содержанию](#)

УДК 621.375

А.И. Серебряков, И.В. Пахомов, А.В. Бугакова, Л.А. Заякина

ПРЕЦИЗИОННЫЙ ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ПАРАФАЗНЫМ ВЫХОДОМ ДЛЯ РАДИАЦИОННО- СТОЙКОГО БИПОЛЯРНО-ПОЛЕВОГО ТЕХПРОЦЕССА

Аннотация: Рассматриваются схемы операционных усилителей (ОУ) пониженным коэффициентом напряжения смещения нуля при воздействии радиации и температуры (от минус 60 до 120 °С). за счёт высокой симметрии статических режимов во входных цепях активных компонентов.

где S_{Σ} – крутизна преобразования входного дифференциального сигнала ОУ в приращение коллекторного тока выходного транзистора VT6. Причём

$$S_{\Sigma} \approx \frac{1}{1/S_{VT5} + 1/S_{VT6} + \varphi_T/I_1 + \varphi_T/I_2} \approx \frac{S_{VT5}S_{VT6}}{S_{VT5} + S_{VT6}} \approx \frac{S_{VT5}}{2} \approx \frac{S_{VT6}}{2}, \quad (4)$$

где $\varphi_T = 25$ мВ – температурный потенциал; $I_1=I_2$ – токи токостабилизирующих двухполюсников I_1 и I_2 ; S_{VT5} (S_{VT6}) – крутизна полевого транзистора VT5 (VT6).

Например, при $I_{вх.А1} = 1 \div 10$ мкА, $S_{VT5} = S_{VT6} = 1$ мА/В находим, что $U_{см.А1} = 2 \div 20$ мВ.

Исходя из вышеприведённых формул, можно понять, что напряжение смещения нуля $U_{см}$ известного ОУ не удовлетворяет многим применениям.

Предлагаемая схема, которая построена на базе ОУ рис. 2 (рис. 3) [8].

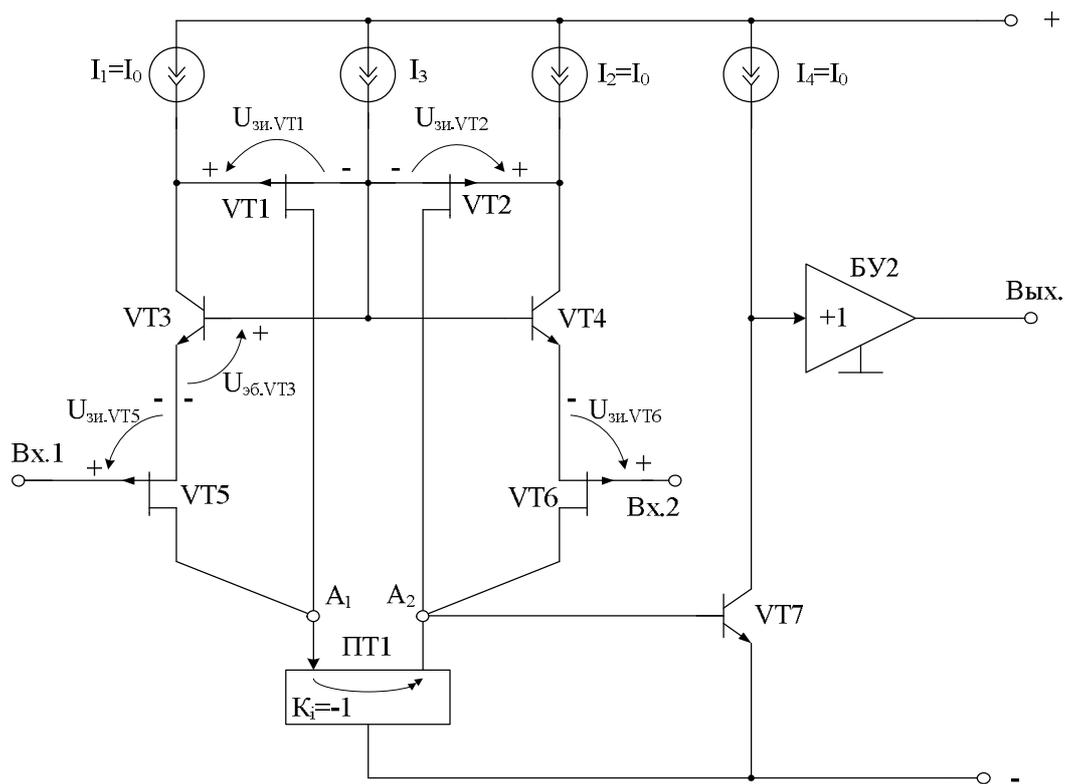


Рис. 3. Схема ОУ, построенная на базе рис. 2

Схема с конкретным выполнением буферного усилителя БУ1, имеющего противофазные основной и дополнительный выходы (Вых.1 и Вых.2) (рис. 4).

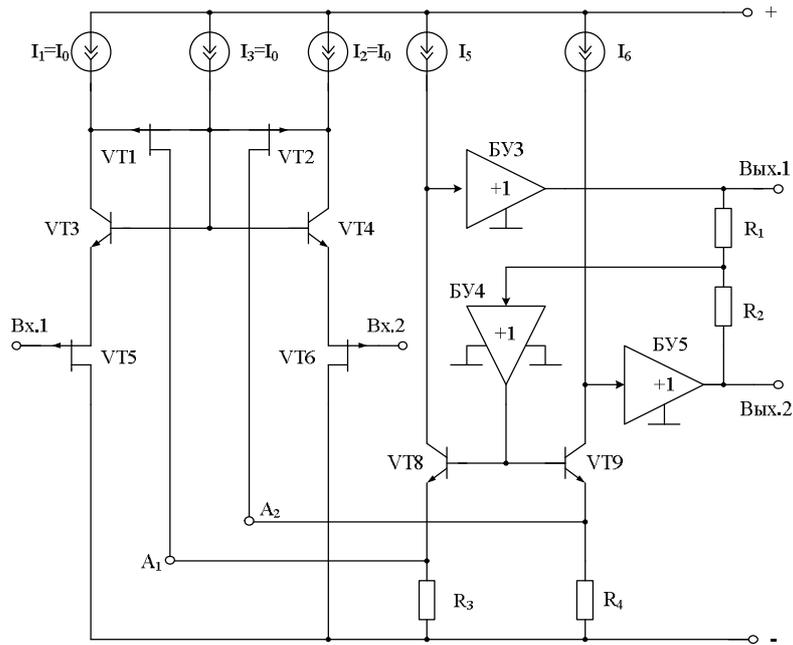


Рис. 4. Схема ОУ с конкретным выполнением БУ1, имеющего противофазные основной и дополнительный выходы (Вых.1 и Вых.2)

Схема, которая представляет собой мультидифференциальный операционный усилитель (МОУ), являющийся новым активным элементом [5–7] (рис. 5).

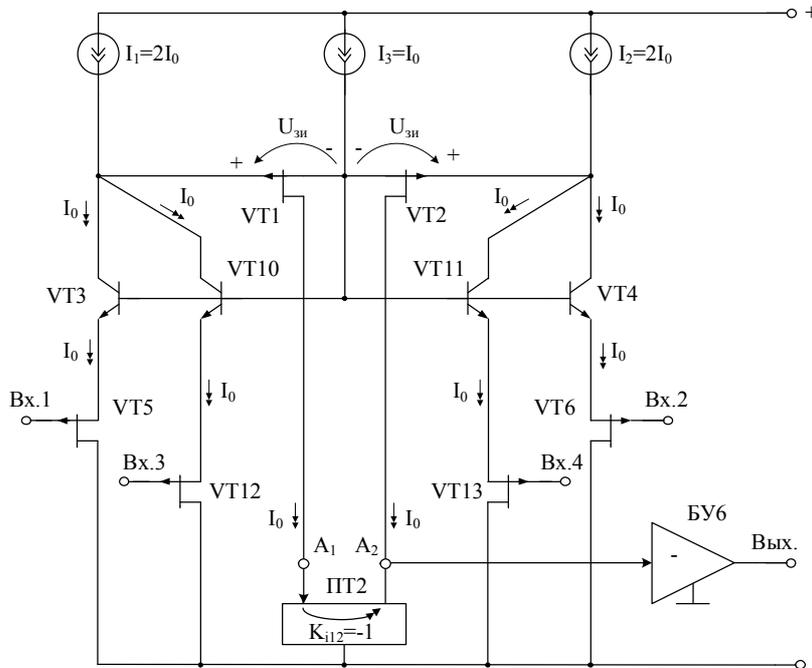


Рис. 5. Модифицированная схема МОУ

Схема ОУ рис. 2 в среде компьютерного моделирования PSpice на радиационно-зависимых моделях транзисторов АБМК [4] (рис. 6).

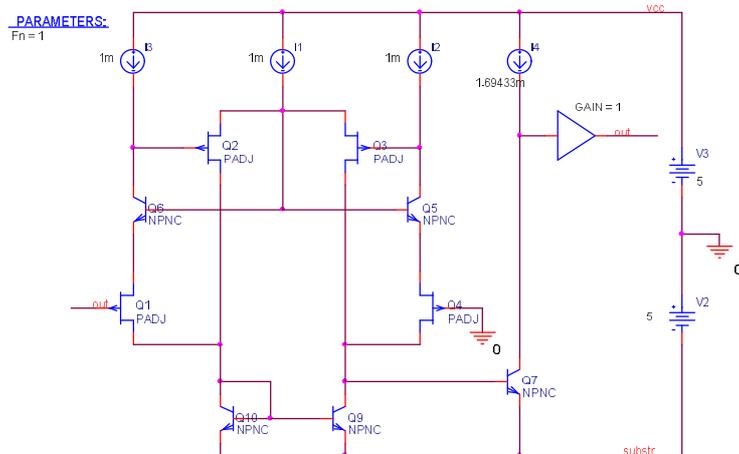


Рис. 6. Схема ОУ рис. 2 в среде компьютерного моделирования PSpice на радиационно-зависимых моделях транзисторов АБМК

Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 6 при различных значениях тока $I_4=0.5\div 3$ мА, при токе $I_1=1$ мА (рис. 7а) и $I_1=2$ мА (рис. 7б) и температуре окружающей среды $t=27$ °С.

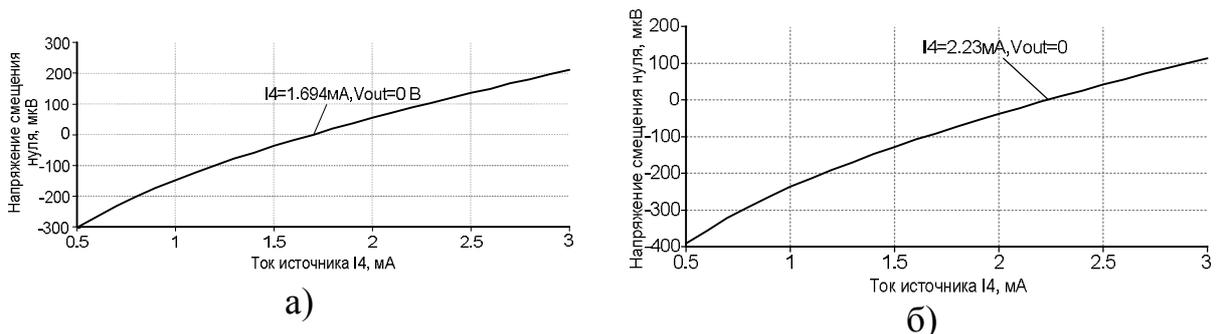


Рис. 7. Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 6 при различных значениях тока $I_4=0.5\div 3$ мА

Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 6 в широком диапазоне температур от минус $60\div 120$ °С при токе $I_4=2.23$ мА, $I_1=1$ мА (рис. 8а) и $I_1=2$ мА (рис. 8б).

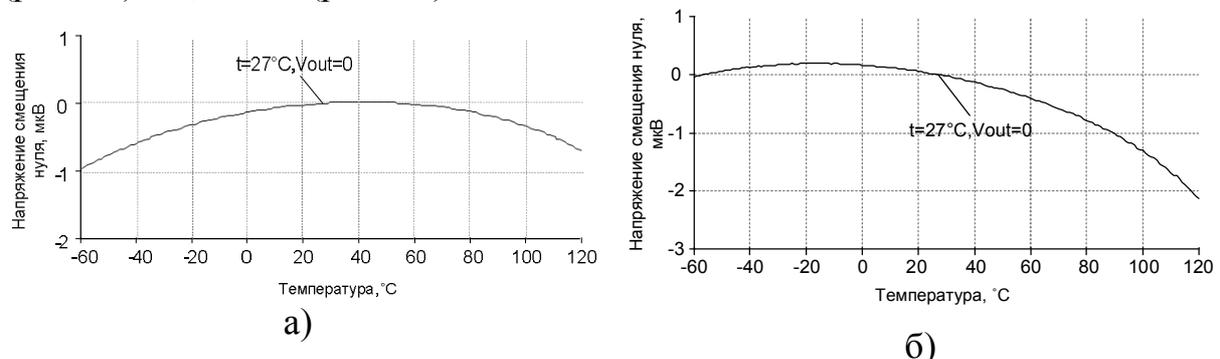


Рис. 8. Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 6 в широком диапазоне температур $T=-60\div 120$ °С

Зависимость напряжения смещения нуля ОУ фиг. 7 при воздействии потока нейтронов в диапазоне $F_n=10^{14}\div 10^{18}$ н/м², при $I_4=1.69$ мА, $t=27$ °С, $I_1=1$ мА (рис. 9а) и $I_1=2$ мА (рис. 9б).

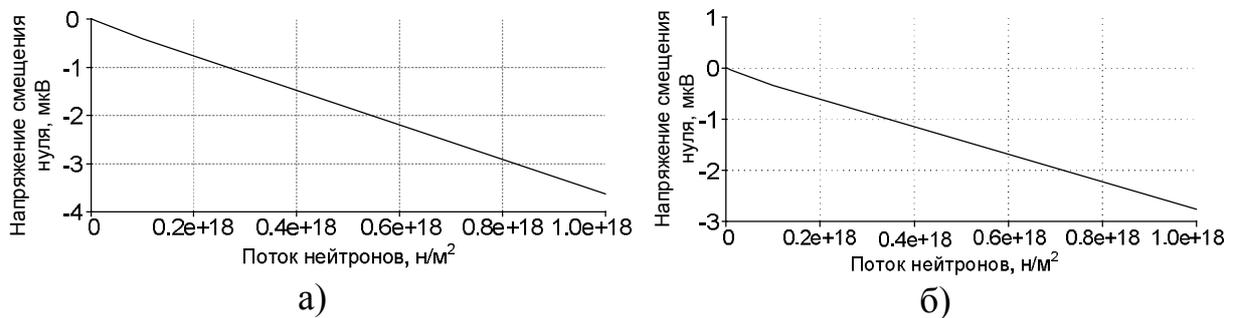


Рис. 9. Зависимость напряжения смещения нуля ОУ фиг. 7 при воздействии потока нейтронов в диапазоне $F_n=10^{14}\div 10^{18}$ н/м²

Рассмотренный ОУ благодаря высокой симметрии статических режимов применяемых во входных цепях активных компонентов, а также практически нулевым токам затворов транзисторов VT1, VT2, отсутствием составляющей $U_{см.А1}$ (3), характеризуется малыми значениями нулевого уровня $U_{см \Sigma} = (1 \div 4)$ мкВ в широком диапазоне температур ($-60 \div 120$ °С) и радиационных воздействий (рис. 8 и 9) [8].

Статья подготовлена по проекту № 2477 Госзадания Минобрнауки РФ на 2014–2016 гг.

Список литературы

1. Pat. US 4.596.958 Differential common base amplifier with feed forward circuit / Jerald G. Graeme, Steven D. Millaway; Assignee: Burr-Brown Corporation; Appl. No.: 06/654,959; Filed: Sep. 26, 1984; Pub. Date: Jun. 24, 1986. – Pp. 9.

2. Пат. RU 2475941. Российская Федерация, МПК H03F 3/34. Дифференциальный усилитель с комплементарным входным каскадом / Прокопенко Н.Н., Белич С.С., Пахомов И.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2012100199/08; заявл. 10.01.2012; опубл. 20.02.2013, Бюл. № 5. – 12с.: ил. (439).

3. Pat. Appl. Publ. US 2010/0117735 Circuit / Reinhard Oelmaier; Assignee: Reinhard Oelmaier; Appl. No.: 12/616'047; Filed: Nov. 10, 2009; Pub. Date: May 13, 2010. – Pp. 8.

4. Элементная база радиационно-стойких информационно-измерительных систем: моногр. / Н.Н. Прокопенко, О.В. Дворников, С.Г. Крутччинский; под общ. ред. д.т.н. проф. Н.Н. Прокопенко; ФГБОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – Шахты: ФГБОУ ВПО ЮРГУЭС, 2011. – 208 с.

5. Основные параметры и уравнения базовых схем включения мультидифференциальных операционных усилителей с высокоимпедансным узлом / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Бутырлагин, И.В. Пахомов // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2014: сб. тр. Ч. 3 / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИПМ РАН, 2014. – С. 111–116.

6. Prokopenko N.N., Dvornikov O.V., Butyrlagin N.V., Bugakova A.V. The main connection circuits of the radiation-hardened differential difference amplifier based on the bipolar and field effect technological process // 2014 12th International conference on actual problems of electronic instrument engineering (APEIE – 2014) proceedings in 7 Volumes; Novosibirsk, October 2-4, 2014. – Novosibirsk State Technical University. – Vol. 1. – P. 29-34

7. Сверхвысокочастотные мультидифференциальные операционные усилители и основные схемы их включения / Н.Н. Прокопенко, П.С. Будяков, Н.В. Бутырлагин // 11-я Междунар. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения», 25–26 сент. 2014 г., Саратов: материалы конф.: в 2 т. – Саратов: Саратовский гос. техн. ун-т им. Ю.А. Гагарина, 2014. – Т.2. – С. 100–107.

8. Пат. 2571569. Российская Федерация, МПК H03F 3/45. Прецизионный операционный усилитель для радиационно-стойкого биполярно-полевого технологического процесса / Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Бутырлагин Н.В., Бугакова А.В.; заявитель и патенто-обладатель ФГБОУ ВПО «Донской гос. техн. ун-т». – № 2014146552/08; заявл. 19.11.2014; опубл. 20.12.15, Бюл. № 35. – 24 с.: ил. (586).

[В начало к содержанию](#)

УДК 621.375

О.В. Дворников, И.В. Пахомов, А.В. Бугакова

БИПОЛЯРНО-ПОЛЕВОЙ ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НА ОСНОВЕ «ПЕРЕГНУТОГО» КАСКОДА

Аннотация: Предлагается схема операционного усилителя (ОУ) с повышенной прецизионностью. Рассматриваются методы повышения коэффициента усиления по напряжению и уменьшения напряжения смещения нуля ($U_{см}$) в зависимости от температурного и радиационного воздействия. Приведены результаты моделирования схем ОУ в среде PSpice.

Ключевые слова: Биполярно-полевой техпроцесс, операционный усилитель, «перегнутый» каскод, прецизионность ОУ, частотная характеристика, напряжение смещения нуля, коэффициент усиления по напряжению.

Операционные усилители на полевых и биполярных транзисторах выполненные на основе архитектуры «перегнутого каскода» применяются в радиоэлектронике, например, в качестве прецизионного устройства усиления сигналов [1–9]. Достоинствами данного класса устройств является расширенный частотный диапазон и эффективное использование напряжения питания.

Предлагаемая схема ОУ может решить основную проблему классических схем (рис. 1), которая состоит в том, что его коэффициент усиления по напряжению (K_v) получается небольшим [9]. Это связано с тем, что в классической схеме усиление по напряжению обеспечивается только каскадом на выходных транзисторах VT3 и VT4. Кроме этого, в диапазоне рабочих, прежде всего низких температур и при воздействии потока нейтронов он имеет повышенные значения напряжения смещения нуля ($U_{см}$) (единицы-десятки милливольт), что снижает прецизионность ОУ.

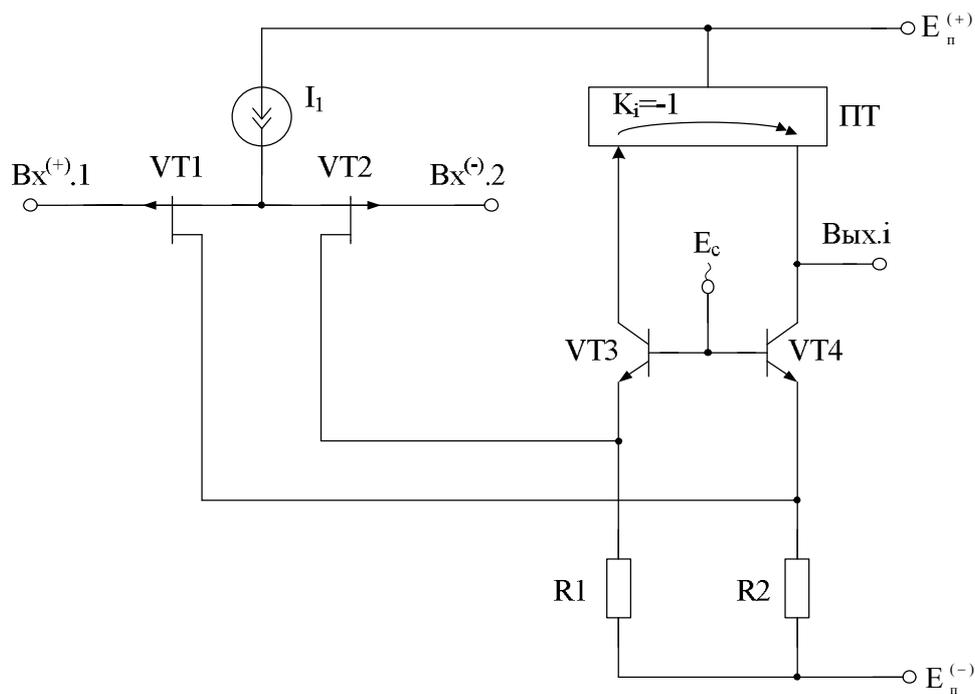


Рис.1. Классическая схема ОУ

На рисунке 2 показана предлагаемая схема ОУ, коэффициент усиления дифференциального сигнала которой в разомкнутом состоянии доходит до уровня 90÷100 дБ.

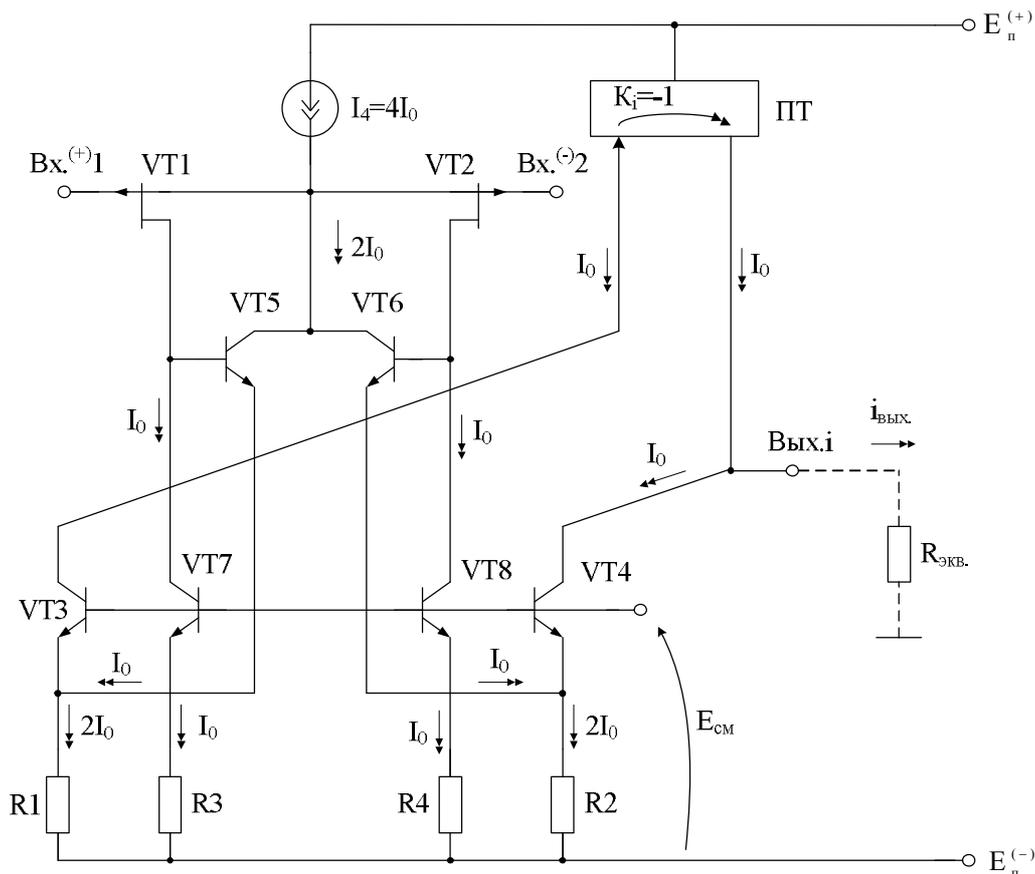


Рис. 2. Предлагаемая схема ОУ

Проведено компьютерное моделирование предлагаемой схемы ОУ рис. 2 в среде PSpice на радиационно-зависимых моделях интегральных транзисторов АБМК_1_3 НПО «Интеграл» (г. Минск) (рис. 3).

Статический режим транзисторов схемы рис. 2 по току устанавливается источником опорного тока 4. При этом токи стоков (I_{ci}) и токи коллекторов (I_{ki}) транзисторов схемы при 100 % отрицательной обратной связи в ОУ определяются уравнениями Кирхгофа:

$$I_{cVT1} = I_{kVT7} \approx I_0, \quad (1)$$

$$I_{cVT2} = I_{kVT8} \approx I_0, \quad (2)$$

$$I_{kVT5} = I_{kVT6} \approx \frac{I_1 - I_{cVT1} - I_{cVT2}}{2} \approx I_0, \quad (3)$$

$$I_{kVT4} = I_{R2} - I_{kVT6} \approx I_0, \quad (4)$$

$$I_{kVT3} = I_{R1} - I_{kVT5} \approx I_0, \quad (5)$$

$$I_{kVT7} \approx \frac{E_{см} - U_{эб}}{R_3}, \quad (6)$$

$$I_{kVT8} \approx \frac{E_{см} - U_{эб}}{R_4}, \quad (7)$$

$$I_{R1} \approx \frac{E_{см} - U_{эб}}{R_1}, \quad (8)$$

$$I_{R2} \approx \frac{E_{см} - U_{эб}}{R_2}, \quad (9)$$

где $E_{см}$ – напряжение цепи смещения потенциалов 9 относительно второй 10 шины источника питания; $U_{эб} \approx 0,7В$ – напряжение эмиттер-база биполярных транзисторов схемы (VT3, VT4, VT7, VT8) в активном режиме при токах эмиттера $I_{эi}=I_0$; R_1, R_2 – сопротивления токостабилизирующих резисторов R_1 и R_2 ; R_3, R_4 – сопротивления дополнительных резисторов R_3 и R_4 ; I_{R1}, I_{R2} – токи токостабилизирующих резисторов R_1 и R_2 ; $I_1=4I_0$ – ток источника опорного тока I_1 ; I_0 – некоторый заданный квант тока, например, $I_0=2$ мА, выбираемый при проектировании ОУ.

Коэффициент усиления по напряжению разомкнутой схемы ОУ рис. 2 определяется произведением:

$$K_y = \frac{u_{вых.i}}{u_{вх.1^{(+)}-вх.2^{(-)}}} = K_1 \cdot K_2, \quad (10)$$

где $u_{вых.i}$ – приращение напряжения на выходе ОУ, вызванное изменением

напряжения ($u_{вх.1^{(+)}-вх.2^{(-)}}$) между входами ОУ; $K_1 = \frac{u_{VT5-VT6}}{u_{вх.1^{(+)}-вх.2^{(-)}}$ – ко-

эффициент преобразования входного напряжения ОУ ($u_{вх.1^{(+)}-вх.2^{(-)}}$) в на-

пряжение между базами транзисторов 15-16 (u_{15-16}); $K_2 = \frac{u_{вых.14}}{u_{15-16}}$ – ко-

эффициент передачи дифференциального напряжения между базами транзисторов VT5 и VT6 на выход усилителя.

Причём

$$K_1 \approx R_{экв.VT5-VT6} \cdot S_{ДК} \gg 1, \quad (11)$$

$$K_2 \approx R_{экв.} \cdot S_{VT5-VT6} \gg 1, \quad (12)$$

где $R_{экв.VT5-VT6}$ – эквивалентное дифференциальное сопротивление между базами транзисторов VT5 и VT6; $R_{экв.}$ – эквивалентное сопротивле-

ние в цепи нагрузки ОУ выходного узла; $S_{ДК} = \frac{S_{VT1}S_{VT2}}{(S_{VT1} + S_{VT2})}$ – эквива-

лентная крутизна входного дифференциального каскада на основе входных полевых транзисторов VT1 и VT2; S_{VT1}, S_{VT2} – крутизны стокотворной характеристики соответствующих входных полевых транзисторов VT1 и VT2;

$$S_{VT5-VT6} \approx \frac{i_{вых.i}}{u_{VT5-VT6}} \approx \frac{K_i}{2(r_{эVT5} + r_{эVT3})} + \frac{1}{2(r_{эVT6} + r_{эVT4})} \approx \frac{1}{2r_{э0}} = \frac{I_0}{2\phi_T};$$

$r_{эij}$ – сопротивление эмиттерного перехода ij -го транзистора ($r_{эij} = \varphi_m / I_{эij}$);
 $\varphi_T = 25 \text{ мВ}$ – температурный потенциал; $K_i \approx 1$ – модуль коэффициента усиления по току токового зеркала ПТ.

Численное значение эквивалентного сопротивления $R_{экв.VT5-VT6}$ определяется формулой:

$$R_{экв.VT5.VT6} = \beta_{VT5}(r_{эVT5} + r_{эVT3}) + \beta_{VT6}(r_{эVT6} + r_{эVT4}) \approx \approx 4\beta_{VT5-VT6}r_{э0} \approx 4\beta_{VT5-VT6} \frac{\varphi_T}{I_0}, \quad (13)$$

где $\beta_{VT5-VT6} = \beta_{VT5} = \beta_{VT6}$ – коэффициент усиления по току базы транзисторов VT5 и VT6; $r_{э0} = r_{эVT5} = r_{эVT6} = r_{эVT3} = r_{эVT4} \approx \frac{\varphi_T}{I_0}$.

Как следствие, за счёт создания в схеме рис. 2 двух высокоимпедансных узлов коэффициент усиления по напряжению разомкнутого ОУ рис.2 получается достаточно большим ($\approx 80 \div 100 \text{ дБ}$):

$$K_y \approx 2\beta_{VT5-VT6} S_{ДК} R_{экв}. \quad (14)$$

В ОУ-прототипе этот параметр в $\beta_{VT5-VT6}$ раз меньше:

$$K_{y,пр} \approx 2S_{ДК} R_{экв}. \quad (15)$$

В новой схеме ОУ (в сравнении с прототипом) повышается также коэффициент ослабления входных синфазных сигналов ($K_{oc.cф}$). Данный эффект объясняется введением (за счёт новых элементов) отрицательной обратной связи по синфазному сигналу (транзисторы VT5 и VT6) в истоковую цепь транзисторов VT1 и VT2, которая улучшает $K_{oc.cф}$ [19].

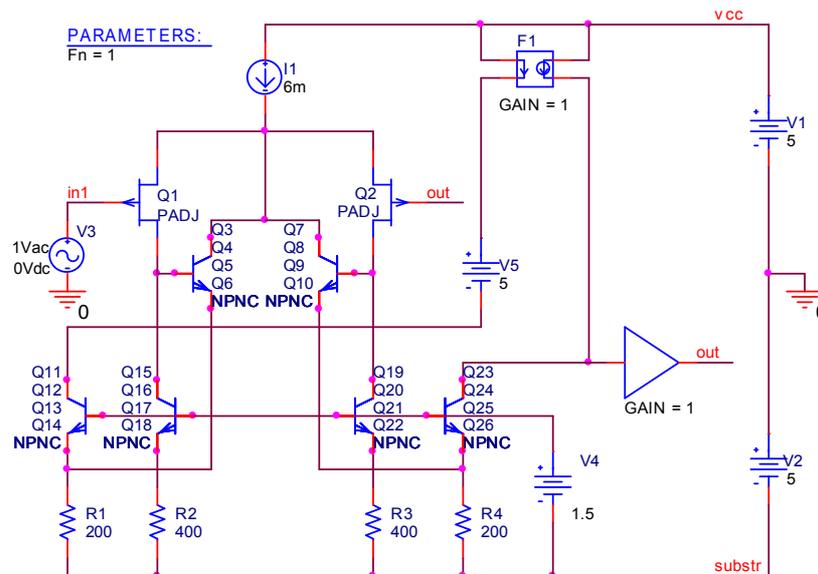


Рис. 3. Предлагаемая схема ОУ рис. 2 в среде PSpice

Частотная зависимость коэффициента усиления по напряжению разомкнутого ОУ предлагаемой схемы рис. 3 показывает, что $K_u=91.43$ дБ (рис. 4).

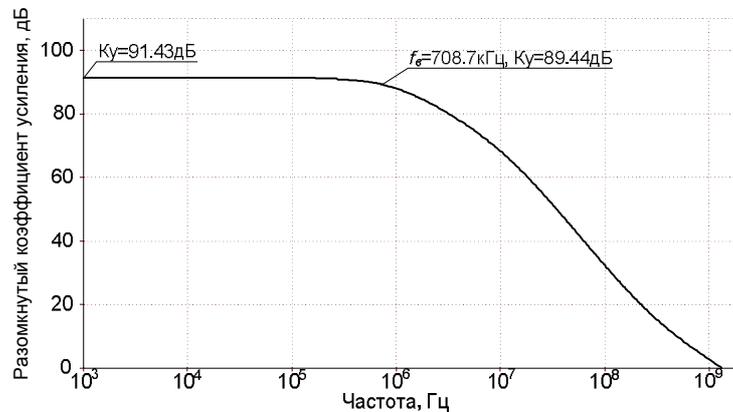


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению разомкнутого ОУ рис. 3

Зависимость напряжения смещения нуля ($U_{см}$) схемы рис. 3 от температуры в диапазоне минус $60 \div +80$ °С (а) и потока нейтронов (б) для случая, когда транзисторы схемы не имеют разброса параметров, а токовое зеркало (ПТ) идеально. Данная характеристика позволяет оценить предельные возможности структуры заявляемого ОУ по величине $U_{см}$.

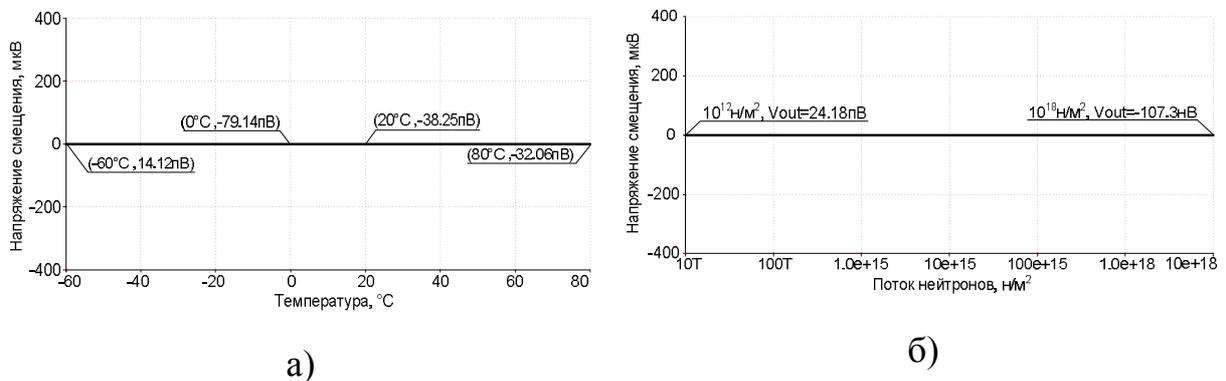


Рис. 5. Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 3 от температуры в диапазоне минус $60 \div +80$ °С (а) и потока нейтронов в диапазоне $F_n=10^{12} \div 10^{18}$ н/м²(б)

На рисунке 6 предлагаемая схема ОУ рис. 2 в среде PSpice, когда токовое зеркало (ПТ) выполнено на р-п-р транзисторах АБМК 1_3, которые не имеют высокой радиационной стойкости.

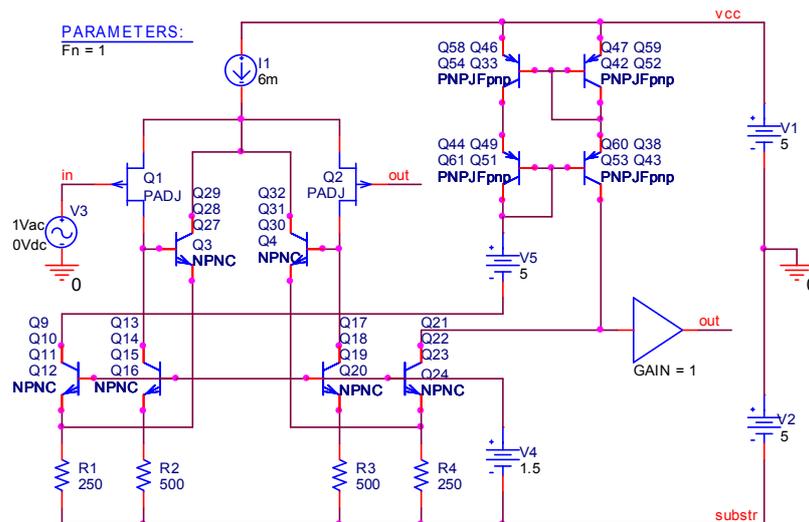


Рис. 6. Предлагаемая схема рис. 2 в среде PSpice с токовым зеркалом (ПТ) реализованным на р-п-р транзисторах АБМК_1_3

Амплитудно-частотные характеристики схемы рис. 6 и классической схемы ОУ рис. 9 при выполнении токового зеркала (ПТ) на р-п-р транзисторах АБМК 1_3 (рис. 7) показывают, что заявляемый ОУ (в сравнении с прототипом) имеет более высокий (на 33,4 дБ) коэффициент усиления по напряжению в разомкнутом состоянии.

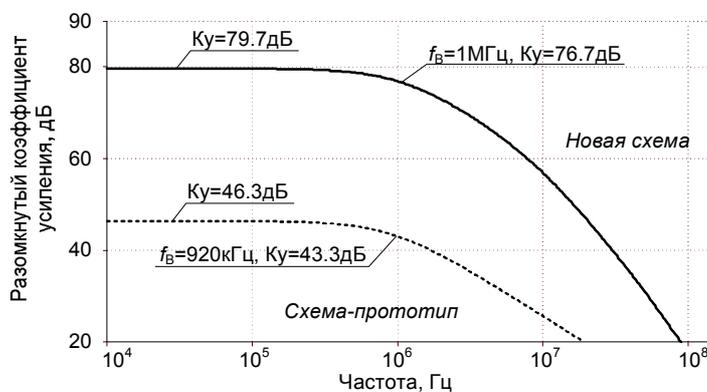


Рис. 7. Сравнение амплитудно-частотных характеристик коэффициента усиления по напряжению разомкнутого ОУ схем рис. 6 и рис. 9

Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 6 при выполнении токового зеркала (ПТ) на р-п-р транзисторах АБМК 1_3 от температуры в диапазоне минус 60 - 80°С (а), потока нейтронов (б) (рис. 8).

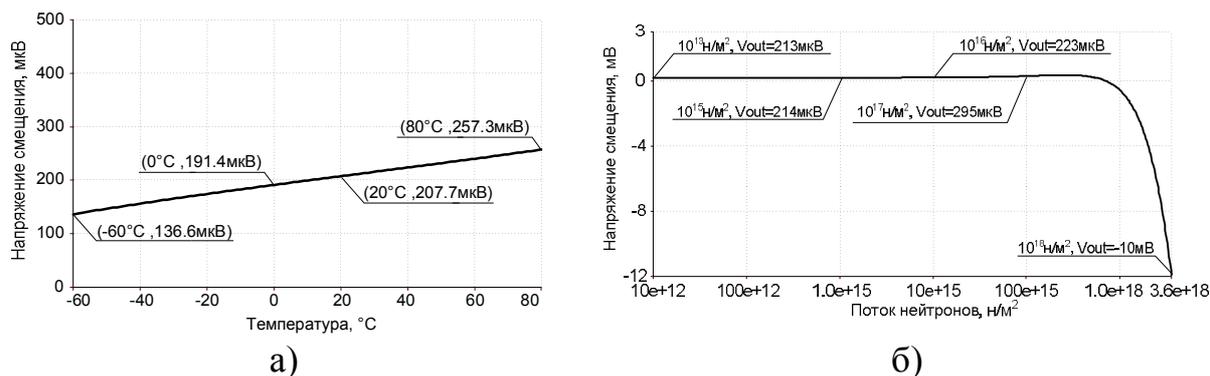


Рис. 8 Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 6 от температуры в диапазоне минус 60 ÷ +80 °С (а) и потока нейтронов в диапазоне $F_n=10^{12} \div 10^{18}$ н/м² (б)

Классическая схема ОУ рис. 1 в среде PSpice при выполнении токового зеркала (ПТ) на р-п-р транзисторах АБМК 1_3 (рис. 9), параметры которых деградируют в большей степени, чем транзисторов п-р-п.

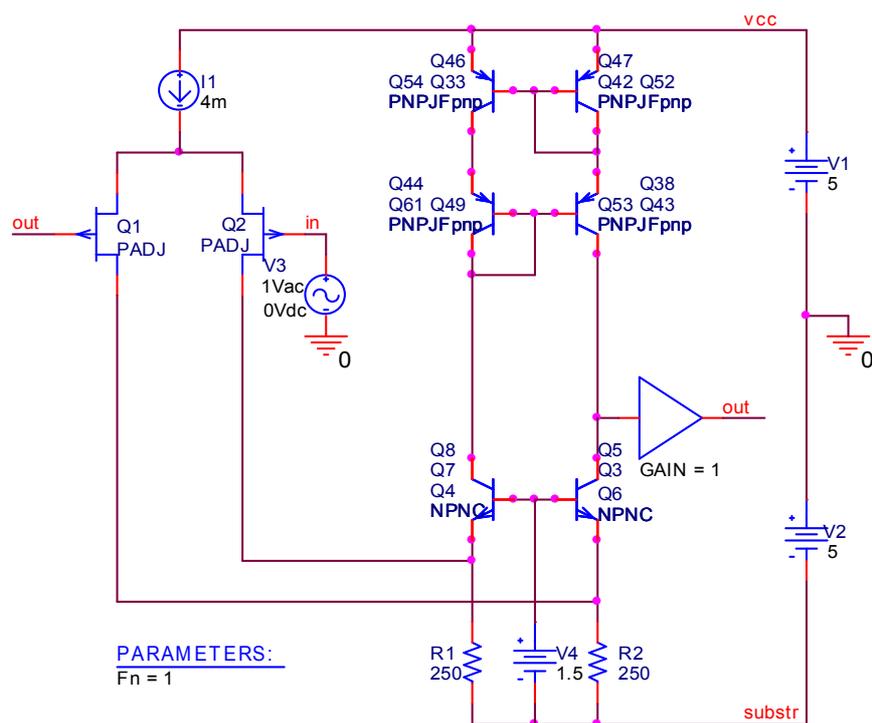


Рис. 9. Классическая схема ОУ рис. 1 в среде Pspice

Зависимость напряжения смещения нуля ОУ-прототипа рис. 9 при выполнении токового зеркала (ПТ) на р-п-р транзисторах АБМК 1_3 от температуры в диапазоне минус 60 - 80 °С (а), потока нейтронов (б).

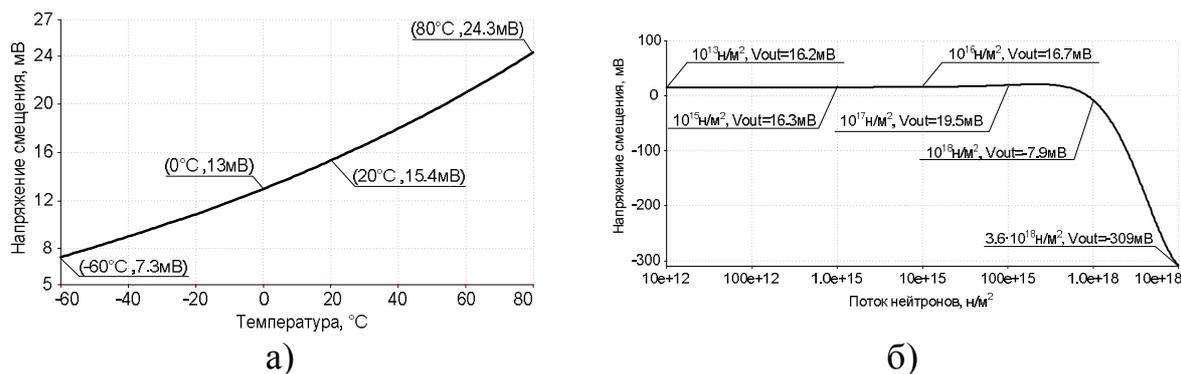


Рис. 10. Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 6 от температуры в диапазоне минус $60 \div +80$ °С (а) и потока нейтронов в диапазоне $F_n=10^{12} \div 10^{18}$ н/м²(б)

Сравнение рис. 10 и рис. 8 показывает, что предлагаемый ОУ имеет на порядок меньшее значение напряжения смещения нуля как в рабочем диапазоне температур, так и в диапазоне радиационных воздействий.

Сопротивление $R_{\text{экв}}$ моделирует нагрузку в выходной цепи Вых.і заявляемого (рис. 2) и известного (рис. 1) устройств.

Для уменьшения выходного сопротивления устройства к выходу Вых.і может подключаться буферный усилитель с низким выходным сопротивлением (рис. 3, Gain=1). Симметрирование статического режима первого VT3 и второго VT4 выходных транзисторов может осуществляться вспомогательным источником V5 (рис. 3, рис. 6).

За счёт высокой симметрии схемы ОУ напряжение смещения нуля нового ОУ, в отличие от ОУ-прототипа (рис. 9), достаточно мало (рис. 8). Это связано с уменьшением в K_1 -раз (11) влияния на $U_{\text{см}}$ погрешностей токового зеркала, которое имеет высокую нестабильность статического режима при внешних воздействиях из-за применения р-п-р транзисторов АБМК_1_3 [4-8].

Статья подготовлена по проекту № 8.374.2014/К Госзадания Минобрнауки РФ на 2014–2016 гг.

Список литературы

1. Pat. US 5.420.540 Double-folded cascode operational amplifier / James R. Butler; Assignee: Analog Devices, Inc.; Appl. No.: 08/285,066; Filed: Aug. 3, 1994; Pub. Date: May 30, 1995. – Pp. 8
2. Пат. 2.354.041 С1. Российская Федерация, МПК H03F 3/45. Каскодный дифференциальный усилитель / Прокопенко Н.Н., Манжула В.Г., Хорунжий А.В.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – № 2008108873/09; заявл. 06.03.2008; опубл. 27.04.2009, Бюл. № 12. – 9 с.: ил.

3. Pat. US 6.825.721 Amplifier gain boost circuitry and method / Stephen J. Sanchez, Vadim V. Ivanov, Walter B. Meinel; Assignee: Texas Instruments Incorporated; Appl. No.: 10/193,871; Filed: Jul. 12, 2002; Pub. Date: Nov. 30, 2004. – Pp. 14.

4. Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Крутчинский С.Г. Элементная база радиационно-стойких информационно-измерительных систем: моногр. / под общ. ред. д.т.н. проф. Н.Н. Прокопенко; ФГБОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т. экономики и сервиса». – Шахты: ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2011. – 208 с.

5. Проблемы проектирования аналоговых устройств с входными полевыми транзисторами. Ч. 1 / О. Дворников // Компоненты и технологии. – 2005. – № 6. – URL: http://kit-e.ru/articles/device/2005_6_218.php

6. Проблемы проектирования аналоговых устройств с входными полевыми транзисторами. Ч. 2 / О. Дворников // Компоненты и технологии. – 2005. – № 7. – URL: http://kit-e.ru/articles/device/2005_7_216.php

7. Проблемы проектирования аналоговых устройств с входными полевыми транзисторами. Часть 3 / О. Дворников // Компоненты и технологии. – 2005. – № 8. – URL: http://kit-e.ru/articles/device/2005_8_184.php

8. Прокопенко Н.Н., Крюков С.В. Архитектура и схемотехника дифференциальных усилителей с повышенным ослаблением синфазных сигналов: моногр. – Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2008. – 329 с.

9. Пат. 29-15. Российская Федерация, МПК H03F 3/45. Биполярно-полевой операционный усилитель / Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Пахомов И.В., Бугакова А.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Донской гос. техн. ун-т». – № 2015130620/08; заявл. 23.07.2015. – 23 с.: ил. (663б).

[В начало к содержанию](#)

УДК 621.375

П.С. Будяков, И.В. Пахомов, А.В. Бугакова

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ БИПОЛЯРНО-ПОЛЕВОГО ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Аннотация: Приведены схемы операционных усилителей (ОУ) на полевых и биполярных транзисторах, выполненные на основе архитектуры так называемого «перегнутого каскода» [1–12]. Достоинство таких схем – эффективное использование напряжения питания. Представлено сравнение результатов компьютерного моделирование

амплитудно-частотной характеристики и напряжения смещения нуля в зависимости от влияния потока нейтронов и температурного разброса новой и классической схем ОУ в среде PSpice на технологическом процессе АБМК_1_3 (ОАО «Интеграл», г. Минск).

Ключевые слова: Операционный усилитель, инвертирующий усилитель, мультидифференциальный операционный усилитель, синфазный сигнал, коэффициент передачи напряжения, напряжение смещения нуля, поток нейтронов, температурная зависимость, прецизионность ОУ.

Недостаток классических схем ОУ [12] заключается в том, что при типовом построении его основных функциональных узлов коэффициент усиления по напряжению (K_v) разомкнутого ОУ получается сравнительно небольшим. Это связано с фундаментальными ограничениями операционных усилителей на основе «перегнутого» каскода, которые фактически имеют один каскад усиления по напряжению на выходных транзисторах VT3 и VT4.

Кроме этого, максимальная амплитуда выходного отрицательного напряжения ($U_m^{(-)}$) в известной схеме всегда на 1,0-1,4 В меньше, чем напряжение на отрицательной шине ($E_{II}^{(-)}$) источника питания. Для схем с низковольтным питанием это неприемлемо.

Следует также отметить, что классические схемы ОУ в диапазоне рабочих, прежде всего низких температур, а также при воздействии потока нейтронов имеет повышенные значения напряжения смещения нуля ($U_{см}$) (единицы-десятки милливольт). В конечном итоге это снижает прецизионность известного ОУ. Данный эффект объясняется повышенным влиянием на $U_{см}$ погрешностей токового зеркала (ПТ1), которое реализуется в практических схемах на p-n-p транзисторах.

Отличительная особенность предлагаемой схемы ОУ состоит в повышении коэффициента усиления разомкнутого ОУ, а также повышение эффективности использования напряжения отрицательного источника питания $E_{II}^{(-)}$ и уменьшение напряжение смещения нуля.

В схеме (рис. 1) входной дифференциальный каскад (ДК1) реализован на входных полевых транзисторах VT1 и VT2, а также источнике опорного тока (ИОН).

В отличие от схемы рис. 1, ОУ на рис. 2 показана схема с конкретным выполнением дополнительного инвертирующего усилителя синфазного сигнала (ИОН) на основе транзисторов VT7 и VT8. В схеме рис. 2 для уменьшения выходного сопротивления ОУ может применяться традиционный буферный усилитель (БУ) с низкоомным потенциальным выходом Вых.у.

Кроме этого, в схеме рис. 2 дополнительный инвертирующий усилитель синфазного сигнала реализован на транзисторах VT7 и VT8.

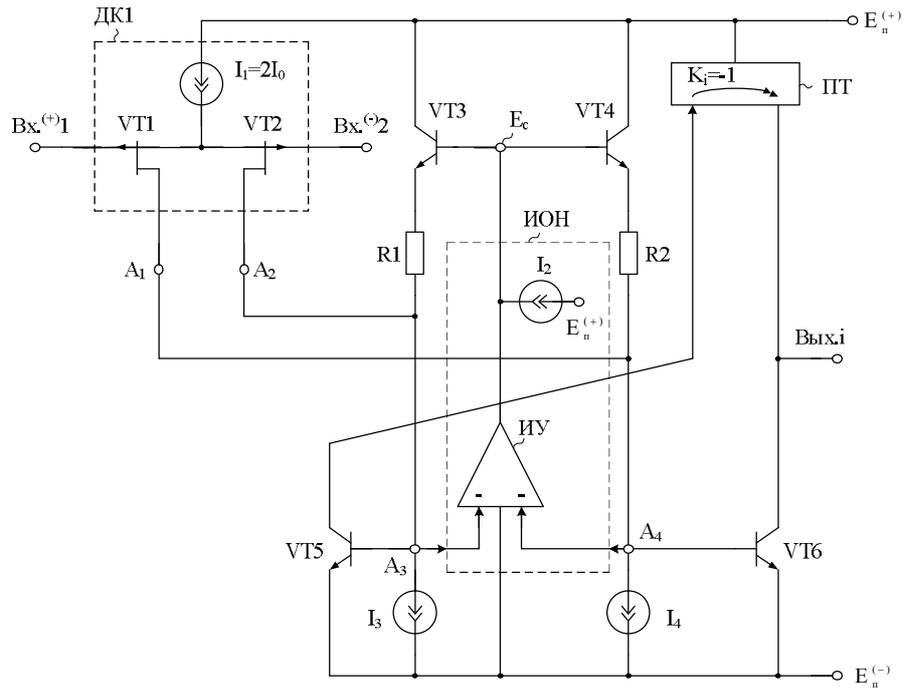


Рис. 1. Новая схема ОУ

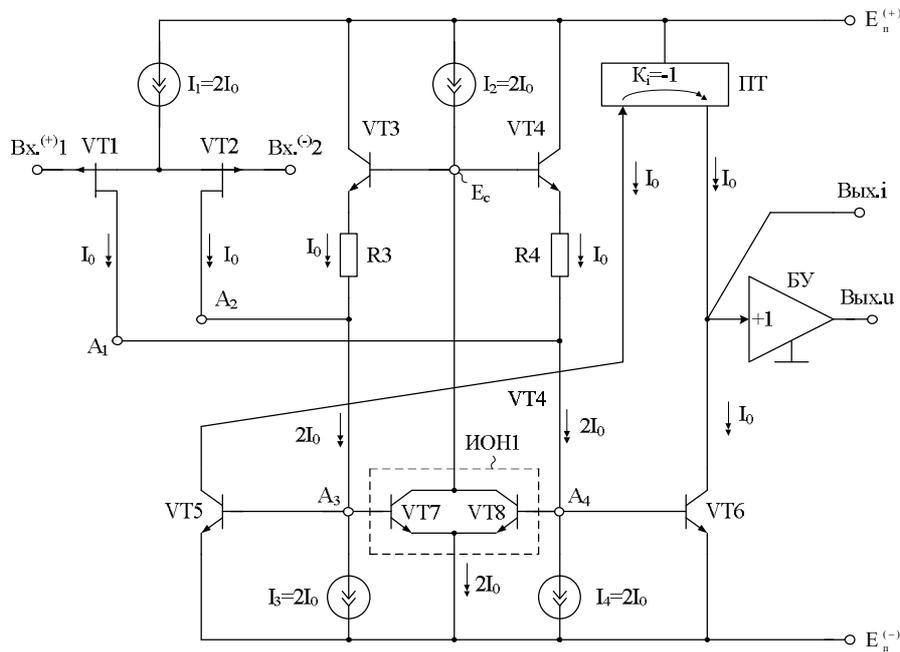


Рис. 2. Схема с конкретным выполнением дополнительного инвертирующего усилителя синфазного сигнала (ИОН)

Статический режим транзисторов схемы рис. 2 устанавливается входным дифференциальным каскадом (ДК1) – его источником опорного тока I_1 , токостабилизирующим двухполюсником I_2 , а также дополнительным инвертирующим усилителем синфазного сигнала ИОН.

На основании первого закона Кирхгофа с учётом основных токовых соотношений в транзисторах при $I_3=2I_0$, $I_4=2I_0$, $I_2=2I_0$ можно найти, что статические токи истоков (I_{ci}) и токи эмиттеров ($I_{эi}$) (коллекторов $I_{ки}$) в схеме рис. 3 принимают следующие значения:

$$I_{cVT1} = I_{cVT2} \approx 0,5I_{I1} = I_0, \quad (1)$$

$$I_{эVT7} = I_{эVT8} = 0,5I_{I2} = I_0, \quad (2)$$

$$I_{эVT5} = I_{эVT7} = I_0, \quad (3)$$

$$I_{эVT6} = I_{эVT8} = I_0, \quad (4)$$

$$I_{эVT3} = I_3 - 0,5I_{25}, \quad (5)$$

$$I_{эVT4} = I_4 - 0,5I_{25}, \quad (6)$$

где I_0 – заданный квант тока, например, 1 мА; I_3 , I_4 – токи токостабилизирующих двухполюсников I_3 и I_4 .

Коэффициент усиления по напряжению ОУ рис. 2 определяется произведением:

$$K_0 = K_{y1}K_{y2} = \frac{u_{\text{ВЫХ.}i}}{u_{\text{ВХ.}1^{(+)}-\text{ВХ.}2^{(-)}}, \quad (7)$$

где $K_{y1} = \frac{u_{A_3-A_4}}{u_{\text{ВХ.}1^{(+)}-\text{ВХ.}2^{(-)}}$ – коэффициент передачи напряжения со входов

$\text{ВХ.}1^{(+)}$ и $\text{ВХ.}2^{(-)}$ ОУ ко входам A_3 и A_4 инвертирующего усилителя

синфазного сигнала; $K_{y2} = \frac{u_{\text{ВЫХ.}i}}{u_{A_3-A_4}}$ – коэффициент передачи напряжения

со входов A_3 и A_4 инвертирующего усилителя синфазного сигнала на выход устройства $\text{ВЫХ.}i$.

Причём

$$K_{y1} = 2S_{\text{ДК}}R_{\text{ЭКВ}A_2-A_1}, \quad (8)$$

где $S_{\text{ДК}} = \frac{S_{VT2}S_{VT1}}{S_{VT2} + S_{VT1}}$ – эквивалентная крутизна входного

дифференциального каскада (ДК1) относительно токовых выходов A_1 и A_2 ;

S_{VT1} , S_{VT2} – крутизна входных полевых транзисторов $VT1$ и $VT2$;

$R_{\text{ЭКВ}A_2-A_1} \approx R_3 = R_4$ – эквивалентное сопротивление нагрузки входного

ДК1 в узлах A_1 и A_2 .

Коэффициент усиления второго каскада

$$K_{y2} = R_{\text{ВЫХ.}i}S_{\text{ПК}}, \quad (9)$$

где $R_{\text{ВЫХ.}i}$ – эквивалентное сопротивление в цепи выхода $\text{ВЫХ.}i$; $S_{\text{ПК}}$ – крутизна преобразования напряжения A_3 и A_4 в выходной ток устройства ($\text{ВЫХ.}i$).

Причём

$$S_{\text{ПК}} \approx \frac{2}{r_{\text{эVT5-VT6}}}, \quad (10)$$

где $r_{\text{эVT5-VT6}} = r_{\text{эVT5}} = r_{\text{эVT6}} = \frac{\varphi_{\text{T}}}{I_0}$ – сопротивления эмиттерных переходов транзисторов VT5 и VT6; $\varphi_{\text{T}} = 26$ мВ – температурный потенциал.

Таким образом, общий коэффициент усиления предлагаемого ОУ:

$$K_0 \approx \frac{4S_{\text{ДК}} R_3 R_4 I_0}{\varphi_{\text{T}}}. \quad (11)$$

В классической схеме ОУ [12] входной каскад не обеспечивает усиление по напряжению. Поэтому его общий коэффициент усиления:

$$K_0^* \approx 2R_{\text{вых.i}} S_{\text{ДК}}. \quad (12)$$

Следовательно, предлагаемый ОУ в разомкнутом состоянии имеет в N_y -раз больший коэффициент усиления по напряжению, где

$$N_y = \frac{K_0}{K_0^*} = 2 \frac{R_3}{\varphi_{\text{T}}} I_0 \gg 1. \quad (13)$$

При этом, в отличие от классической схемы, максимальные амплитуды положительных ($U_m^{(+)}$) и отрицательных ($U_m^{(-)}$) выходных напряжений здесь близки к соответствующим напряжениям шин питания ($E_{\text{П}}^{(+)}, E_{\text{П}}^{(-)}$):

$$U_m^{(+)} \approx E_{\text{П}}^{(+)}, \quad (14)$$

$$U_m^{(-)} \approx E_{\text{П}}^{(-)}. \quad (15)$$

В классической схеме ОУ рис. 1 условие (15) не выполняется:

$$U_m^{(-)} \approx E_{\text{П}}^{(-)} - U_{\text{эбVT4}} - U_{R2} \approx E_{\text{П}}^{(-)} - 1,4\text{В},$$

где $U_{\text{эбVT4}} \approx 0,7\text{В}$ – напряжение эмиттер-база выходного транзистора VT4; U_{R2} – напряжение в токостабилизирующем двухполюснике R_2 .

Предлагаемая схема ОУ может послужить также основой для создания так называемых мультидифференциальных ОУ (рис. 3), которые имеют ряд существенных преимуществ в сравнении с классическими ОУ [14–16].

За счёт дополнительного усиления (K_{y1}) в схеме рис. 1 уменьшается в K_{y1} -раз величина $U_{\text{см}}$, обусловленная влиянием на $U_{\text{см}}$ погрешностей токового зеркала на р-п-р транзисторах (рис. 10, рис. 11).

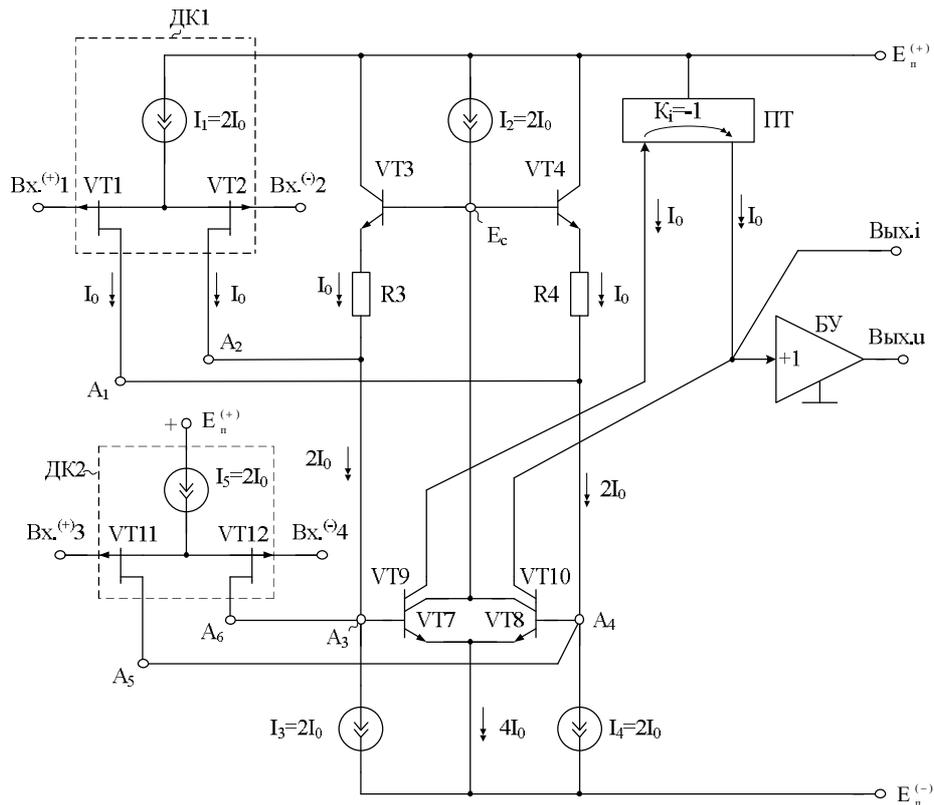


Рис. 3. Схема мультидифференциального ОУ на основе предлагаемой схемы

Выполнено моделирование схемы рис. 2 в среде PSpice на радиационно-зависимых моделях интегральных транзисторов АБМК_1_3 НПО «Интеграл» (г. Минск) (рис. 4).

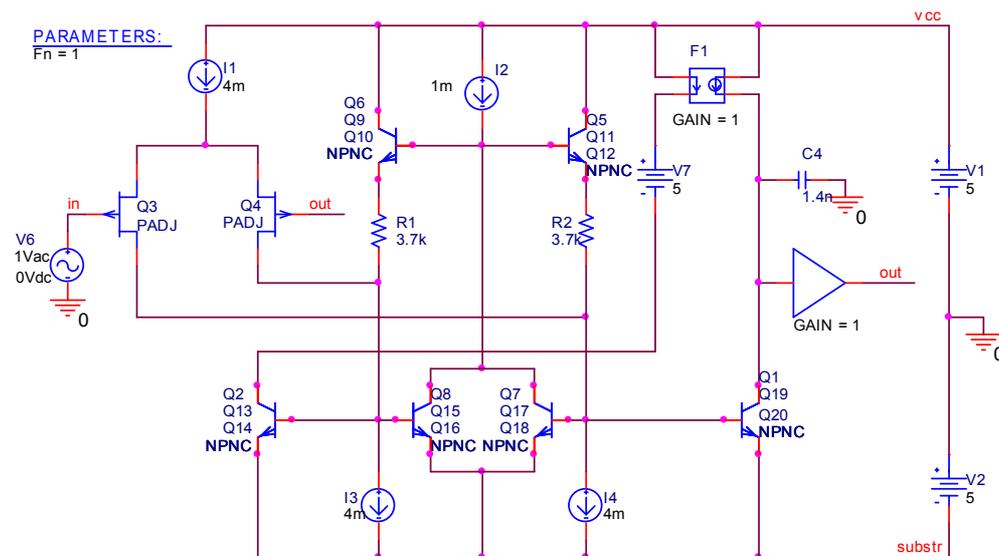


Рис. 4. Схема рис. 2 в среде PSpice на радиационно-зависимых моделях интегральных транзисторов АБМК_1_3 НПО «Интеграл» (г. Минск)

Амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению разомкнутого ОУ рис.5 показывает, что $K_y=77\text{дБ}$ (рис. 6).

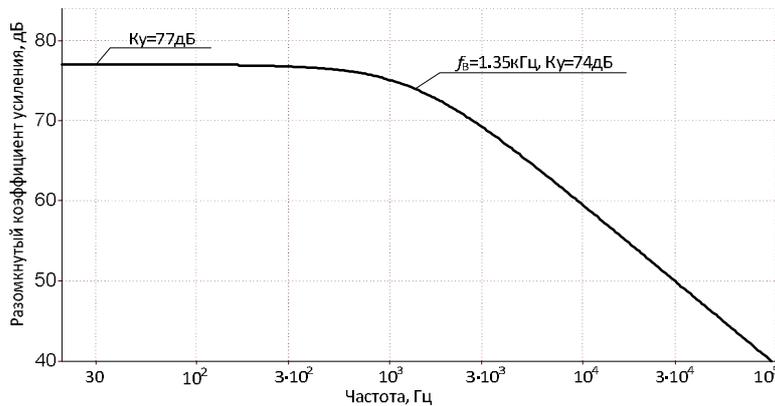


Рис. 5. Амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению разомкнутого ОУ рис. 4

Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 2 от температуры в диапазоне минус $60 \div +80^\circ\text{C}$ (а) и потока нейтронов в диапазоне $F_n=10^{12} \div 10^{18} \text{ н/м}^2$ (б), при условии, что транзисторы схемы имеют достаточно высокую идентичность, а токовое зеркало 14 – идеально (рис. 6). Данный режим позволяет определить предельные параметры предлагаемой схемы по $U_{\text{см}}$.

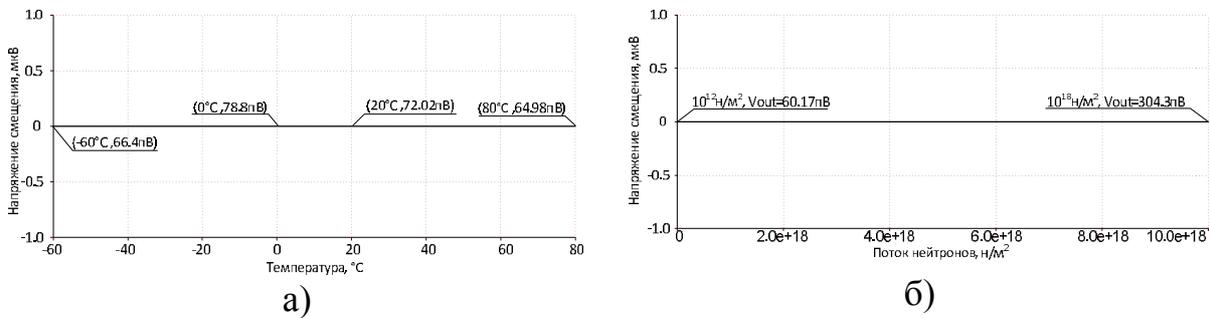


Рис. 6. Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 4 от температуры в диапазоне минус $60 \div +80^\circ\text{C}$ (а) и потока нейтронов в диапазоне $F_n=10^{12} \div 10^{18} \text{ н/м}^2$ (б)

Компьютерное моделирование схемы ОУ рис. 3 в среде PSpice на радиационно-зависимых моделях интегральных транзисторов АБМК_1_3 НПО «Интеграл» (г. Минск) для случая, когда токовое зеркало (ПТ) реализовано на р-п-р транзисторах АБМК_1_3, которые не отличаются высокой радиационной стойкостью [13] (рис. 7).

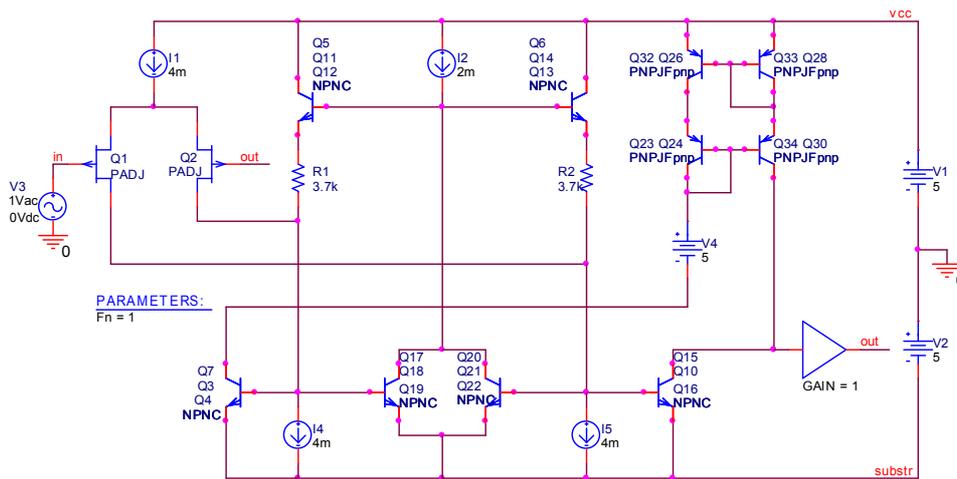


Рис. 7. Схема рис. 3 в среде PSpice с токовым зеркалом (ПТ) реализованным на p-n-p транзисторах АБМК_1_3

Классическая схема ОУ [12] в среде PSpice на радиационно-зависимых моделях интегральных транзисторов АБМК_1_3 НПО «Интеграл» (г. Минск) для случая, когда токовое зеркало (ПТ), также как и в схеме рис. 7, реализовано на p-n-p транзисторах АБМК_1_3 (рис. 8).

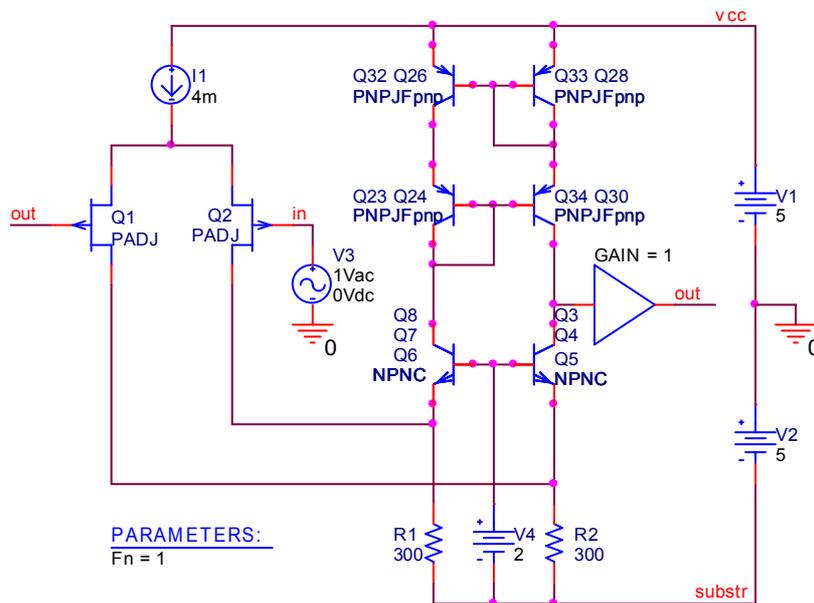


Рис.8. Классическая схема ОУ [12] в среде PSpice на радиационно-зависимых моделях интегральных транзисторов АБМК_1_3 НПО «Интеграл» (г. Минск)

Из данных графиков амплитудно-частотных характеристики схемы рис. 9 следует, что предлагаемое устройство имеет более высокий (на 35,5 дБ) коэффициент усиления по напряжению.

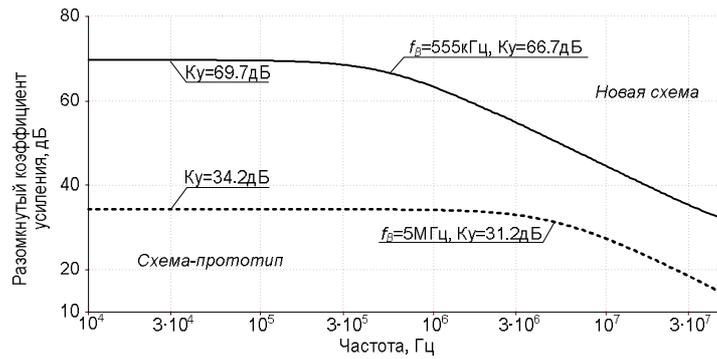


Рис. 9. Сравнение амплитудно-частотных характеристик коэффициента усиления по напряжению разомкнутого ОУ схем рис. 7 и рис. 8

Сравнение зависимости напряжения смещения нуля новой схемы ОУ (рис. 7) и классической (рис.8) от температуры в диапазоне минус 60 ÷ +80 °С (а) и от потока нейтронов в диапазоне (б) (рис. 10). Из данных графиков следует, что предлагаемая схема ОУ имеет значительно меньшие напряжения смещения нуля при внешних воздействиях.

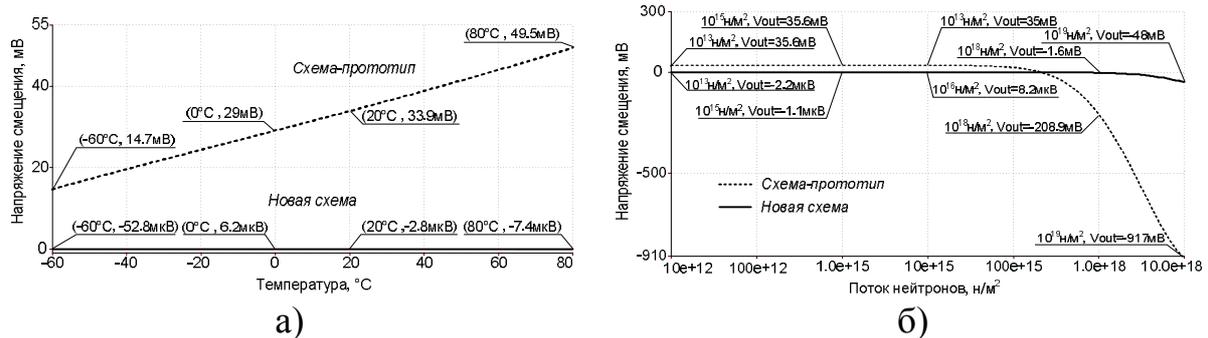


Рис. 10. Сравнение зависимости напряжения смещения нуля ОУ рис. 7 и рис. 8 от температуры в диапазоне минус 60 ÷ +80 °С (а) и потока нейтронов в диапазоне $F_n=10^{12} \div 10^{18}$ н/м²(б)

При компьютерном моделировании схем рис. 4, рис. 7 предусматривалось симметрирование статического режима транзисторов по напряжению коллектор-база с помощью источника напряжения V4.

Новая схема ОУ обладает существенными преимуществами в сравнении с прототипом, которые заключаются в повышении коэффициента усиления разомкнутого ОУ (K_y) и эффективности использования напряжения отрицательного источника питания (ИОН), а также в уменьшении напряжение смещения ($U_{см}$) нуля под воздействием низких температур и потока нейтронов, что повышает прецизионность ОУ.

Статья подготовлена по проекту № 8.374.2014/К Госзадания Минобрнауки РФ на 2014–2016 гг.

Список литературы

1. Пат. 31-15. Российская Федерация, МПК H03F 3/45. Биполярно-полевой операционный усилитель / Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Пахомов И.В., Бугакова А.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Донской гос. техн. ун-т». – № 2015131399/08; заявл. 28.07.2015. – 24с.: ил. (647б).
2. Pat. US 5.963.085 Input to output stage interface with virtual ground circuitry for rail to rail comparator / Donald R. Sauer; Assignee: National Semiconductor Corporation; Appl. No.: 09/078,983; Filed: May 14, 1998; Pub. Date: Oct. 5, 1999. – Pp. 14.
3. Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Крутчинский С.Г. Элементная база радиационно-стойких информационно-измерительных систем: моногр. / под общ. ред. д.т.н. проф. Н.Н. Прокопенко; ФГБОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – Шахты: ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2011. – 208 с.
4. Основные свойства, параметры и базовые схемы включения мультидифференциальных операционных усилителей с высокоимпедансным узлом / Н.Н. Прокопенко, О.В. Дворников, П.С. Будяков // Электронная техника. Сер. 2. Полупроводниковые приборы. – 2014. – Вып. 2 (233). – С. 53–64.
5. Основные параметры и уравнения базовых схем включения мультидифференциальных операционных усилителей с высокоимпедансным узлом / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Бутырлагин, И.В. Пахомов // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем – 2014: сб. тр. / под общ. ред. акад. РАН А.Л. Стемпковского. – М.: ИППМ РАН, 2014. – Ч. 3. – С. 111–116.
6. The main connection circuits of the radiation-hardened differential difference amplifier based on the bipolar and field effect technological process / N.N. Prokopenko, O.V. Dvornikov, N.V. Butyrlagin, A.V. Bugakova // 2014 12th International conference on actual problems of electronic instrument engineering (APEIE – 2014) proceedings in 7 Volumes; Novosibirsk, October 2-4, 2014. – Novosibirsk State Technical University. – Vol. 1. – P. 29-34 DOI: 10.1109/APEIE.2014.7040870

[В начало к содержанию](#)

Н.Н. Прокопенко, Н.В. Бутырлагин,
А.В. Бугакова, И.В. Пахомов

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ДВУПОЛЯРНЫХ ТОКОВ

Аннотация: Дифференциальные усилители напряжения (ДУН) обеспечивают подавление входных синфазных и усиление входных дифференциальных (разностных) напряжений. Их используют в измерительной технике в качестве устройства усиления сигналов различных сенсоров с токовым выходом [1, 2]. Предлагается схема дифференциального усилителя тока (ДУТ), эффективно подавляющая синфазную составляющую двух независимых входных токов и усиливающих их разность при малом собственном токопотреблении относится к (дуальному ДУН) классу преобразователей сигналов.

Ключевые слова: Дифференциальный операционный усилитель, дифференциальный усилитель напряжения (ДУН), дифференциальный усилитель тока (ДУТ), зависимость от частоты.

Разработка микросхем дифференциальных усилителей двунаправленных входных токов позволяет создать сотни новых устройств автоматики и измерительной техники, эффективно использующих особые качества данного функционального узла – усиление независимых друг от друга и имеющих малое входное сопротивление по каждому из входов дифференциальных токов в широком диапазоне их изменений.

В соответствии с классическим определением идеальный усилитель тока I_1 (УТ) должен иметь нулевое входное сопротивление, большое выходное сопротивление, а также нулевой потенциал входного узла как на постоянном, так и на переменном токах, а кроме этого обеспечить преобразование как втекающего, так и вытекающего токов в широком диапазоне изменений их амплитуды.

Дифференциальный усилитель тока (ДУТ) характеризуется также ослаблением синфазных составляющих входных токов I_1 и I_2 .

Известные схемы дифференциальных усилителей тока [3–5] удовлетворяют вышеперечисленным свойствам не в полной мере:

1. В дифференциальном усилителе тока, представленном в патенте US 5.798.660 (fig.3), статические потенциалы токовых входов значительно отличаются от потенциала общей шины.

2. Преобразование однонаправленных фототоков различных типов фотодиодов осуществляется с помощью усилителей токов с отрицательной обратной связью [US 6.125.094 fig.3, fig.4; US 5.867.066 fig.4; EP 0738038 fig.3].

3. В технике усиления и преобразования сигналов находят применение так называемые операционные усилители с токовой отрицательной обратной связью [US 8.159.304, fig.5, US 5.479.133, fig.1,], которые имеют два неравнозначных входа – один токовый низкоомный, второй потенциальный с высоким входным сопротивлением. Такая несимметрия по входам сужает области применения данных устройств.

4. В известном дифференциальном усилителе токов [US 6.281.741, fig.3, fig.4] максимальные значения вытекающих входных токов жёстко связаны со статическим током входных транзисторов схемы, что отрицательно сказывается на её энергетических параметрах. Эти схемы не обеспечивают эффективное усиление двунаправленных входных токов, если их величина превышает некоторое максимальное значение $I_{\text{вх.мах}}$, зависящее от статического тока эмиттера транзисторов схемы. Такой режим характерен для транзисторных каскадов, работающих в режиме класса «А».

5. Для «цифрового» преобразования однополярных токовых сигналов (I_1, I_2) дифференциальной линией связи используют ДУТ на полевых транзисторах [US 2002/0008549 fig.3]. В данных схемах максимальные значения I_1 и I_2 жёстко связаны с токовыми координатами входных КМОП транзисторов в статическом режиме.

6. В микроэлектронике применяются также дифференциальные усилители приращений двух входных токов $i_1^{(+)}$, $i_2^{(-)}$ относительно их статического уровня I_0 [US 5.132.640, фирма Toshiba]. Для ДУТ данного подкласса также характерна взаимосвязь между максимальными приращениями входных токов и статическим током потребления ($i_{1.\text{мах}}^{(+)} < I_0$, $i_{2.\text{мах}}^{(-)} < I_0$).

7. В дифференциальных усилителях однополярных (втекающих) токов, представленных в патенте фирмы Hitachi [US 4.258.330], работоспособность обеспечивается только в том случае, если один из входных токов ($I_{\text{вх.1}}$) всегда больше второго входного тока ($I_{\text{вх.2}}$), т.е. $I_{\text{вх.1}} \geq I_{\text{вх.2}}$. Данное ограничение сужает область практического применения ДУТ данного подкласса.

8. Известны также схемы дифференциальных усилителей тока [US 4.429.283, fig.2], которые обеспечивают усиление (преобразование) токов только одной полярности (втекающих или вытекающих). При высоких внутренних сопротивлениях токовых источников сигналов в данных схемах возникает проблема установления стабильного статического режима.

Недостаток классической схемы ДУТ [5] состоит в том, что он не обеспечивает усиление разности двух не зависящих друг от друга входных токов произвольной полярности и подавление их синфазной (одинаковой) составляющей.

Новая схема ДУТ представляет собой энергоэкономичное устройство для усиления разности двух входных токов произвольной полярности (втекающих или вытекающих) и подавления их синфазной составляющей в

широком диапазоне, независимо от статического токопотребления ($I_{\text{пот}}$) устройства [6]. В частном случае при нулевых входных токах общий потребляемый от источника питания ток схемы ДУТ может быть достаточно мал или близок к нулю ($I_{\text{пот}} \approx 0$).

На рис. 1 представлена схема ДУТ, где резистор $R_{\text{н}}$ моделирует свойства нагрузки, подключаемой к токовому выходу устройству out, а узел A_0 является общей шиной источников питания $E_{\text{п}}^{(+)}$ и $E_{\text{п}}^{(-)}$ [6].

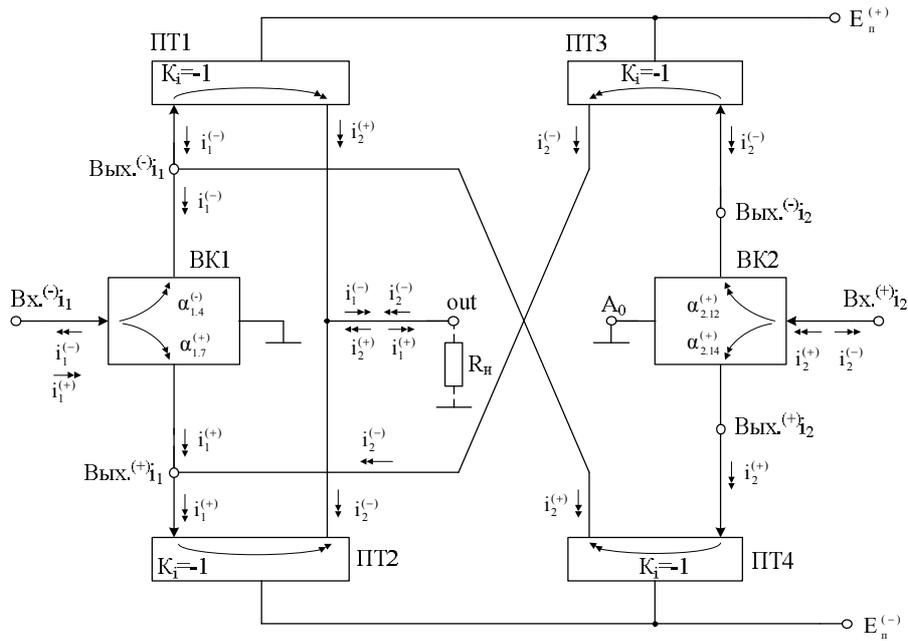


Рис. 1. Схема ДУТ

В статическом режиме, при отсутствии входных токов ($i_1 = i_2 = 0$), все транзисторы схемы (VT_1, VT_2, VT_3, VT_4) и токовые зеркала (ПТ1, ПТ2, ПТ3, ПТ4) находятся в обесточенном состоянии. При этом общее электропотребление устройства близко к нулю, а выходной ток ДУТ также равен нулю.

Если на первый вход $Вх.(-)_{i1}$ поступает некоторый втекающий ток $i_1^{(+)}$, то он через транзистор VT_2 и токовое зеркало ПТ2 передаётся на выход устройства out:

$$i_{\text{ВЫХ}}^{(+)} = \alpha_{VT2} K_{i_{\text{ПТ2}}} i_1^{(+)}, \quad (1)$$

где $\alpha_{VT2} \approx 1$, $K_{i_{\text{ПТ2}}} \approx 1$ – коэффициенты передачи по току эмиттера транзистора VT_2 и токового зеркала ПТ2.

При вытекающем входном токе $i_1^{(-)}$ выходной ток устройства

$$i_{\text{ВЫХ}}^{(-)} = \alpha_{VT1} K_{i_{\text{ПТ1}}} i_1^{(-)}, \quad (2)$$

где $\alpha_{VT1} \approx 1$, $K_{i_{ПТ1}} \approx 1$ – коэффициенты передачи по току эмиттера транзистора VT1 и токового зеркала ПТ1.

В общем случае при произвольных значениях и направлениях входных токов i_1 и i_2 выходной ток заявляемого устройства определяется суммой:

$$i_{\text{ВЫХ}} = \alpha_{VT1} K_{i_{ПТ1}} i_1^{(-)} - \alpha_{VT3} K_{i_{ПТ3}} K_{i_{ПТ2}} i_2^{(-)} + \alpha_{VT4} K_{i_{ПТ1}} K_{i_{ПТ4}} i_2^{(+)} - \alpha_{VT2} K_{i_{ПТ2}} i_1^{(+)} \quad (3)$$

где α_j , $K_{i_{mn}}$ – коэффициенты передачи по току эмиттера j -го транзистора и mn -го токового зеркала.

Из уравнения (3) следует, что дифференциальный коэффициент усиления одинаковых, но противофазных токов (при $i_2^{(+)}$ втекающем, $i_1^{(-)}$ вытекающем)

$$K_{i_{\Sigma}}^{(-)} = \alpha_{VT1} K_{i_{ПТ1}} + \alpha_{VT4} K_{i_{ПТ1}} K_{i_{ПТ4}} \quad (4)$$

или при $i_1^{(+)}$ втекающем, $i_2^{(-)}$ вытекающем:

$$K_{i_{\Sigma}}^{(+)} = \alpha_{VT2} K_{i_{ПТ2}} + \alpha_{VT3} K_{i_{ПТ3}} K_{i_{ПТ2}} \quad (5)$$

Аналогично можно найти коэффициенты передачи синфазных вытекающих токов

$$K_{i_{\text{сф}}}^{(-)} = \alpha_{VT1} K_{i_{ПТ1}} - \alpha_{VT3} K_{i_{ПТ3}} K_{i_{ПТ2}} = \frac{i_{\text{ВЫХ}}^{(-)}}{i_{\text{сф}}^{(-)}}, \quad (6)$$

где $i_{\text{сф}}^{(-)} = i_1^{(-)} = i_2^{(-)}$ – синфазный вытекающий входной ток.

Для втекающих токов аналогичный коэффициент находится по формуле

$$K_{i_{\text{сф}}}^{(+)} = \alpha_{VT4} K_{i_{ПТ1}} K_{i_{ПТ4}} - \alpha_{VT2} K_{i_{ПТ2}} = \frac{i_{\text{ВЫХ}}^{(+)}}{i_{\text{сф}}^{(+)}}, \quad (7)$$

где $i_{\text{сф}}^{(+)} = i_1^{(+)} = i_2^{(+)}$ – синфазный втекающий входной ток.

Из последних соотношений с учётом (1)–(5) можно определить коэффициенты ослабления входных синфазных токов схемы рис. 1:

$$K_{\text{ос.сф.i}}^{(+)} = \frac{K_{i_{\Sigma}}^{(+)}}{K_{i_{\text{сф}}}^{(+)}} = \frac{\alpha_{VT2} K_{i_{ПТ2}} + \alpha_{VT3} K_{i_{ПТ3}} K_{i_{ПТ2}}}{\alpha_{VT4} K_{i_{ПТ1}} K_{i_{ПТ4}} - \alpha_{VT2} K_{i_{ПТ2}}} \gg 1, \quad (8)$$

$$K_{\text{ос.сф.i}}^{(-)} = \frac{K_{i_{\Sigma}}^{(-)}}{K_{i_{\text{сф}}}^{(-)}} = \frac{\alpha_{VT1} K_{i_{ПТ1}} + \alpha_{VT4} K_{i_{ПТ1}} K_{i_{ПТ4}}}{\alpha_{VT1} K_{i_{ПТ1}} - \alpha_{VT3} K_{i_{ПТ3}} K_{i_{ПТ2}}} \gg 1. \quad (9)$$

Исходя из этого, схема ДУТ рис. 1 усиливает дифференциальный токовый сигнал и ослабляет синфазную составляющую входных токов. Это подтверждается результатами моделирования (рис. 6–8).

Численные значения коэффициентов $K_{i_{\text{ПТ1}}}$, $K_{i_{\text{ПТ2}}}$, $K_{i_{\text{ПТ3}}}$, $K_{i_{\text{ПТ4}}}$ определяются схмотехникой соответствующих токовых зеркал ПТ1, ПТ2, ПТ3, ПТ4 [1, 2] и могут (при необходимости) принимать значения $K_i = 1 \dots 100$.

Неидентичность коэффициентов передачи токовых зеркал ПТ1, ПТ2, ПТ3 и ПТ4 может быть также минимизирована схмотехническими методами [1-2].

Для уменьшения входных сопротивлений ($R_{\text{вх.1}}$, $R_{\text{вх.2}}$) заявляемого устройства в качестве входных усилителей тока ВК1 и ВК2 могут применяться схемы рис. 3. Здесь при соответствующем выборе коэффициента усиления по напряжению ($K_y \gg 1$) инвертирующих дифференциальных усилителей (ДУ1 и ДУ2) напряжения достаточно легко реализуются малые $R_{\text{вх}}$ ($R_{\text{вх.1}} \approx 0$, $R_{\text{вх.2}} \approx 0$), а статические и переменные напряжения на входах $V_{\text{х.}}^{(-)}_{i1}$ и $V_{\text{х.}}^{(+)}_{i2}$ становятся близкими к нулю.

На рис. 2а показана схема входного каскада ВК1 усиления тока, а на рис. 2б показана схема входного каскада ВК2 усиления тока.

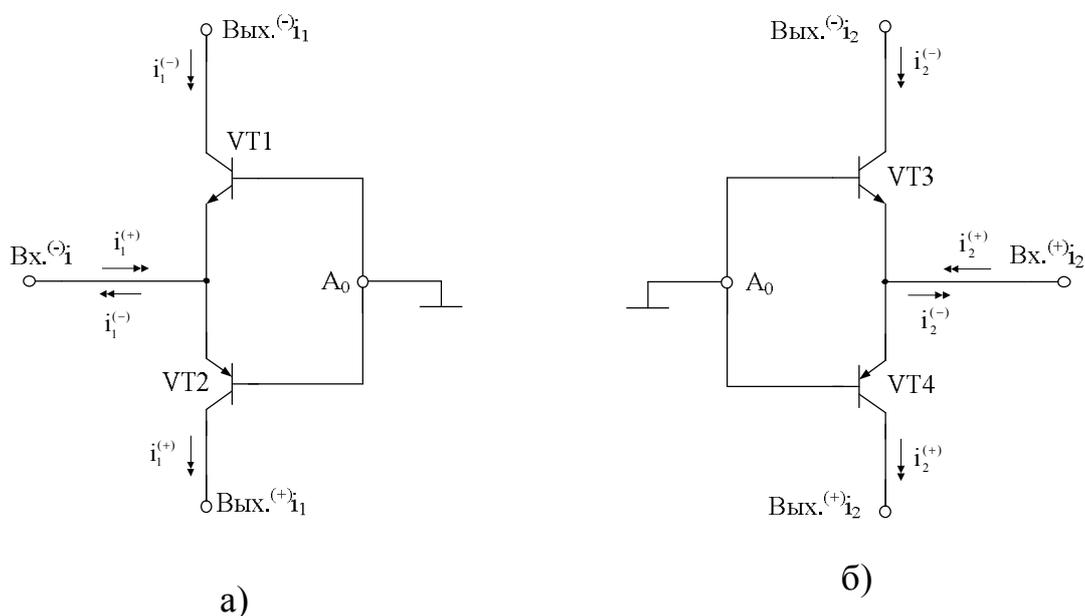


Рис. 2. Схема входного каскада ВК1 усиления тока (а) и схема входного каскада ВК2 усиления тока (б)

На рис. 3 представлены другие возможные включения входных каскадов ВК1 (а) и ВК2 (б) усиления тока.

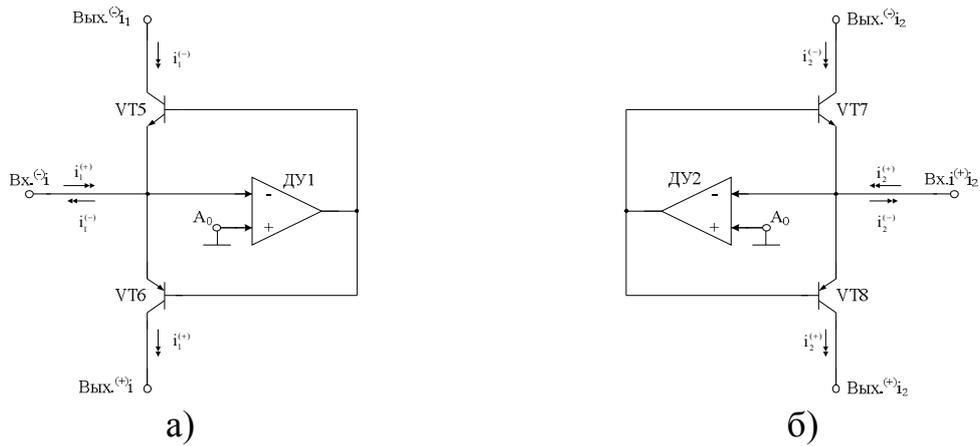


Рис. 3. Схема входного каскада ВК1 усиления тока (а) и схема входного каскада ВК2 усиления тока (б)

Для получения $\alpha_{ij} = 1$ в схемах рис. 2 и рис. 3 могут использоваться составные биполярные или КМОП транзисторы.

Схема ДУТ рис. 2 может быть выполнена, когда входные каскады ВК1 и ВК2 усиления тока выполнены соответственно на основе схем рис.2а и рис.2б (рис. 4). На рис. 4 источники тока I_1 и I_2 характеризуют токовые входные сигналы, которые могут быть как втекающими ($i^{(+)}$), так и вытекающими ($i^{(-)}$).

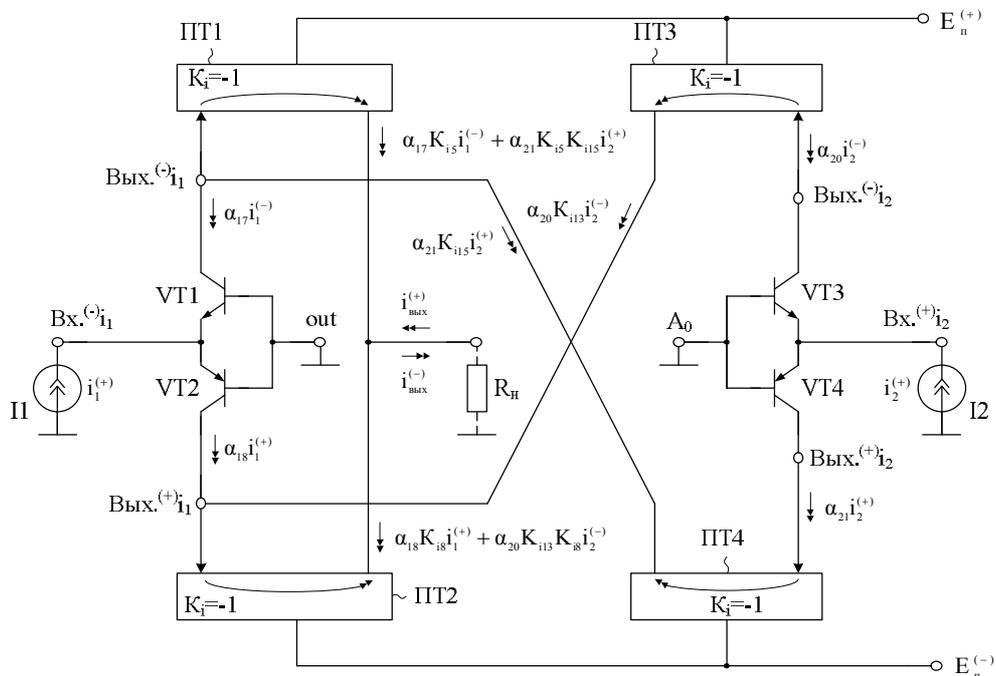


Рис. 4. Схема ДУТ, когда входные каскады ВК1 и ВК2 усиления тока выполнены соответственно на основе схем рис. 2а и рис. 2б

На рис. 5 схема ДУТ рис. 4 представлена в среде PSpice на радиационно зависимых моделях интегральных транзисторов АБМК_1.4 ОАО «Интеграл» (г. Минск) для случая, когда входные каскады усиления тока ВК1 и ВК2 выполнены в соответствии с рис. 2а и рис. 2б.

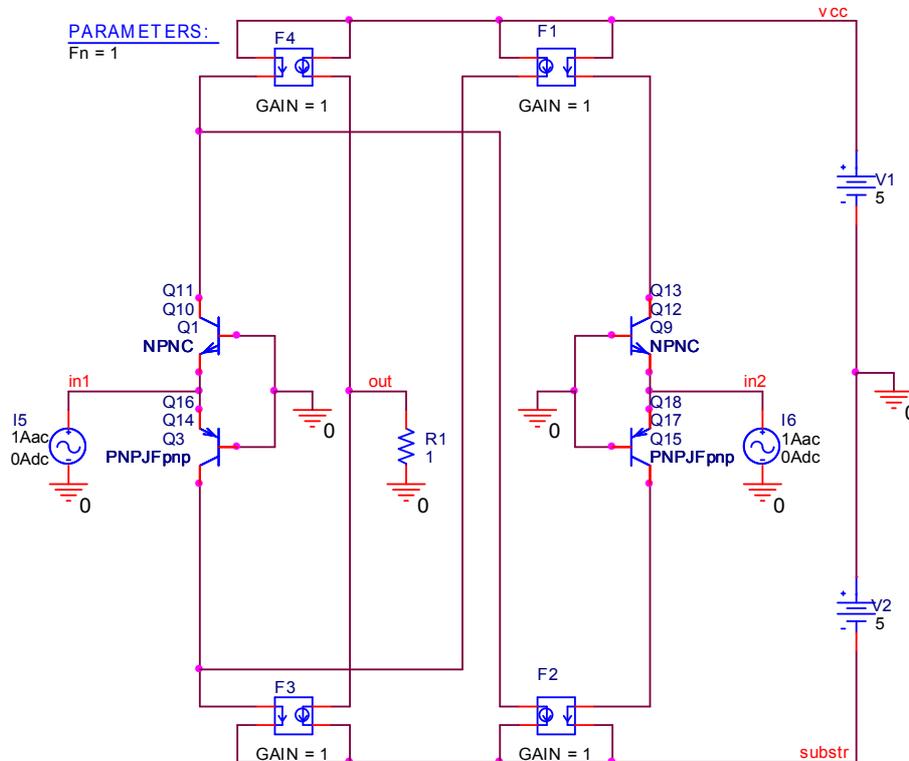


Рис. 5. Схема ДУТ рис. 4 в среде PSpice

Приведена зависимость выходного тока устройства рис. 5 от входного втекающего тока I_1 входа, при условии, что входной ток I_2 входа равен нулю (рис. 6).

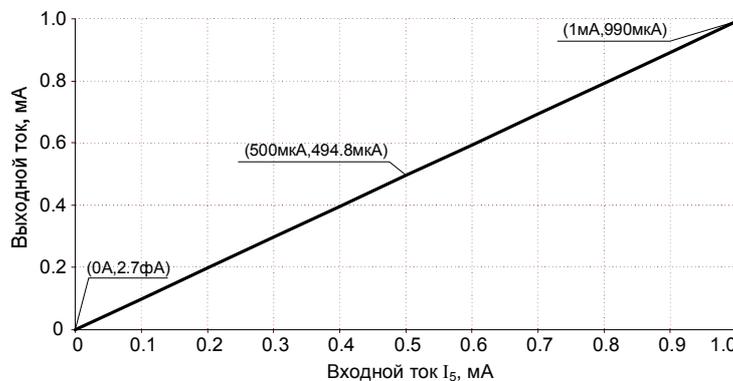


Рис. 6. Зависимость выходного тока устройства рис. 5 от входного втекающего тока I_1 входа, при условии, что входной ток I_2 входа равен нулю

Представлена зависимость выходного тока устройства рис. 5 от входных втекающих токов I_1 и I_2 входов, для случая, когда эти токи синфазны (одинаковы). Из данного графика следует, что заявляемое устройство обеспечивает подавление синфазных входных токов (рис. 7).

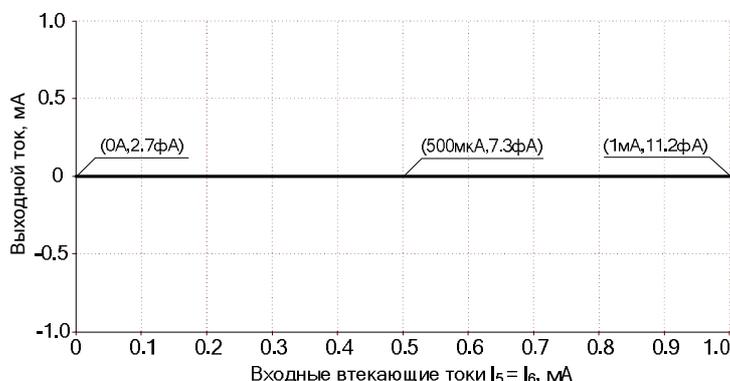


Рис. 7. Зависимость выходного тока устройства рис. 5 от входных втекающих токов I_1 и I_2 входов, для случая, когда эти токи синфазны

На рис. 8 приведена зависимость выходного тока устройства рис. 5 от входных противофазных токов I_1 и I_2 входов, для случая, когда эти токи противофазны (один втекает, другой вытекает). Из данного графика следует, что устройство обеспечивает усиление дифференциальных входных токов.

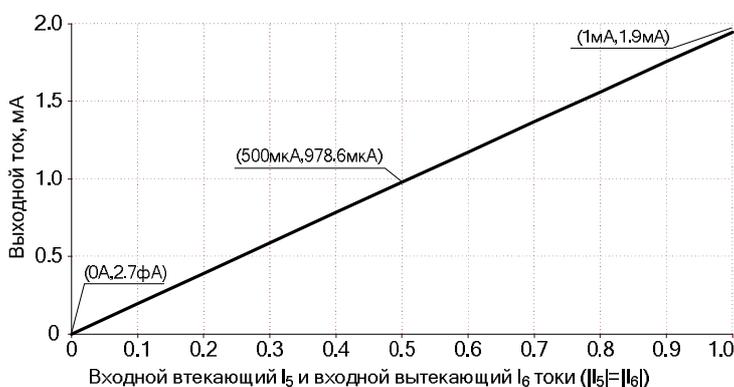


Рис. 8. Зависимость выходного тока устройства рис. 5 от входных противофазных токов I_1 и I_2 входов, для случая, когда эти токи противофазны

Предлагаемое схмотехническое решение дифференциального усилителя токов имеет расширенные функциональные возможности и, в отличие от известных устройств данного класса, наиболее полно соответствует классическому определению дифференциальных усилителей токов [6].

Статья подготовлена по проекту № 8.374.2014/К Госзадания Минобрнауки РФ на 2014–2016 гг.

Список литературы

1. Операционные усилители с непосредственной связью каскадов / В.И. Анисимов, М.В. Капитонов, Н.Н. Прокопенко, Ю.М. Соколов. – Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1979. – 151 с.
2. Полонников Д.Е. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 216 с.: ил.
3. Pat. US 8.913.050 Photoelectric conversion device and electronic device having the same / Hideaki Shishido, Atsushi Hirose; Assignee: Semiconductor Energy Laboratory Co., Ltd.; Appl. No.: 13/365,305; Filed: Feb. 3, 2012; Pub. Date: Dec. 16, 2014. – Pp. 45.
4. Pat. Appl. Publ. US 2014/0361836 Current amplifier and transmitter using the same / Wen-Hua Chang, Tsung-Yi Chou; Assignee: Mediatek Inc.; Appl. No.: 13/910,615; Filed: Jun. 5, 2013; Pub. Date: Dec. 11, 2014. – Pp. 13.
5. Pat. US 7.791.414 Low voltage current feedback amplifier with near rail to rail input common mode voltage range / Gertjan Van Sprakelaar; Assignee: National Semiconductor Corporation; Appl. No.: 11/807,120; Filed: May 25, 2007; Pub. Date: Sep. 7, 2010. – Pp. 14.
6. Пат. 33-15. Российская Федерация, МПК H03F 3/45. Дифференциальный усилитель двуполярных токов / Прокопенко Н.Н., Бутырлагин Н.В., Бугакова А.В., Пахомов И.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Донской гос. техн. ун-т». – № 2015000000/08; заявл. 09.09.15. – 22 с.: ил. (685).

[В начало к содержанию](#)

УДК 621.375

А.И. Серебряков, А.В. Бугакова, И.В. Пахомов

СХЕМОТЕХНИКА ПРЕЦИЗИОННЫХ МУЛЬТИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Аннотация: Рассмотрены принципы схемотехнических методов повышения прецизионность операционных усилителей (ОУ) и выполненных на их основе мультидифференциальных операционных усилителей (МОУ). Их основное достоинство – повышенный коэффициент усиления по напряжению, который обеспечивается двумя каскадами усиления, а также малое напряжение смещения нуля.

Ключевые слова: Мультидифференциальный операционный усилитель, коэффициент усиления выходного сигнала, отрицательная обратная связь, радиационная стойкость, частотная зависимость.

Основной недостаток классических схем ОУ [1] состоит в том, что в нем не обеспечивается дифференциальное преобразование нескольких входных напряжений. Кроме этого, в таких схемах для установления статического режима транзисторов входного каскада необходим специальный функциональный узел – прецизионный источник опорного тока, существенно влияющий на статические параметры устройства [1–4].

На рис. 1 приведена схема ОУ [5]. Коррекция амплитудно-частотной характеристики ОУ может обеспечиваться корректирующими конденсаторами $C_{к1}$ или $C_{к2}$. Для уменьшения влияния напряжения Эрли выходных транзисторов на напряжение смещения нуля ОУ предусмотрена цепь смещения E_0 , которая может быть выполнена в виде стабилитрона, резистора или нескольких прямосмещенных p-n переходов.

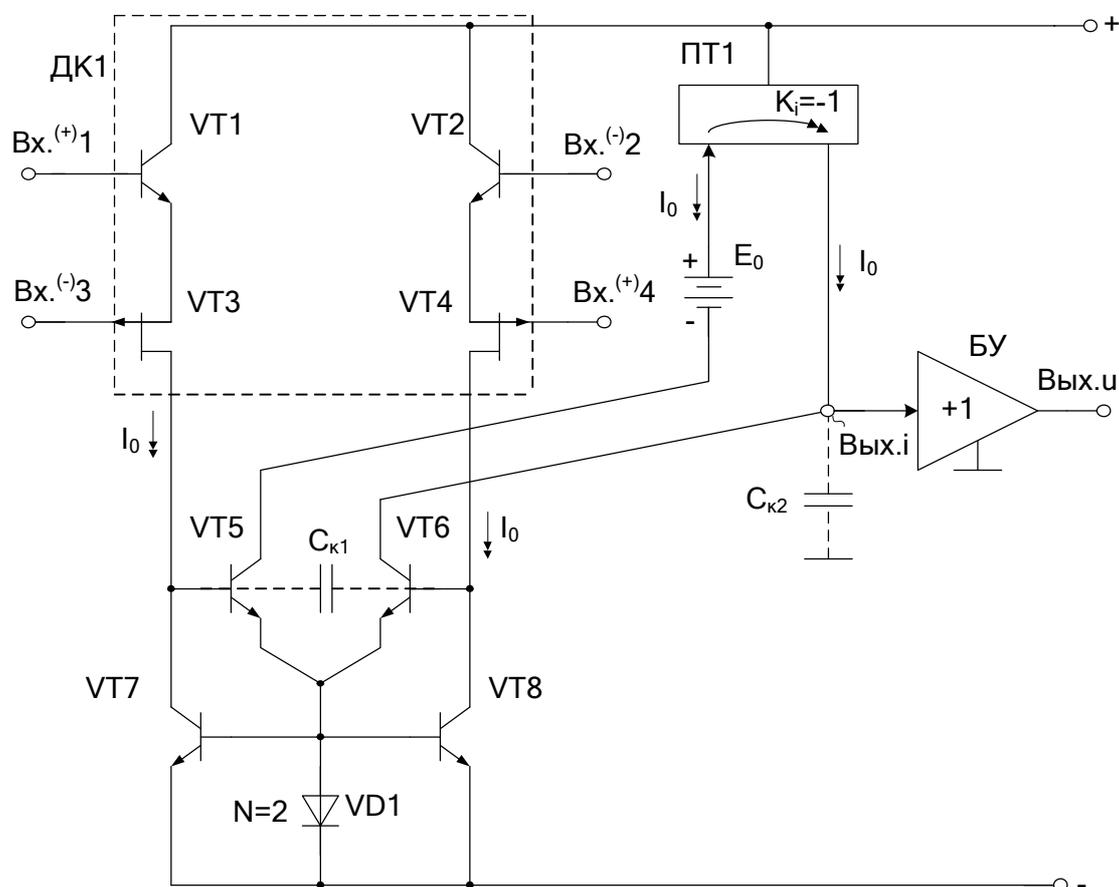


Рис. 1. Схема предлагаемого ОУ с потенциальным выходом

На рис. 2 приведён вариант построения ОУ.

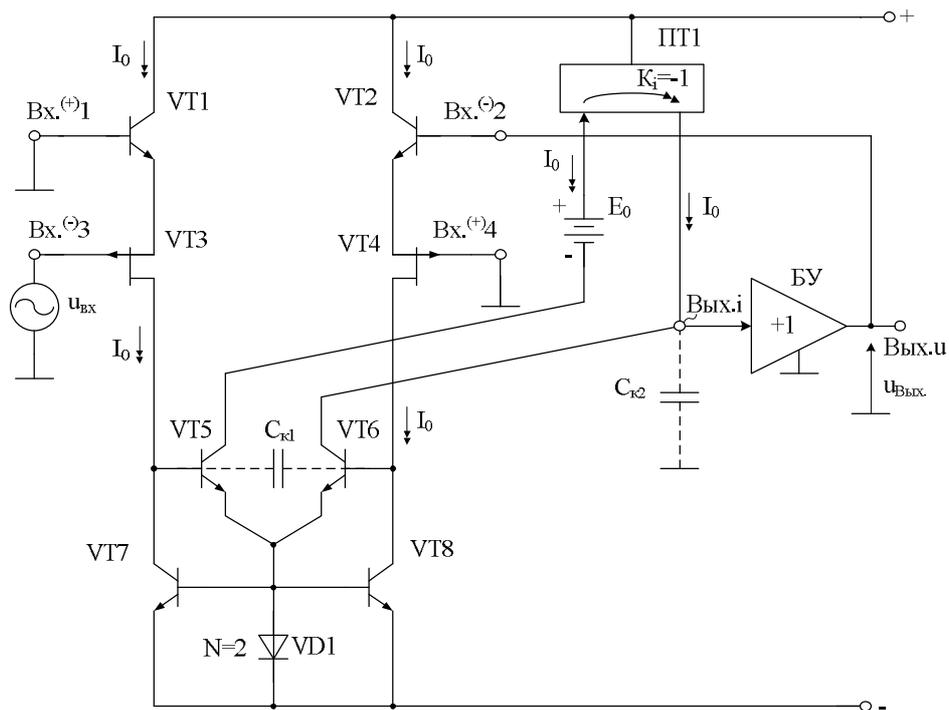


Рис. 2. Вариант включения предлагаемого ОУ в схеме инвертирующего усилителя без резисторов обратной связи

На рис. 3 показана схема включения ОУ с высоким входным сопротивлением по инвертирующему входу.

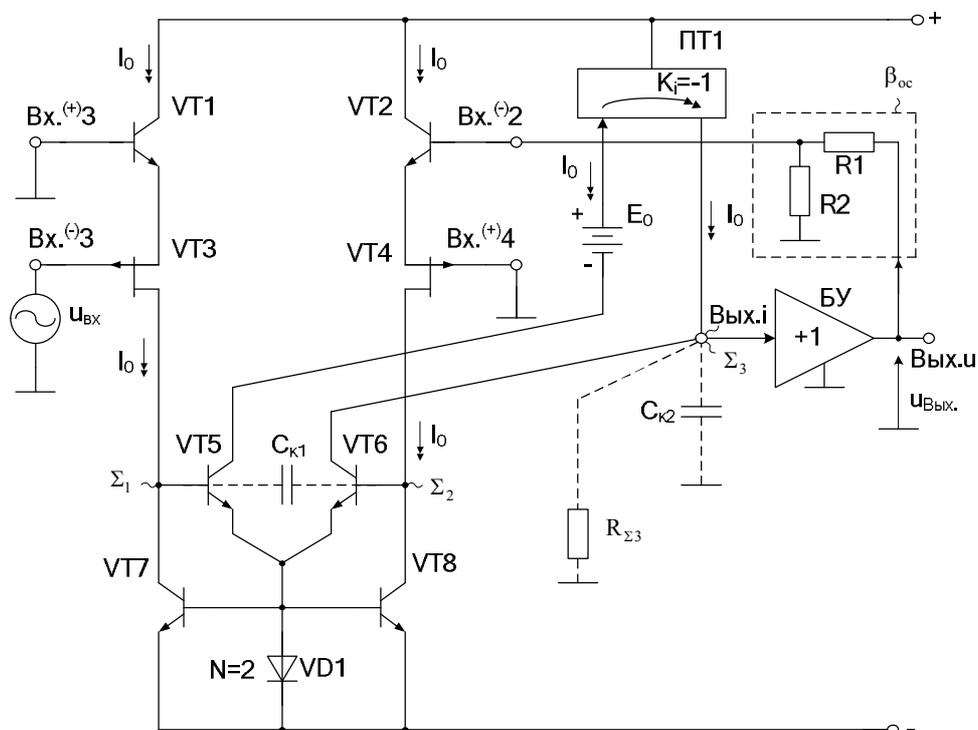


Рис. 3. Схема включения ОУ с высоким входным сопротивлением и $K_y > 1$

В схеме включения рис. 3 ОУ является инвертирующим усилителем по входу V_x .⁽⁻⁾³. Это одна из его существенных особенностей.

Статический режим транзисторов схемы рис. 3 устанавливается за счёт соответствующего выбора геометрических размеров и топологии полевых транзисторов VT3 и VT4. Ток стока этих транзисторов $I_{c3}=I_{c4}=I_0$ определяется по их стоко-затворной характеристике при напряжении затвористок, равном напряжению эмиттер-база ($U_{эб} \approx 0,7В$) входных биполярных транзисторов VT1 и VT2. Таким образом, для обеспечения статического режима в схеме рис. 4 не требуются какие-либо другие источники опорного тока. В этом состоит одна из её замечательных особенностей.

Токи стоков полевых транзисторов $I_{c3}=I_{c4}=I_0$ определяют статический режим транзисторов VT7 и VT8 за счёт местной отрицательной обратной связи по синфазному сигналу (выходные транзисторы VT5 и VT6). Если в качестве р-п перехода VD1 использовать два параллельно включенных р-п перехода, идентичных эмиттерным р-п переходам транзисторов VT7 и VT8, то коллекторные токи выходных транзисторов VT5 и VT6 будут соответствовать току I_0 , который определяется геометрией полевых транзисторов VT3 и VT4. Таким образом, промежуточный каскад ОУ также не требует использования каких-либо традиционных источников опорного тока.

Дополнительный источник напряжения E_0 (резистор или р-п переходы и т.п.) включён для согласования статических режимов выходных транзисторов VT5 и VT6 по напряжению коллектор-база. Его применение позволяет уменьшить влияние эффекта Эрли этих выходных транзисторов на напряжение смещения нуля ОУ ($U_{см}$).

Ниже представлена зависимость коэффициента передачи по напряжению схемы рис. 3 от параметров её элементов [5].

Усиление по петле отрицательной обратной связи ОУ рис. 3 при единичном коэффициенте передачи токового зеркала ПТ1 определяется формулой:

$$T = \beta_{oc} K_{y1} K_{y2} K_{Бу}, \quad (1)$$

где

$$K_{y1} = \frac{u_{к8}}{u_{вх.2}} \approx y_{\Sigma 2}^{-1} (g_{m4}^{-1} + r_{э2})^{-1}, \quad K_{y2} = \frac{u_{\Sigma 3}}{u_{к8}} \approx \frac{R_{\Sigma 3}}{r_{э5} + r_{э6}}, \quad (2)$$

$\beta_{oc} = R_2 (R_1 + R_2)^{-1}$ – коэффициент передачи четырёхполюсника отрицательной обратной связи; K_{y1} , K_{y2} , $K_{Бу} \approx 1$ – коэффициенты передачи по напряжению первого, второго и третьего каскадов ОУ; g_{m4} – крутизна сто-

ко-затворной характеристики полевого транзистора VT4; $R_{\Sigma 3}$ – эквивалентное сопротивление в высокоимпедансном узле $\Sigma 3$; $r_{\Sigma i}$ – сопротивление прямосмещённого эмиттерного p-n перехода i -го транзистора.

При этом в формуле (2) эквивалентная проводимость в высокоимпедансном узле $\Sigma 2$:

$$Y_{\Sigma 2} = Y_{i6} + Y_{i8} + Y_{i4},$$

где y_{i6} – входная проводимость транзистора VT6 по цепи базы; y_{i8} – выходная проводимость транзистора VT8 по цепи коллектора; y_{i4} – выходная проводимость транзистора VT4 по цепи стока.

Причём

$$R_{i6} = y_{i6}^{-1} \approx \beta_6(r_{\Sigma 5} + r_{\Sigma 6}),$$

$$R_{i8} = y_{i8}^{-1} \approx r_{\Sigma 8}\mu_8^{-1},$$

$$R_{i4} \approx (r_{\Sigma 2} + g_{m4}^{-1})\mu_4,$$

где μ_i – коэффициент внутренней обратной связи i -го транзистора в схеме с общей базой VT8 (общим затвором, VT4).

В результате анализа схемы рис. 3 (с учётом её высокой симметрии) можно найти, что при $T \gg 1$ модуль коэффициента передачи по напряжению ОУ

$$K_{\Pi} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{y1}K_{y2}K_{\text{БУ}}}{1 + \beta_{\text{ос}}K_{y1}K_{y2}K_{\text{БУ}}} \approx \frac{1}{\beta_{\text{ос}}} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right). \quad (3)$$

При этом усилитель рис. 3 является инвертирующим, а его коэффициент передачи по напряжению определяется отношением резисторов R_1 и R_2 (3).

При 100 % отрицательной обратной связи схема рис. 3 является инвертирующим повторителем входного напряжения с $K_y \approx -1$. Однако, в отличие от традиционных схемотехнических решений на основе классических ОУ, она не содержит резисторов обратной связи.

Если входной сигнал подать на первый вход или на четвёртый вход, а третий вход подключить к общей шине, то в схеме рис. 3 реализуется неинвертирующее усиление входного сигнала с коэффициентом передачи, который определяется формулой (3).

Аналогичными свойствами обладают и схемы ОУ рис. 4 и рис. 5 с другим вариантом введения ООС.

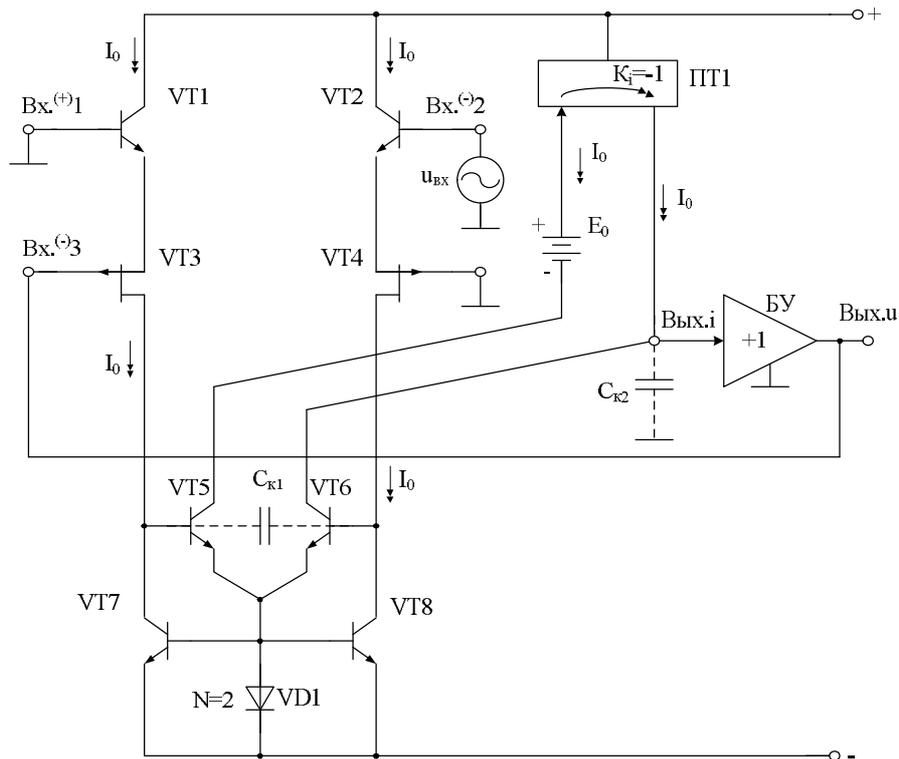


Рис. 4. Модифицированная схема включения МОУ с высоким входным сопротивлением и малыми входными токами по цепи ООС

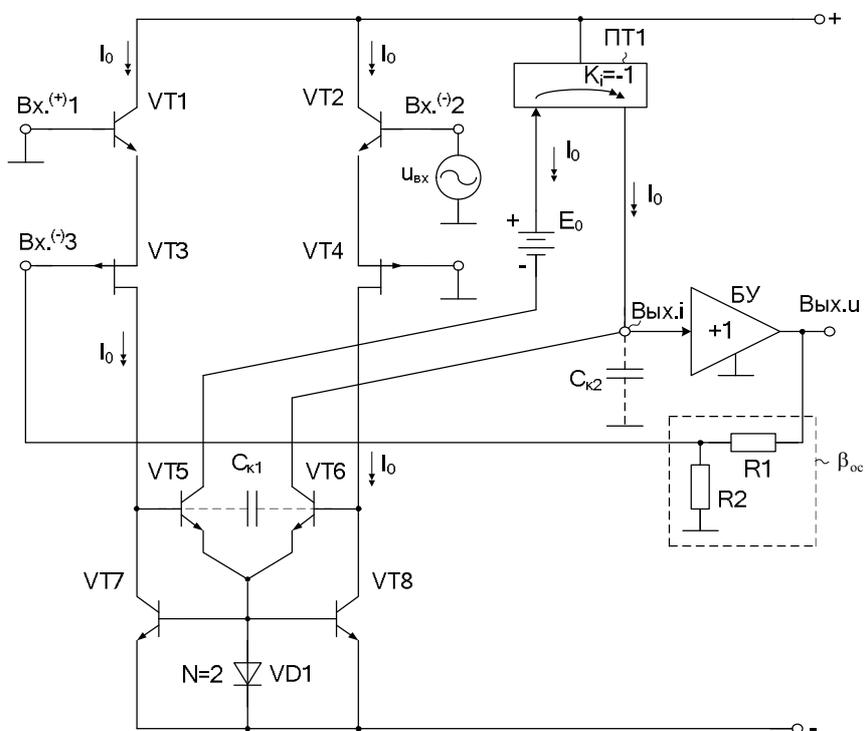


Рис. 5. Схема включения МОУ с высокоомными резисторами обратной связи

Особенность схемы рис. 6 состоит в том, что она может иметь повышенное быстродействие в связи с тем, что её входной каскад характеризуется более широким диапазоном активной работы (напряжение ограничения $U_{гр}$ [5]). Это связано с тем, что максимальная скорость нарастания выходного напряжения ОУ с однополюсной частотной коррекцией ($C_{к1}$) определяется формулой [5]

$$\vartheta_{\text{ВЫХ}} = 2\pi f_1 U_{гр},$$

где f_1 – частота единичного усиления ОУ.

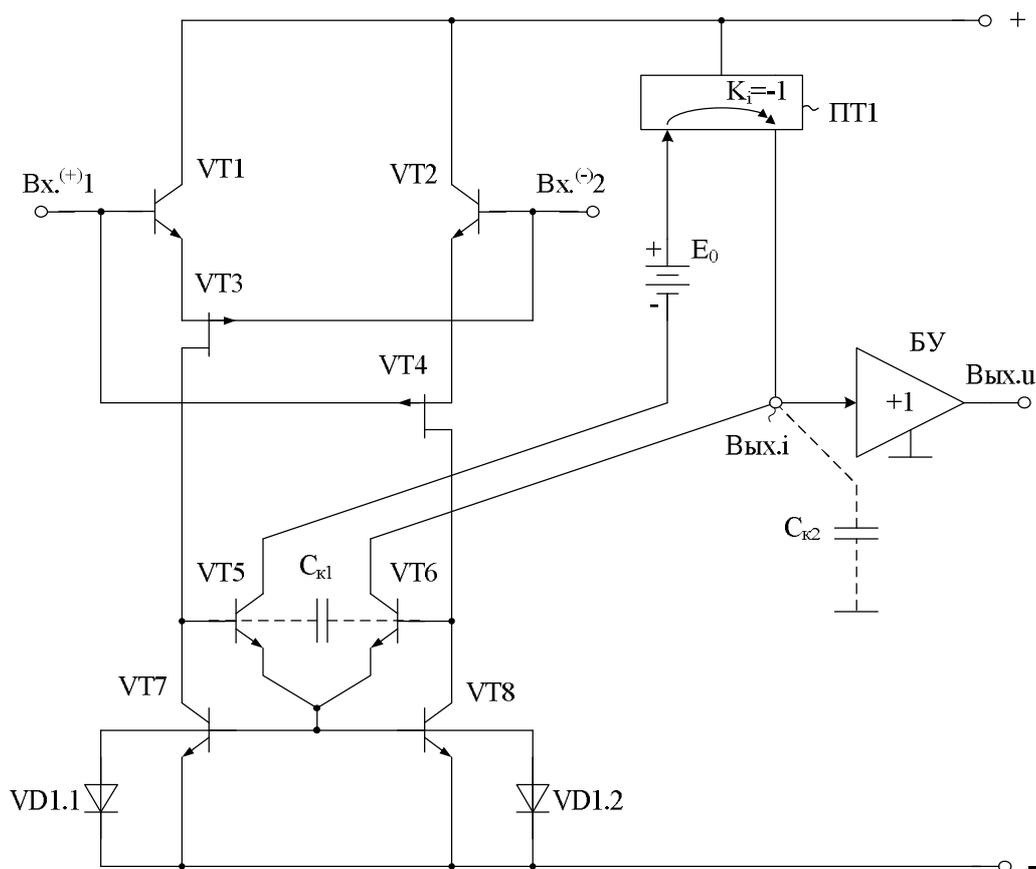


Рис. 6. ОУ с повышенным быстродействием

В схеме рис. 7 введён второй многоканальный входной дифференциальный каскад на транзисторах VT5, VT6, VT7 и VT8. Общее число входов в таком ОУ возрастает до восьми, что позволяет обеспечить преобразование (алгебраическое суммирование и т.п.), как минимум, семи разных входных сигналов (рис. 9).

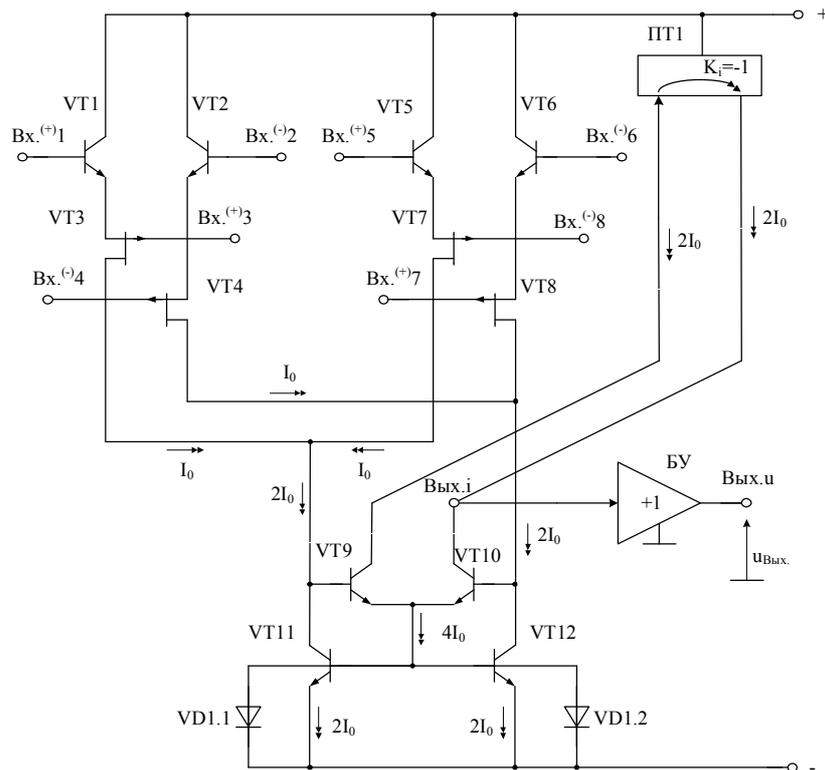


Рис. 7. МОУ с двумя многоканальными входными дифференциальными каскадами

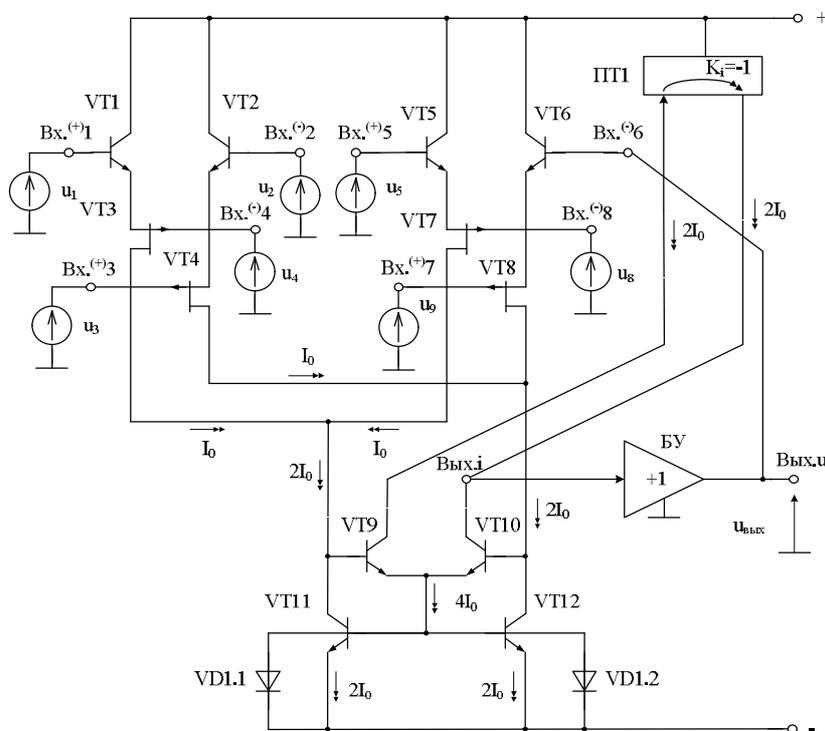


Рис. 8. Схема включения МОУ в режиме сумматора напряжений при 100%-й обратной связи

На рис. 10 представлена функциональная схема ОУ рис. 9.

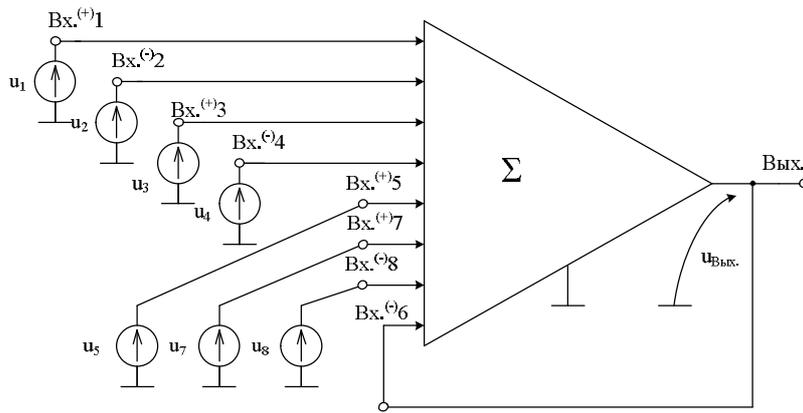


Рис. 9. Функциональная схема МОУ рис. 8

Так, выходное напряжение в схеме рис. 9 при достаточно большом петлевом усилении $T \gg 1$ можно найти по формуле:

$$u_{\text{Вых}} \approx u_1 - u_2 + u_3 - u_4 + u_5 - u_8 + u_7,$$

где u_{ij} – напряжение на ij -м входе ОУ.

В схеме рис. 10 два входных дифференциальных каскада реализованы соответственно на транзисторах VT1, VT2, VT3, VT4 и VT5, VT6, VT7, VT8, которые имеют расширенный диапазон активной работы. Данная схема ОУ имеет только 4 входа, но характеризуется повышенным быстродействием и при однополюсной частотной коррекции ($C_{к1}$) [5].

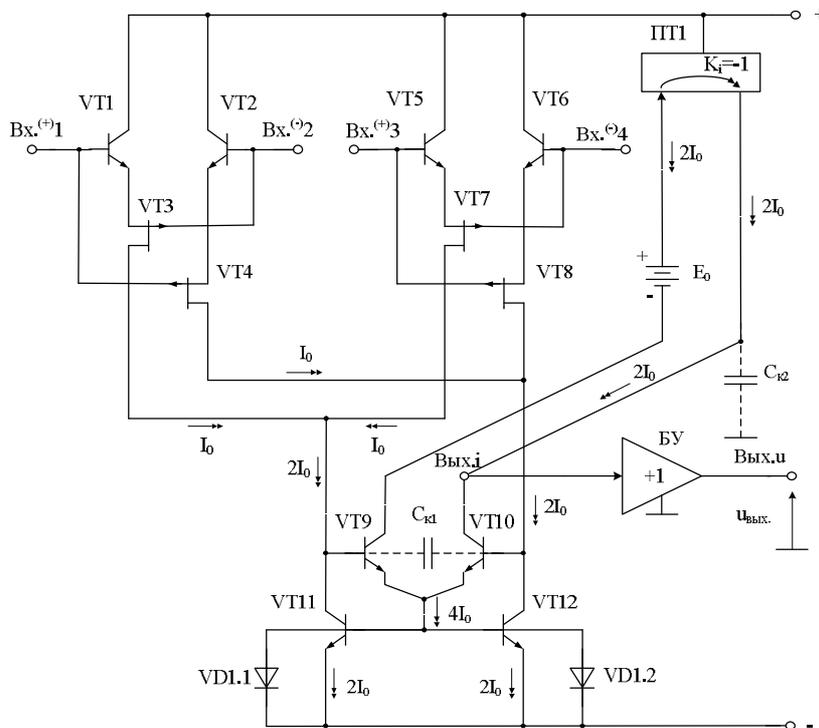


Рис. 10. Схема МОУ с повышенным быстродействием

На рис. 11 приведена схема предлагаемого ОУ рис. 2 на радиационно-зависимых моделях интегральных транзисторов АБМК_1_4 НПО «Интеграл» (г. Минск), которая использовалась для моделирования амплитудно-частотных характеристик со 100%-й обратной связью.

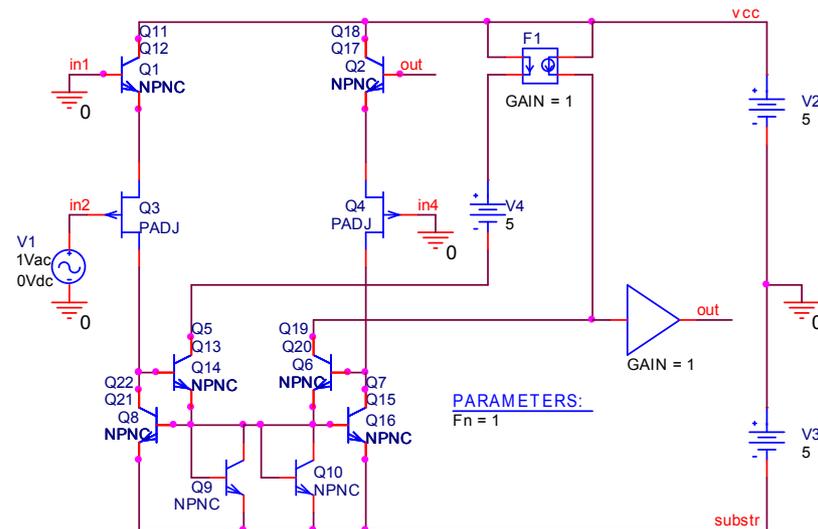


Рис. 11. Схема ОУ рис. 2 на радиационно-зависимых моделях интегральных транзисторов в среде PSpice

На рис. 12 показана амплитудно-частотная характеристика операционного усилителя рис. 11 со 100%-й отрицательной обратной связью. Анализ работы данной схемы показывает, что данная схема включения МОУ является инвертирующим усилителем с коэффициентом передачи минус единица. Кроме этого, она характеризуется повышенным входным сопротивлением, которое определяется свойствами полевого транзистора Q3 по цепи затвора.

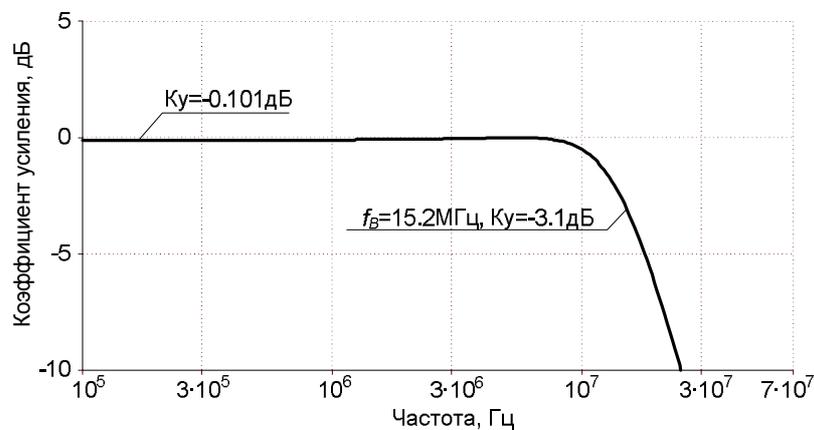


Рис. 12. Амплитудно-частотные характеристики операционного усилителя рис. 11 со 100%-й отрицательной обратной связью

На рис. 13 приведена зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 11 от потока нейтронов (а) и температуры в диапазоне минус 60–80 °С (б). Данные характеристики получены для случая, когда элементы схемы обладают высокой идентичностью, т.е. данные графики показывают предельные возможности предлагаемого ОУ.

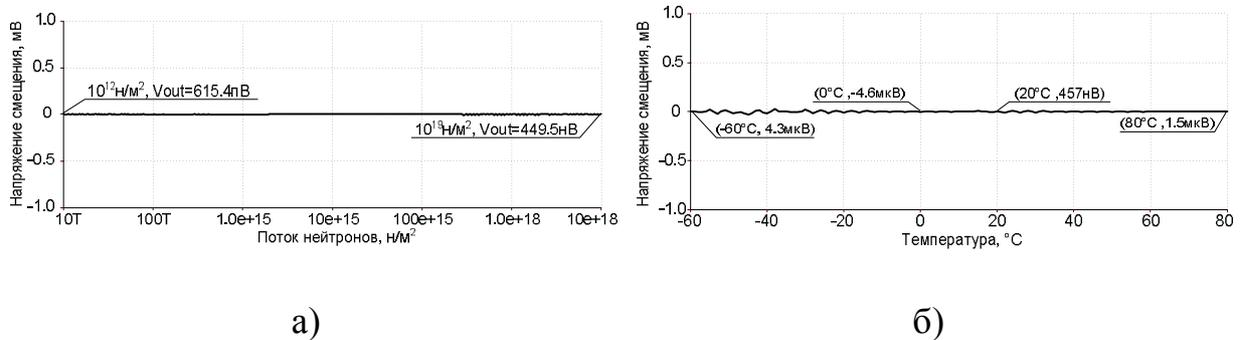


Рис. 13. Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 11 от потока нейтронов (а) и температуры в диапазоне минус 60–80 °С (б)

На рис. 14 приведены временные характеристики входного и выходного синусоидального напряжения схемы рис. 11, которые показывают, что выходное напряжение данной схемы включения противофазно его входному напряжению.

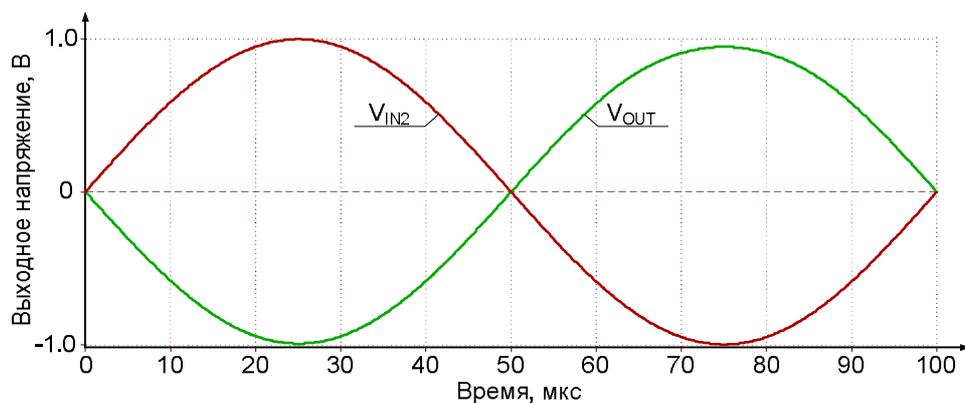


Рис. 14. Временные характеристики входного и выходного синусоидального напряжения схемы рис. 11

На рис. 15 приведена схема предлагаемого ОУ рис. 3 в среде PSpice на радиационно-зависимых моделях интегральных транзисторов АБМК_1_4 НПО «Интеграл» (г. Минск).

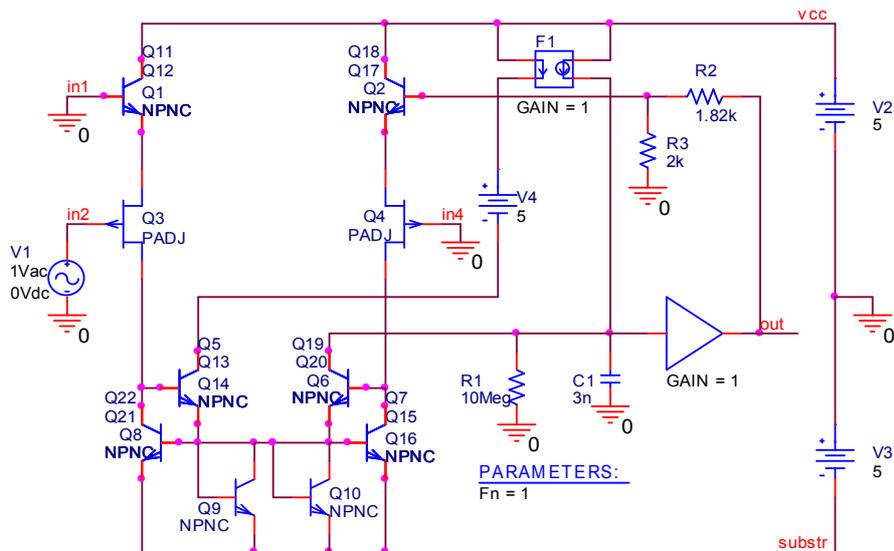


Рис. 15. Схема включения МОУ рис. 3 в среде PSpice с четырёхполосником отрицательной обратной связи

На рис. 16 показаны амплитудно-частотные характеристики операционного усилителя рис. 15 для случая, когда коэффициент передачи четырёхполосника обратной связи равен 0,5, т.е. его коэффициент усиления в данной схеме включения $K_y = -2$.

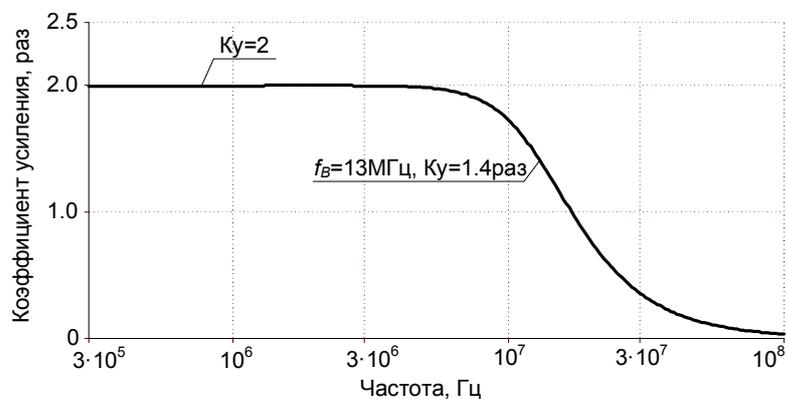


Рис. 16. Амплитудно-частотные характеристики МОУ рис. 15 с $|K_y| = 2$

Амплитудно-частотная характеристика рис. 16 ОУ рис. 15 показывает, что за счёт изменения резисторов обратной связи R2, R3 можно обеспечить инвертирующий коэффициент усиления $K_y = -2$ при высоком входном сопротивлении по цепи затвора транзистора Q3. Петлевое усиление в предлагаемом ОУ обеспечивается двумя каскадами усиления и принимает значения в диапазоне 80 дБ (рис. 18), что достаточно для многих применений.

На рис. 17 приведена схема включения предлагаемого МОУ рис. 1 в среде PSpice на радиационно-зависимых моделях интегральных транзисторов АБМК_1_4 НПО «Интеграл» (г.Минск) для случая, когда входной сигнал подаётся на третий вход ОУ, а обратная связь отсутствует.

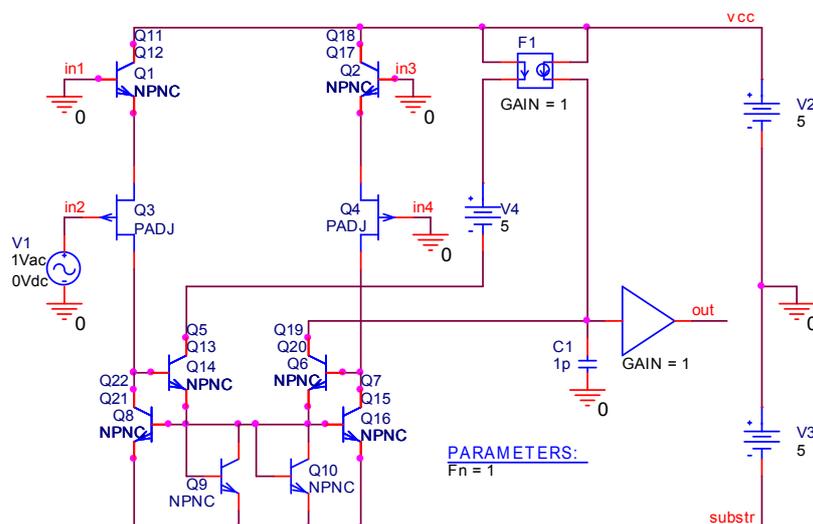


Рис. 17. Схема включения ОУ рис. 1 в среде PSpice без обратной связи

На рис. 18 показаны амплитудно-частотные характеристики разомкнутого операционного усилителя рис. 17 (без отрицательной обратной связи).

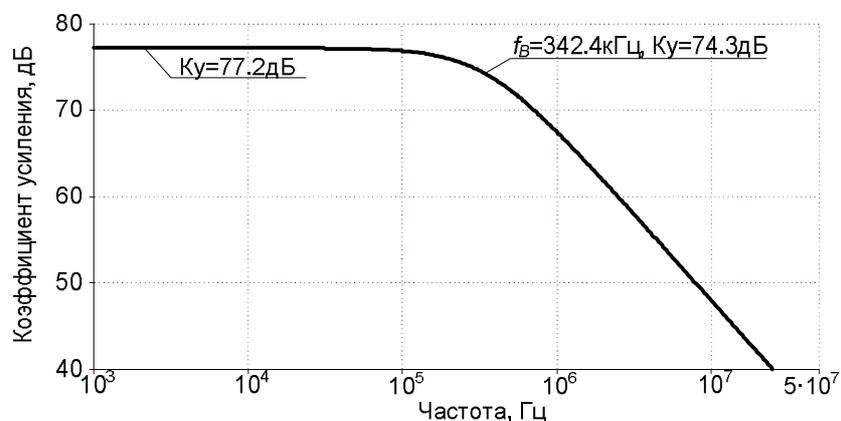


Рис. 18. Амплитудно-частотные характеристики разомкнутого операционного усилителя рис. 17

Предлагаемые схемотехнические решения имеют малые значения систематической составляющей напряжения смещения нуля при температурных и радиационных воздействиях (рис. 13). Исходя из этого, можно сказать, что рассмотренные схемы имеют существенные преимущества в сравнении с известными и могут найти широкое применение в широкополосных системах обработки различных сигналов [5].

Статья подготовлена по проекту № 2477 Госзадания Минобрнауки РФ на 2014–2016 гг.

Список литературы

1. Pat. US 3.614.645 Differential amplifier / Wheatley Carl Franklin Jr; Assignee: RCA Corp.; Appl. No.: 847,879; Filed: Aug. 6, 1969; Pub. Date: Oct. 19, 1971. – Pp. 9.
2. Pat. US 7.411.451 Class AB folded cascode stage and method for low noise, low power, low-offset operational amplifier / Sergey V. Alenin, Henry Surtihadi; Assignee: Texas Instruments Incorporated; Appl. No.: 11/396,869; Filed: Apr. 3, 2006; Pub. Date: Aug. 12, 2008. – Pp. 12.
3. Достал И. Операционные усилители: пер. с англ. – М.: Мир, 1982. – 512 с. (рис. 13.13б, с. 77).
4. Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Крутчинский С.Г. Элементная база радиационно-стойких информационно-измерительных систем: моногр. / под общ. ред. д.т.н., проф. Н.Н. Прокопенко; ФГБОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – Шахты: ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2011. – 208 с.
5. Заявка на пат. 2015143966/08. Операционный усилитель / Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Бугакова А.В., Пахомов И.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Донской гос. техн. ун-т». – заявл. 06.10.2015. – 16 с.: ил. (686).

[В начало к содержанию](#)

УДК 621.375

Н.Н. Прокопенко, И.В. Пахомов, А.В. Бугакова

БИПОЛЯРНО-ПОЛЕВЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ С МАЛЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ ПИТАНИЯ

Аннотация: Рассматриваются новые архитектуры операционных усилителей (ОУ), в которых обеспечивается широкий диапазон изменения выходного напряжения при низковольтном питании (2,5÷5 В). Они могут применяться в схемах инвертирующих усилителей и алгебраических сумматоров нескольких сигналов без резисторов обратной связи. Результаты моделирования в среде PSpice на технологическом процессе АБМК_1_4 (ОАО «Интеграл», г. Минск) показывают универсальность новых схем ОУ.

Ключевые слова: Операционный усилитель, малое напряжение питания, источник опорного тока, токовое зеркало, мультидифференциальный операционный усилитель, поток нейтронов, температурная зависимость.

Предлагаемая схема ОУ (рис. 1) имеет расширенный диапазон изменения выходного напряжения до уровней, близких к напряжениям на положительной и отрицательной шинах питания. Кроме этого, возможно

расширение функциональных возможностей ОУ, касающиеся перспективных схем его инвертирующего и неинвертирующего включения, в т.ч. без резисторов обратной связи [1–5].

В схемах, показанных на рис. 2 и 3, входной дифференциальный каскад выполнен в частном случае на основе полевых транзисторов VT1, VT2 и источнике опорного тока I_1 . Статический ток токостабилизирующих двухполюсников I_2 и I_3 может быть значительно меньше, чем ток I_0 .

В качестве токового зеркала ПТ1 могут использоваться классические токовые зеркала на биполярных и полевых транзисторах.

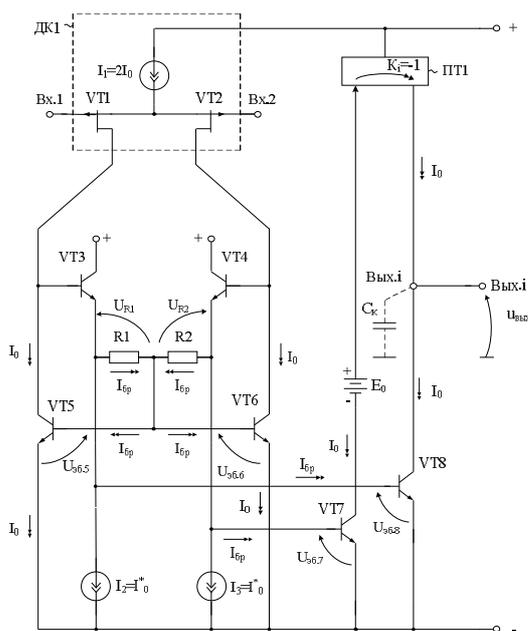


Рис. 1. Базовая схема предлагаемого ОУ с токовым выходом

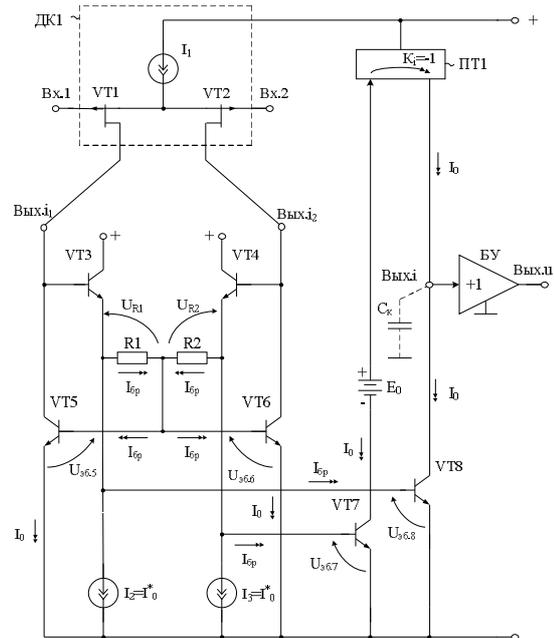


Рис. 2. Схема ОУ с низкоомным потенциальным выходом

Статический режим транзисторов схемы рис. 1 устанавливается источником опорного тока I_1 входного дифференциального каскада ДК1 ($I_1=2I_0$). При этом токи стока (I_{ci}) и токи коллекторов (I_{ki}) транзисторов схемы определяются уравнениями:

$$I_{c1} = I_{c2} \approx 0,5I_1 = I_0, \quad (1)$$

$$I_{k5} \approx I_{c1} = 0,5I_1 = I_0, \quad (2)$$

$$I_{k6} \approx I_{c2} \approx 0,5I_1 = I_0, \quad (3)$$

где I_{c1} , I_{c2} – токи стока полевых транзисторов VT1 и VT2; I_0 – некоторый заданный опорный ток, например, $I_0=1$ мА; I_{k5} , I_{k6} – токи коллекторов транзисторов источников опорного тока симметричной активной нагрузки.

Статическое напряжение на эмиттере транзисторов VT3 и VT4 относительно отрицательной шины источника питания отличается от напряжений эмиттер-база транзисторов VT5 и VT6 на сравнительно небольшую величину:

$$U_{э3} = U_{эб.8} = U_{эб.5} + I_{бр}R_1, \quad (4)$$

$$U_{э4} = U_{эб.7} = U_{эб.6} + I_{бр}R_2, \quad (5)$$

где $I_{бр}$ – ток базы транзисторов VT5 и VT6. Причем при $I_0=1\text{мА}$

$$I_{бр} = \frac{I_0}{\beta} \approx 2 \div 10 \text{ мкА},$$

где $\beta=100\div 500$ – коэффициент усиления по току базы биполярных транзисторов.

Если выбрать сопротивления резисторов R1 и R2 сравнительно малым (например, 300-500 Ом), то при $\beta \geq 100$ из последних формул можно найти, что напряжение эмиттер-база выходных транзисторов VT7 и VT8

$$U_{эб.8} \approx U_{эб.5}, \quad U_{эб.7} \approx U_{эб.6}.$$

Как следствие, в предлагаемой схеме ОУ токи коллекторов транзисторов VT7 и VT8 равны токам коллекторов транзисторов VT5 и VT6.

В том случае, когда резисторы R1 и R2 выбираются сравнительно высокоомными, может потребоваться введение низкоомных резисторов R3 и R4 или резисторов R5 и R6 (рис. 3). Кроме этого, в этом случае возможно также применение в качестве транзисторов VT5 и VT6 многоэмиттерных транзисторов (например, так как это сделано на рис. 2).

Таким образом, в рассматриваемой базовой схеме ОУ обеспечивается достаточно стабильный статический режим по току всех активных элементов, который устанавливается единственным источником опорного тока I_1 входного дифференциального каскада ДК1.

Максимальная амплитуда отрицательного выходного напряжения ОУ рис. 1 ($U_m^{(-)}$) определяется по следующей формуле:

$$U_m^{(-)} = E_{\Pi}^{(-)} - U_{кэ8.min} \approx E_{\Pi}^{(-)}, \quad (6)$$

где $U_{кэ8.min} \approx 0$ – минимальное напряжение коллектор-эмиттер транзистора VT8; $E_{\Pi}^{(-)}$ – напряжение на отрицательной шине источника питания.

Таким образом, в рассматриваемой схеме $U_m^{(-)} \approx E_{\Pi}^{(-)}$. В классическом ОУ [1] это напряжение на 0,8 В меньше $E_{\Pi}^{(-)}$, что весьма существенно при малых $E_{\Pi}^{(-)}$ (2,5-5 В).

С другой стороны, максимальная амплитуда положительного выходного напряжения ОУ рис. 1 (при типовом построении токового зеркала ПТ1) равна напряжению на положительной шине источника питания $U_m^{(+)} \approx E_{\Pi}^{(+)}$. Следовательно, схема рис. 1 обеспечивает так называемый rail-to-rail выход («от положительной шины питания до отрицательной шины»).

На рис. 2 приведена схема рис. 1, в которой предусмотрен выходной буферный усилитель БУ, обеспечивающий низкоомный (потенциальный) выход устройства (Вых.у). Для уменьшения влияния напряжения Эрли транзистора VT7 на напряжение смещения нуля в схему введён источник опорного напряжения E_0 , который может быть выполнен в виде стабилизатора, резистора или цепочки прямосмещённых p-n переходов. Коррекция амплитудно-частотной характеристик ОУ может осуществляться с помощью корректирующего конденсатора Ск.

Усиление ОУ рис. 2 без отрицательной обратной связи при единичном коэффициенте передачи токового зеркала ПТ1 определяется формулой

$$K_0 = u_{\text{ВЫХ}} / u_{\text{ВХ}} = 2K_{y1}K_{y2}K_{y3}K_{\text{БУ}}, \quad (7)$$

где K_{y1} , $K_{y2} \approx 1$, K_{y3} , $K_{\text{БУ}} \approx 1$ – коэффициенты передачи по напряжению первого, второго, третьего и четвёртого каскадов ОУ.

Причём

$$K_{y1} = \frac{u_{\text{к5}}}{u_{1-2}} \approx y_{\text{ВЫХ.и1}}^{-1} g_{m1}, \quad (8)$$

где $u_{\text{к5}}$ – напряжение на коллекторе транзистора VT5; u_{1-2} – напряжение между входами Вх.1 и Вх.2; g_{m1} – крутизна входного дифференциального каскада ДК1; $y_{\text{ВЫХ.и1}}$ – эквивалентная проводимость в цепи токового выхода

Вых.и1; $K_{y2} = \frac{u_{\text{б8}}}{u_{\text{к5}}} \approx 1$ – коэффициент передачи эмиттерного повторителя

на транзисторе VT3; $u_{\text{б8}}$ – напряжение на базе транзистора VT8;

$K_{y3} \approx \frac{u_{\text{ВЫХ.и}}}{u_{\text{б8}}} \approx \frac{R_{\text{ВЫХ.и}}}{r_{\text{э2}}}$; $K_{\text{БУ}} \approx 1$ – коэффициент передачи буферного уси-

лителя БУ; $R_{\text{ВЫХ.и}}$ – эквивалентное сопротивление в цепи токового выхода ОУ; $r_{\text{эi}}$ – сопротивление прямосмещённого эмиттерного p-n перехода i-го транзистора.

При этом в формуле (8) эквивалентная проводимость в высокоимпедансном узле:

$$y_{\text{ВЫХ.и1}} = y_{\text{i3}} + y_{\text{i5}} + y_{\text{i1}},$$

где y_{i3} – входная проводимость транзистора VT3 по цепи базы; y_{i5} – выходная проводимость транзистора VT5 по цепи коллектора; y_{i1} – выходная проводимость дифференциального каскада ДК по цепи токового выхода Вых.и1.

Причём

$R_{\text{i7}} = y_{\text{i3}}^{-1} \approx \beta_3(R_1 + R_2)$, $R_{\text{i5}} = y_{\text{i5}}^{-1} \approx r_{\text{э5}}\mu_5^{-1}$, $R_{\text{i1}} = y_{\text{i1}}^{-1} \approx (g_1^{-1} + g_2^{-1})\mu_1^{-1}$, где $\mu_i = 10^{-3} \div 10^{-4}$ – коэффициент внутренней обратной связи i-го транзистора схемы с общей базой VT5 (общим затвором, VT1); β_3 – коэффициент усиления по току базы транзистора VT3; $S_1 = g_1^{-1}$, $S_2 = g_2^{-1}$ – крутизна стоко-

затворной характеристики полевых транзисторов VT1 и VT2; R_1, R_2 – сопротивления резисторов R1 и R2.

Если пренебречь внутренней обратной связью транзисторов схемы и считать, что выходное сопротивление входного дифференциального каскада ДК1 относительно токового выхода $\text{Вых.}i_1$ удовлетворяет условию $R_{i1} \gg \beta_3(R_1 + R_2)$, то общий коэффициент усиления ОУ

$$K_0 \approx 2\beta_3 \frac{R_{i\text{ВВЫХ.}}}{r_{\text{э8}}} \cdot (R_1 + R_2)g_{m1} \gg 1.$$

На рис. 3 показана схема ОУ с улучшенным согласованием статического режима транзисторов VT5 (VT6) и VT8 (VT7), которые в ряде случаев могут выполняться в виде многоэмиттерных транзисторов.

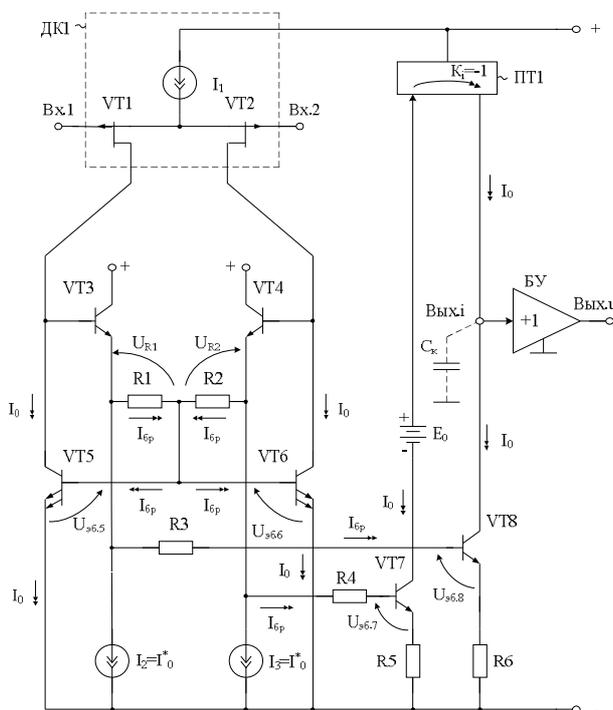


Рис. 3. Схема ОУ с улучшенным согласованием статического режима транзисторов VT5 (VT6) и VT8 (VT7)

На рис. 4 в схему введён дополнительный входной дифференциальный каскад ДК2, общая цепь питания которого связана с положительной шиной источника питания. Кроме этого токостабилизирующие двухполюсники выполнены здесь в частном случае на основе резисторов R3, R4.

На основе схемы рис. 4 реализуется широкий класс новых аналоговых устройств, в которых дополнительный инвертирующий вход используется для введения общей отрицательной обратной связи, а остальные свободные входы – для подачи нескольких входных сигналов. При этом данная схема по входам является дифференциальным усилителем.

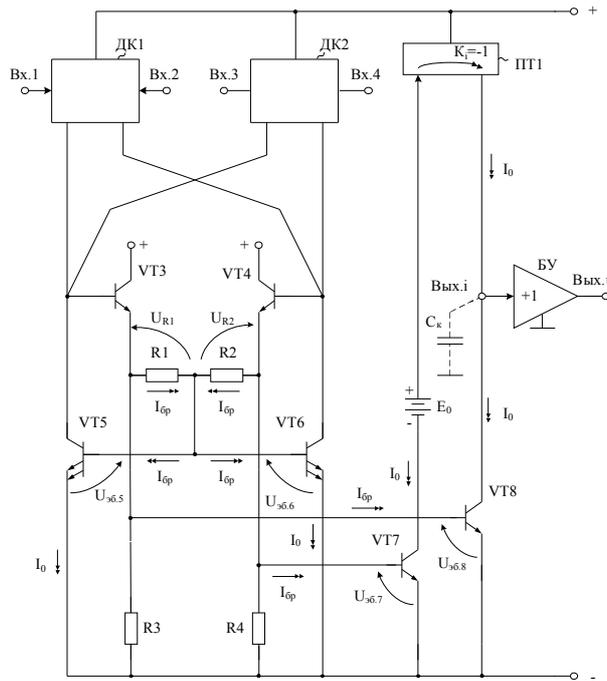


Рис. 4. Схема мультидифференциального ОУ с двумя входными дифференциальными каскадами

На рис. 5 показана другая схема мультидифференциального ОУ. Особенность этой схемы состоит в том, что вход Вх.4 может использоваться для введения отрицательной обратной связи, а входы Вх.1, Вх.2 и Вх.3 – для подачи входных сигналов, что качественно отличает данный ОУ от классических аналогов.

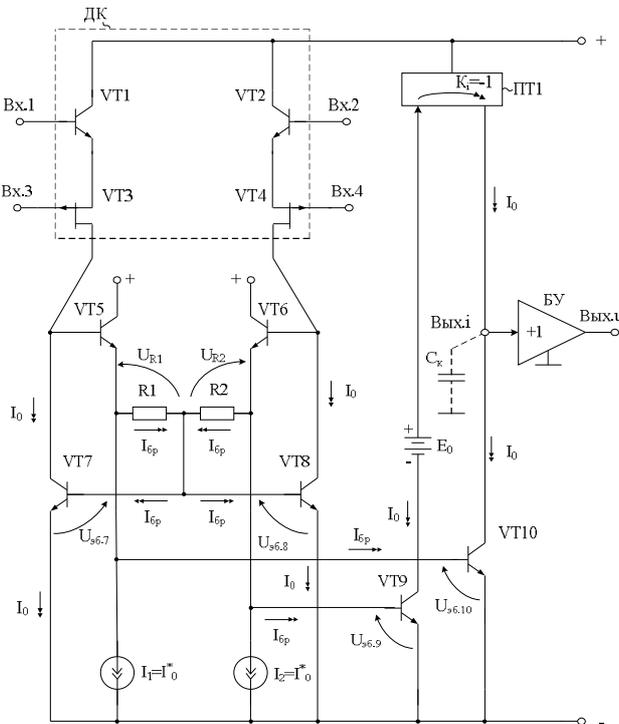


Рис. 5. Мультидифференциальный операционный усилитель

На рис. 6 представлена схема МОУ с восемью входами, из них четыре – инвертирующих и четыре – неинвертирующих. Отрицательная обратная связь с выхода может подаваться на один из инвертирующих входов устройства, а входные сигналы – на семь других входов. Это значительно расширяет функциональные возможности МОУ в различных схемах включения, позволяет реализовывать на его основе как инвертирующие, так и неинвертирующие аналоговые сумматоры семи или менее входных сигналов.

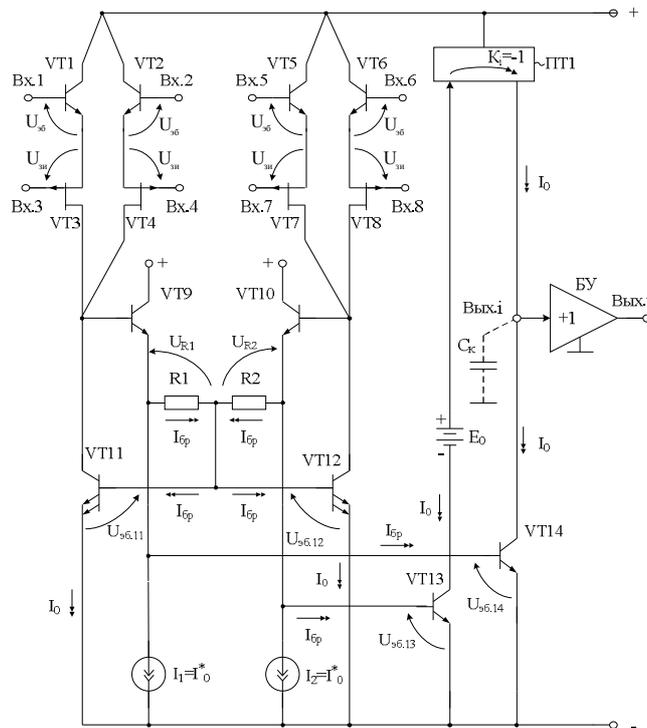


Рис. 6. Мультидифференциальный операционный усилитель с восемью входами

На рис. 7 приведена схема МОУ рис. 5 в среде PSpice на радиационно-зависимых моделях интегральных транзисторов АБМК_1_4 НПО «Интеграл» (г. Минск) для случая его инвертирующего включения с отрицательной обратной связью, которая вводится на базу транзистора Q1. Как показывает компьютерное моделирование схемы рис. 7, численные значения разомкнутого коэффициента передачи K_0 лежат в пределах $80 \div 100$ дБ, что достаточно для многих применений ОУ.

При введении отрицательной обратной связи в схеме рис. 7, соответствующей рис. 5, с выхода ОУ на инвертирующий вход модуль коэффициента передачи по напряжению, подаваемого на четвёртый вход:

$$K_{\Pi} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{y1}K_{y2}K_{\text{БУ}}}{1 + \beta_{\text{ос}}K_{y1}K_{y2}K_{\text{БУ}}} \approx \frac{1}{\beta_{\text{ос}}} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right), \quad (9)$$

где $\beta_{oc} = R_2(R_1 + R_2)^{-1}$ – коэффициент передачи четырёхполюсника отрицательной обратной связи (в частном случае, при $R_1=0$ $\beta_{oc}=1$).

При этом усилитель рис. 7 является инвертирующим, а его коэффициент передачи по напряжению определяется отношением резисторов в цепи обратной связи R_1 и R_2 (на схеме рис. 7 – не показаны).

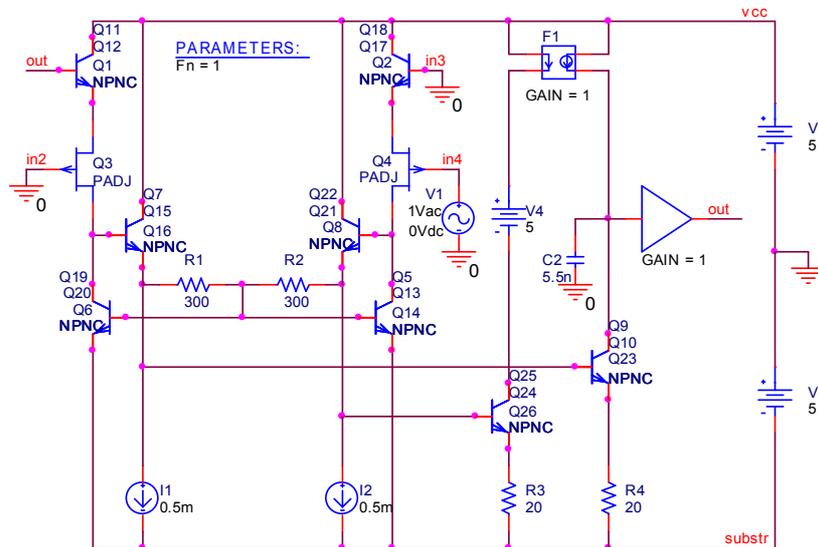


Рис. 7. Схема предлагаемого ОУ рис. 5 в среде PSpice

Амплитудно-частотные характеристики операционного усилителя рис. 7 (рис. 8) показывают, что предлагаемый ОУ имеет (при идентичных транзисторах) достаточно малые значения систематической составляющей напряжения смещения нуля при воздействии температуры и радиации. Данные графики показывают предельные возможности предлагаемых ОУ.

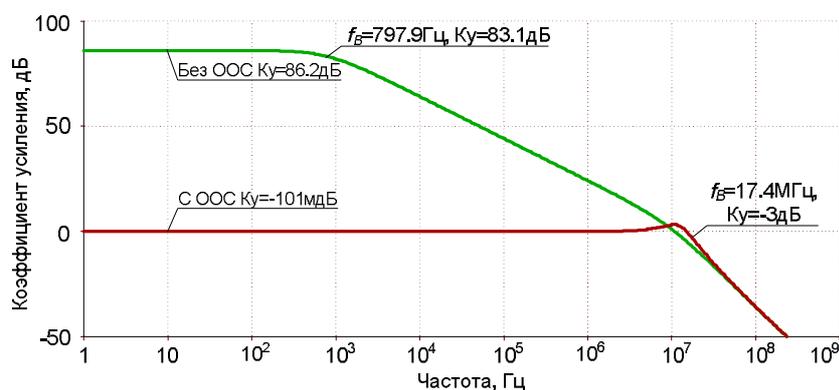


Рис. 8. Амплитудно-частотные характеристики операционного усилителя рис. 7 без отрицательной обратной связи и со 100%-й отрицательной обратной связью (ООС)

На рис. 9 приведена зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 7 от потока нейтронов (а) и температуры в диапазоне минус 60–80 °С (б).

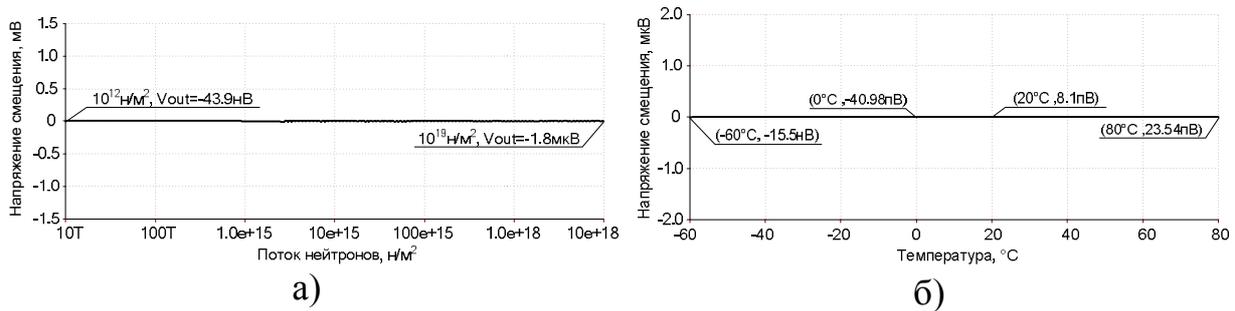


Рис. 9. Зависимость напряжения смещения нуля ОУ рис. 7 от потока нейтронов (а) и температуры в диапазоне минус 60–80 °С (б)

На рис. 10 приведены временные характеристики входного и выходного синусоидального напряжения схемы рис. 7, которые показывают, что выходное напряжение рассматриваемого ОУ противофазно его входному напряжению, то есть его коэффициент передачи $K_v \approx -1$. На основе классических схем ОУ такие устройства без резисторов обратной связи не реализуются.

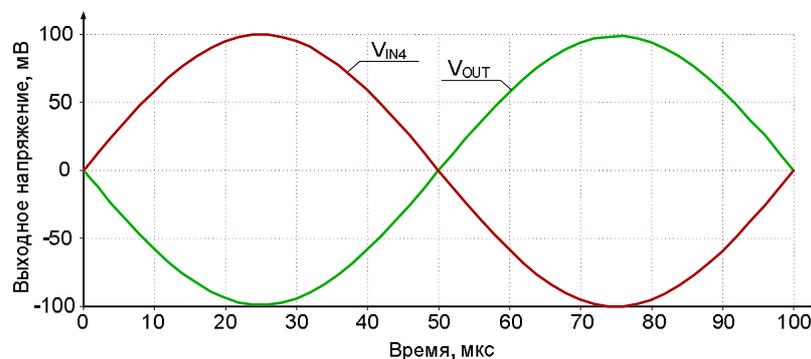


Рис. 10. Временные характеристики входного и выходного синусоидального напряжения схемы рис. 7

Предлагаемый ОУ имеет на 0,8В более широкий диапазон изменения выходного напряжения ($U_m^{(-)}$), что достаточно актуально при низковольтном электропитании [$E^{(+)} = (1.5 \div 3) \text{ В}$]. Рассмотренные схемы ОУ характеризуются также более широкими функциональными возможностями – на них без резисторов обратной связи реализуются как инвертирующие, так и неинвертирующие решающие усилители [5].

Статья подготовлена по проекту № 2477 Госадания Минобрнауки РФ на 2014–2016 гг.

Список литературы

1. Pat. US 7.411.451 Class AB folded cascode stage and method for low noise, low power, low-offset operational amplifier / Sergey V. Alenin, Henry Surtihadi; Assignee: Texas Instruments Incorporated; Appl. No.: 11/396,869; Filed: Apr. 3, 2006; Pub. Date: Aug. 12, 2008. – Pp. 12.
2. Pat. US 6.624.697 High frequency differential amplifier / Clive Roland Taylor; Assignee: Jennic Limited; Appl. No.: 10/044,007; Filed: Jan. 11, 2002; Pub. Date: Sep. 23, 2003. – Pp. 6.
3. Достал И. Операционные усилители: пер. с англ. – М.: Мир, 1982. – 512 с. (рис. 13.13б, с. 77).
4. Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Крутчинский С.Г. Элементная база радиационно-стойких информационно-измерительных систем: моногр. / под общ. ред. д.т.н., проф. Н.Н. Прокопенко; ФГБОУ ВПО «Южно-Рос. гос. ун-т экономики и сервиса». – Шахты: ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2011. – 208 с.
5. Заявка на пат. 2015145097/08. Дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением питания / Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Пахомов И.В., Бугакова А.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Донской гос. техн. ун-т». – заявл. 20.10.15. – 16 с.: ил. (688).

[В начало к содержанию](#)

УДК 621.37

А.А. Игнашин, П.С. Будяков

НЕЛИНЕЙНАЯ КОРРЕКЦИЯ ВХОДНЫХ КАСКАДОВ РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ БИПОЛЯРНО-ПОЛЕВЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Аннотация: Предлагается новая архитектура входного каскада (ВК) операционного усилителя (ОУ), в котором приняты схемотехнические меры для расширения его диапазона активной работы. Повышение значения напряжения ограничения ВК ($U_{гр}$) обеспечивается за счёт специальной цепи нелинейной коррекции.

Ключевые слова: Операционный усилитель; максимальная скорость нарастания выходного напряжения; нелинейная коррекция; режим класса «АВ».

Введение

Классический дифференциальный каскад (ДК) широко используется в качестве устройства усиления сигналов в структуре аналоговых микросхем для систем управления и связи различного функционального назначе-

ния (например, операционных усилителей (ОУ), аналого-цифровых преобразователей, активных фильтрах и т.п.). ДК данного класса (рис. 1) стали основным усилительным элементом многих аналоговых интерфейсов ВЧ и СВЧ диапазонов [1–22].

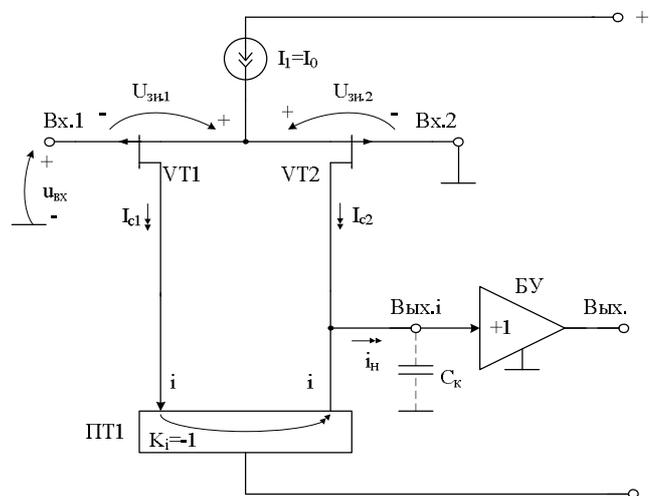


Рис. 1. Схема классического ДК в структуре ОУ

Существенный недостаток классического полевого ДК в микрорежиме [1] состоит в том, что он имеет сравнительно узкий динамический диапазон ($U_{гр}$) линейного усиления дифференциальных сигналов ($U_{вх. max} < U_{гр} \approx 100 \div 150$ мВ). Это обстоятельство является главной причиной невысокого быстродействия микромощных ViFet операционных усилителей, обусловленной нелинейным режимом работы их входного ДК [2].

В работах [2] предлагаются методы повышения максимальной скорости нарастания выходного напряжения ($\mathcal{Q}_{вых}$) операционных усилителей, базирующиеся на формировании процессов ускоренного перезаряда корректирующих конденсаторов. Однако каждый из них адаптирован для работы в ОУ со строго заданной архитектурой.

В настоящей статье предлагается метод нелинейной коррекции биполярно-полевого ДК, обладающего повышенной радиационной стойкостью [3].

Быстродействие операционных усилителей с биполярно-полевыми входными каскадами

Для большинства ОУ с одним высокоимпедансным узлом и одним корректирующим конденсатором (C_k) (рис. 1) максимальная скорость нарастания выходного напряжения определяется формулой [2]:

$$\mathcal{Q}_{вых} \approx 2\pi f_1 U_{гр}, \quad (1)$$

где f_1 – частота единичного усиления (частота среза) скорректированного ОУ; $U_{гр}$ – напряжение ограничения проходной характеристики $i_H = f(u_{вх})$

входного каскада. Для классических ДК на биполярных транзисторах и полевых транзисторах в микрорежиме $U_{гр} = 50 \div 100$ мВ.

Из (1) следует, что повышение $\mathcal{Q}_{вых}$ можно осуществить двумя качественно разными путями:

1. Увеличением диапазона активной работы входного ДК (т.е. напряжения $U_{гр}$). Желательно, чтобы увеличение $U_{гр}$ обеспечивалось без изменения крутизны преобразования входного напряжения в выходной ток ДК $i_H = f(u_{вх})$.

2. Повышением частоты единичного усиления ($f_{ср}$) за счёт технологического улучшения частотных свойств транзисторов. Это связано, прежде всего, с использованием более высокочастотных и дорогостоящих техпроцессов (SG25VD, SG25H1, SG25RH и др.).

Нелинейности проходной характеристики в дифференциальных каскадах на биполярно-полевых транзисторах

Дифференциальные каскады (рис. 1) на ViFet-транзисторах могут работать при режимных токах, перекрывающих три-четыре порядка, что делает их весьма привлекательными для построения прежде всего микро-мощных аналоговых микросхем.

В этой связи представляет интерес оценка в широком диапазоне токов стока I_c численных значений напряжения ограничения $U_{гр}$ [1] ДК, существенно влияющего на быстродействие операционных усилителей в нелинейных режимах [2].

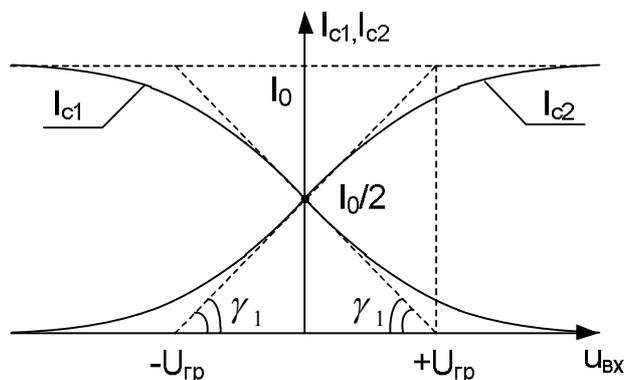


Рис. 2. К расчёту диапазона активной работы ДК на ViFet-транзисторах

При использовании в ДК полевых транзисторов с управляющим р-п переходом, нетрудно показать, что ток стока (2) и входное граничное напряжение (3) определяются выражениями:

$$I_C = \frac{8m_0^2 \varphi_T^2 I_{C.нач}}{U_{3И.отс}^2}, \quad (2)$$

где ϕ_T – температурный потенциал; m_3 – постоянный коэффициент ($m_3=1.52-2$).

$$U_{гр} = U_{зи.отс} \sqrt{\frac{I_0}{2I_{C.нач}}}, \quad (3)$$

где $I_{C.нач}$ – начальный ток стока; $U_{зи.отс}$ – напряжение между затвором и истоком, соответствующее отсечке.

Таким образом, абсолютные значения входных граничных напряжений ДК, как правило, значительно выше, чем у аналогичных каскадов на биполярных транзисторах.

Однако при работе в области токов, меньших чем I_C (2) их усилительные свойства значительно ухудшаются, диапазон активной работы сужается. Каскад теряет преимущества перед каскадом на биполярных транзисторах и нуждается в разработке схемотехнических методов расширения диапазона активной работы[1].

Нелинейная коррекция в биполярно-полевых ДК

Предлагаемый входной каскад, представленный на рис. 5, решает задачу повышения быстродействия ОУ за счёт увеличения в несколько раз напряжения ограничения ($U_{гр}$).

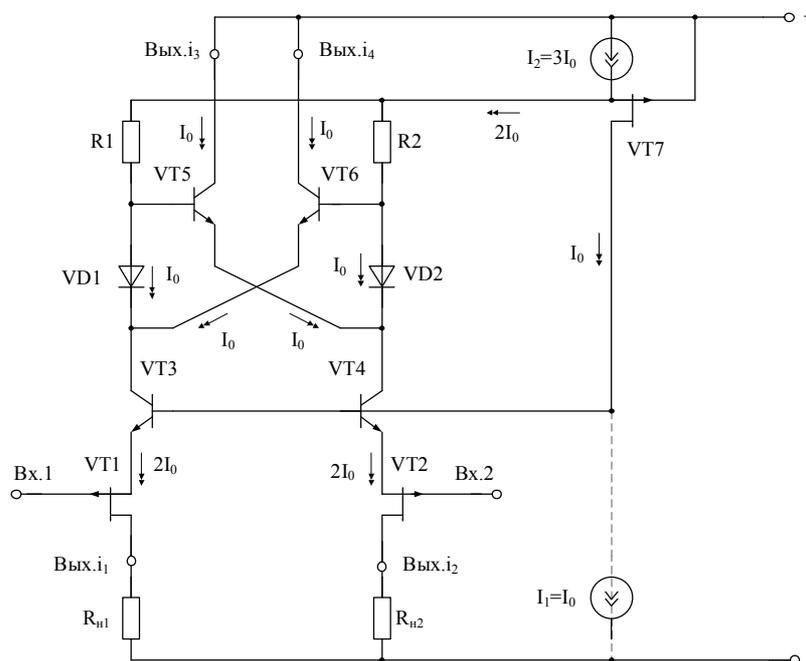


Рис. 5. Принципиальная схема ДК с расширенной областью активной работы

На рис. 6 приведены проходные характеристики схемы рис. 5 в мелком (а) и в крупном (б) масштабах при разных значениях сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$.

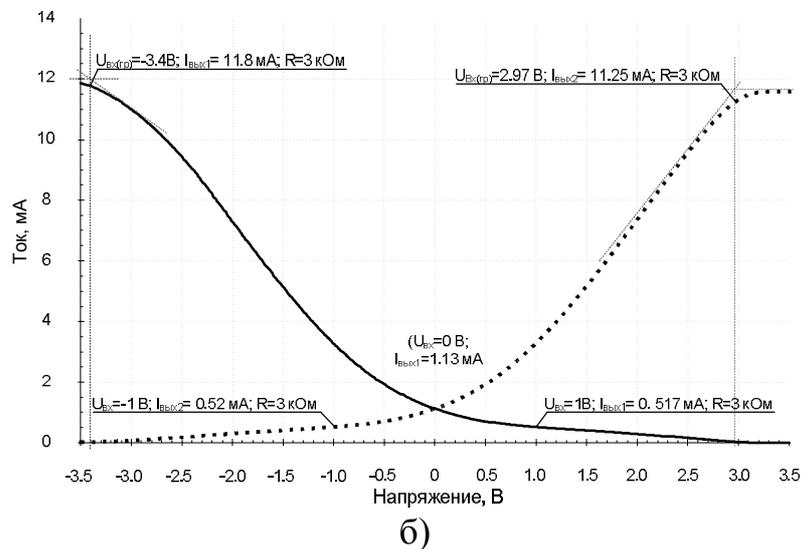
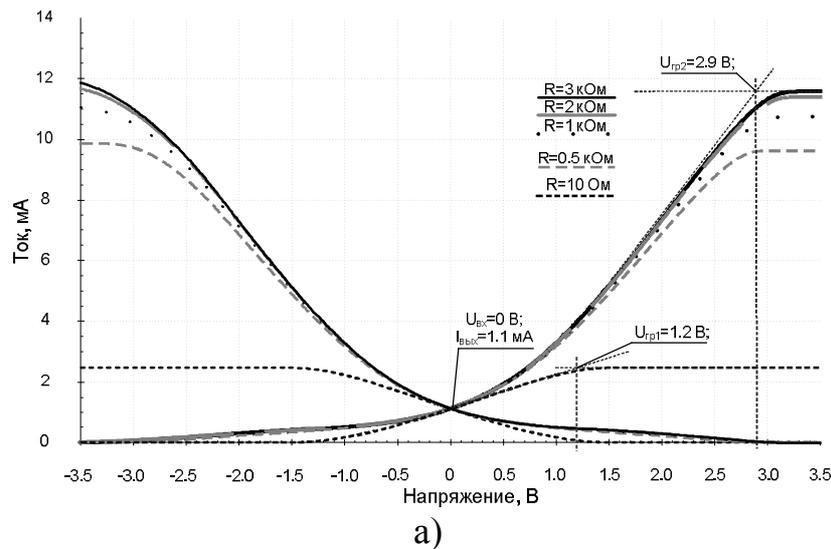


Рис. 6. Граничное напряжение при различных сопротивлениях резисторов R1 и R2

Анализ рис. 6 показывает, что входной каскад рис. 5 работает в режиме класса «АВ», т.к. его максимальные выходные токи значительно превышают статическое значение $I_s \approx 1 \text{ mA}$.

Заключение

Предлагаемый входной каскад операционного усилителя работает как каскад класса «АВ». Его максимальные выходные токи существенно превышают статические токи транзисторов схемы. Наряду с более высоким значением напряжения ограничения $U_{гр}$, это является существенным достоинством предлагаемого ДК, позволяющим более чем на порядок повысить максимальную скорость нарастания выходного напряжения биполярно-полевых ОУ, обладающих высокой радиационной стойкостью.

Статья подготовлена по проекту № 8.374.2014/К Госзадания Минобрнауки РФ на 2014–2016 гг.

Список литературы

1. Anisimov V.I., Kapitonov M.V., Prokopenko N.N., Sokolov Y.M. *Operatsionnye usiliteli s neposredstvennoj svyaz'yu kaskadov* (Operational amplifier with direct connection of stages), Leningrad, Energiya, 1979, 148p. (in Russian).
2. Prokopenko N.N. *Nelineynaya aktivnaya korrektsiya v pretsizionnyh analogovyh mikroskhemah* (Nonlinear active correction in precision analog ICs), Rostov-on-Don, SKNC VS, 2000, 224p. (in Russian).
3. Igumnov D.V., Gromov I.S. *Ekspluatatsionnye parametry i osobennosti primeneniya polevyh tranzistorov* (Operating parameters and characteristics of the field-effect transistors), Moscow, Radio i svyaz', 1981, 64 p.
4. Shulman D.D. and Jian Y., "An Analytical Model for the Transient Response of CMOS Class AB Operational Amplifiers," *IEEE Transactions On Circuits And Systems-1:Fundamental Theory And Applications*, vol. 41, No. 1, pp. 49–52, January 1994.
5. Jennie S. and Michel A.N. "Analysis and Synthesis of a Class of Discrete-Time Neural Networks with Nonlinear Interconnections," *IEEE Transactions On Circuits And Systems-1:Fundamental Theory And Applications*, vol. 41, No. 1, pp. 52–58, January 1994.
6. Thanachayanont and W. Chaloenlarp, "Low-voltage, rail-to-rail, Gm-enhanced pseudo-differential class-AB OTA," *The 2004 47th Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS '04)*, vol.1, pp.53–56, 25–28 July 2004.
7. Giustolisi G. and Palumbo G., "A novel 1-V class-AB transconductor for improving speed performance in SC applications," *Proceedings of the 2003 International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS '03)*, vol.1, pp.153–156, 25–28 May 2003.
8. Ramirez-Angulo J., Gonzalez-Carvajal R., Torralba A. and Nieva C. "A new class AB differential input stage for implementation of low-voltage high slew rate op amps and linear transconductors," *The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2001)*, vol. 1, pp. 671–674, 06–09 May 2001.
9. Krithivasan R., Yuan L., Najafizadeh L., Chendong Z., Cressler J.D., Chen S., Ulaganathan C. and Blalock B.J. "A High-Slew Rate SiGe BiCMOS Operational Amplifier for Operation Down to Deep Cryogenic Temperatures," *Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*, pp. 1–4, 8–10 October 2006.
10. Redman-White W. "A high bandwidth constant $g_{sub m}/$ and slew-rate rail-to-rail CMOS amplifier circuit for embedded low-voltage applications," *1996 Symposium on VLSI Circuits, Digest of Technical Papers.*, pp. 150–151, 13–15 June 1996.

11. Gano A.J. and Franca J.E. “Fully differential variable gain instrumentation amplifier based on a fully differential DDA topology,” The 6th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Proceedings of ICECS '99, vol. 2, pp. 781–784, 5–8 September 1999.
12. Sen S. and Bosco Leung, “A class-AB high-speed low-power operational amplifier in BiCMOS technology,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, Volume:31, Issue: 9, pp. 1325–1330, September 1996.
13. Kwok-Fu Chiu, Don R. Sauer. ““AB Cascode” amplifier in an input stage of an amplifier or comparator”, US5471172 A, 28 nov. 1995.
14. Farhood Moraveji. “High bandwidth, rail-to-rail differential amplifier with input stage transconductance amplifier”. US20100225394 A1, 9 sep. 2010.
15. Don R. Sauer. “Rail to rail operational amplifier input stage”, US5414388 A, 9 may 1995.
16. Charles Parkhurst, Julio E. Acosta. “Bipolar class AB folded cascode operational amplifier for high-speed applications”, US6710654 B2, 23 mar. 2004.
17. Florin Pera. “Differential amplifier with current source controlled through differential feedback”, EP 1914887A2, 14 sep. 2011.
18. Filanovsky I.M., Ivanov V.V. “Operational Amplifier Speed and Accuracy Improvement: Analog Circuit Design with Structural Methodology”, Kluwer Academic Publishers, New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow, 2004. 194 p.
19. Prokopenko N.N., Budyakov A.S., Savchenko E.M., Korneev S.V. “Maximum ratings of voltage feedback and current feedback operational amplifiers in linear and nonlinear modes,” 4th European Conference on Circuits and Systems for Communications (ECCSC 2008.), 2008, pp. 205–210.
20. Savchenko E.M., Budyakov A.S., Prokopenko N.N. “Generalized current feedback operational amplifier,” 4th European Conference on Circuits and Systems for Communications (ECCSC 2008.), 2008, pp. 142–145.
21. Anisimov V.I., Kapitonov M.V., Prokopenko N.N., Sokolov Y.M., “The input stages of high-speed operational-amplifiers.” Telecommunications and Radio Engineering, vol. 34–5, pp. 122–123, 1980.
22. Kapitonov M.V., Prokopenko N.N., Rogach A.I., Yugai V., “Speed of response of low-power operational-amplifiers operating under large-signal conditions,” Telecommunications and Radio Engineering, vol. 33–4, pp. 98–99, 1979.

[В начало к содержанию](#)

АНАЛОГОВОЕ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО ИЗМЕРЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ГАЗОВОГО ПОТОКА

Введение

Газотурбинные двигатели (ГТД) нашли широкое применение не только в авиации, где они являются основными силовыми установками летательных аппаратов, но и в нефтяной и газовой промышленности при продувке и очистке различных магистральных продуктопроводов, при создании газотурбинных установок для выработки электрической энергии на попутном и перекачиваемом газе. Учитывая, что современные двигатели на предельных режимах (максимальных, форсированных) работают вблизи функциональных, прочностных и температурных ограничений [1], определяющих тяговые характеристики и ресурс двигателя, возникает проблема предотвращения выхода параметров температуры двигателя за пределы допустимых значений, т.к. температура газа является одним из основных параметров.

При изучении структуры течения горячих газовых потоков в энергетических установках и агрегатах актуальна задача измерения распределения температуры газа по сечениям в различных камерах тракта, то есть измерение температурного поля, при этом необходимо проводить измерения в течение короткого временного интервала, поскольку структура потока меняется с течением времени. Практикой эксплуатации ГТД установлено, что скорость изменения температуры газов на переходных режимах может достигать 400 К/с за время не более $0,5 \div 1,0$ с. Необходимо отметить, что увеличение температуры лопаток ГТД на 5 К приводит к перерасходу топлива и уменьшению ресурса ГТД примерно на 10 %. Существующие системы измерения температуры терморезистивными или термопарными датчиками, например [2], имеют электрический выходной сигнал, позволяющий использовать их в микропроцессорных системах автоматического управления (САУ) ГТД. Однако из-за низкого быстродействия [3], порядка $10 \div 12$ с, не позволяют исследовать температурные поля газовых потоков по сечению камер. В связи с этим создание быстродействующих систем измерения и регулирования температуры газового потока ГТД, при сохранении высокой надёжности, позволяющие исключать аварийные режимы работы двигателя и тем самым увеличить ресурс его работы, является актуальной задачей. Не менее важным является выполнение требования установки новых средств измерений на штатные места существующих датчиков.

Основным звеном в измерительных системах является первичный преобразователь, выбор типа которого из большого разнообразия используемых эффектов в них представляет сложную проблему. Так, например, в

случае использования термопар для измерения температурного поля в 10 точках на расстоянии (в среднем) 10 м от измерительной системы [4, 5] потребуется до 200 м термокомпенсационного дорогостоящего провода. Недостатками рассмотренного устройства также являются влияние множества соединительных проводов от датчиков до компараторов на информативный параметр – напряжение, большое количество преобразований и сложность схемы, что снижает надёжность, а также необходимость в ряде случаев повторных измерений.

С энергетической точки зрения самым тяжёлым участком измерительного канала [6] является участок от выхода преобразователя до входа устройств обработки информации. Возникающие на этом участке потери информации уже не могут быть восполнены никакими последующими операциями. Паразитные ЭДС, переходные сопротивления и взаимное влияние каналов также отрицательно сказываются на точности измерения.

Преобразователи, выходной величиной которых является частота, совмещают простоту и универсальность, свойственную аналоговым устройствам [7], с точностью и помехоустойчивостью, характерными для датчиков с кодовым выходом. Выходные же мощности частотных датчиков, как правило, оказываются значительно большими, чем у резистивных, индуктивных, пьезоэлектрических и т.п.

Вышеизложенное определяет целесообразность и актуальность проведения исследований, направленных на совершенствование струйной системы измерения температуры с использованием как цифровой обработки данных [8], так и аналоговой, а также на создание простых и надёжных измерителей температуры для работы в условиях электромагнитных и радиационных полей.

Теория

Как известно [9], абсолютная температура θ газа перед турбиной ГТД, изменяющаяся в пределах $\theta = 293 \div 1650$ °К, является одним из основных параметров, определяющих тяговые характеристики и ресурс двигателя. Температуру в этом диапазоне можно измерить с помощью струйно-акустическими датчиками (САД), состоящими из струйно-акустического генератора, звукопровода и пьезоэлектрического преобразователя. Звукопровод необходим для удаления из зоны высоких температур пьезоэлектрического преобразователя, выдерживающего температуру лишь до 770 °К. САД представляет собой миниатюрную звуковую или ультразвуковую замкнутую автоколебательную нелинейную систему, полигармоническая выходная частота [10], которой f_n отображает измеряемую абсолютную температуру θ :

$$f_n = nb\sqrt{\theta},$$

где n – номер гармоники; b – коэффициент, зависящий от конструктивных параметров САД.

Причём для частот 13200–31200 Гц, соответствующих рассматриваемому температурному диапазону, САД имеют конструктивные размеры, позволяющие их устанавливать на те же посадочные места, что и термомпары.

Основная проблема, возникающая при использовании САД, – это собственная частота резонанса пьезоэлектрического преобразователя, лежащая в частотном диапазоне измерения и усиливающая вторую гармонику полигармонического сигнала, превышающую по амплитуде информативный сигнал.

Обзор существующих решений

Известно устройство для измерения температуры газового потока [11], содержащее два струйных генератора, выходы которых через преобразователи акустического сигнала в электрический сигнал соединены с входами схемы выделения разностной частоты, выход которой соединён с измерительным блоком, два делителя частоты, схему вычитания частот, входы которой соответственно через делители частоты соединены с входами схемы выделения разностной частоты, а выход соединён с входом измерительного блока. Недостатками устройства являются низкая точность измерения температуры и неполное использование широкого диапазона работы струйного генератора. Это обусловлено тем, что гармоники основной частоты полигармонического сигнала струйного генератора попадают в рабочий диапазон устройства, причём некоторые из них значительно усиливаются пьезоэлектрическим преобразователем из-за совпадения его собственной частоты резонанса с частотой гармоники.

В [12] предложено техническое решение, устраняющее этот недостаток введением в устройство для измерения температуры газового потока двух блоков фильтров, при этом выходы каждого преобразователя акустического сигнала в электрический подключены к входу схемы выделения разностной частоты через соответствующий блок фильтров, каждый из которых содержит группу полосовых фильтров, выходы которых подключены соответственно к входам ключей и входам формирователей, выходы которых, за исключением последнего формирователя, подключены через инверторы соответственно к первым входам схем совпадения, выходы которых соединены соответственно с управляющими входами ключей с второго по последний, причём управляющий вход первого ключа соединён с выходом первого формирователя, выход второго формирователя соединён с вторым входом первой схемы совпадения, а каждый второй, с второго по k -й вход k -й схемы совпадения, начиная с второй, подключён соответственно к выходам инверторов с первого по k -й, при этом выход последнего формирователя соединён с дополнительным входом последней схемы совпадения. Основными существенными недостатками подобного решения являются сложная система выделения информативного параметра из полигармонического выходного сигнала с использованием множества полосовых фильтров, недостаточные быстродействие, точность и надёжность.

Решённая в [8] задача упрощения измерения температуры газовых потоков с использованием струйно-акустических датчиков реализуется цифровым устройством, состоящим из двух каналов измерения и блока обработки информации (БОИ). Дифференциальное включение повышает быстродействие устройства в два с лишним раза из-за сокращения переходного процесса установления измеряемой разницы частот.

Каждый канал измерения содержит струйный генератор (СГ), пьезоэлектрический преобразователь (ПЭП) для преобразования акустического сигнала в электрический, электронно-перестраиваемый фильтр (ЭПФ), компаратор фаз (КФ), ключ, генератор пилообразного напряжения (ГПН), одновибратор (ОВ), преобразователь напряжение-код (ПНК).

Блок обработки информации содержит вычитатель кодов (ВК), один элемент «ИЛИ», три схемы «И», два инвертора, два делителя кодов (ДК).

Устройство работает следующим образом. При вводе двух СГ расположенными в одном корпусе в газовый поток, абсолютную температуру θ которого измеряют, в них возбуждаются акустические колебания с частотами nf_1 и nf_2 , преобразуемые с помощью ПЭП в соответствующие электрические колебания, которые в свою очередь поступают через первые входы ЭУФ [13, 14] на первые входы КФ, на вторые входы, которых частоты nf_1 и nf_2 поступают непосредственно с выходов ПЭП. Выходы КФ через ключи и первые входы ГПН, запускаемые ОВ через вторые входы, управляют временем развёрток линейно изменяющихся напряжений, поступающих на соответствующие вторые управляющие входы ЭПФ. ЭПФ под воздействием ГПН перестраивают ЭПФ на первые гармоники, начиная с частот $f_{1\min}$ и $f_{2\min}$, до совпадения фаз на соответствующих компараторах, реализуя принцип фазовой автоподстройки частоты. При этом компараторы через соответствующие ключи фиксируют напряжения U_1 и U_2 с выходов, с использованием струйно-акустических датчиков реализуется ГПН, поступающие на ПНК, которые формируют коды N_1 и N_2 , пропорциональные измеряемой температуре газового потока θ .

В блоке обработки информации с выхода ВК, реализующем дифференциальный принцип измерения, разница кодов $\Delta N = N_1 - N_2$ также пропорциональная температуре газового потока, через третий вход схемы «И», на два других которой поступают разрешающие напряжения с выходов ГПН, и схему «ИЛИ» поступает на выход.

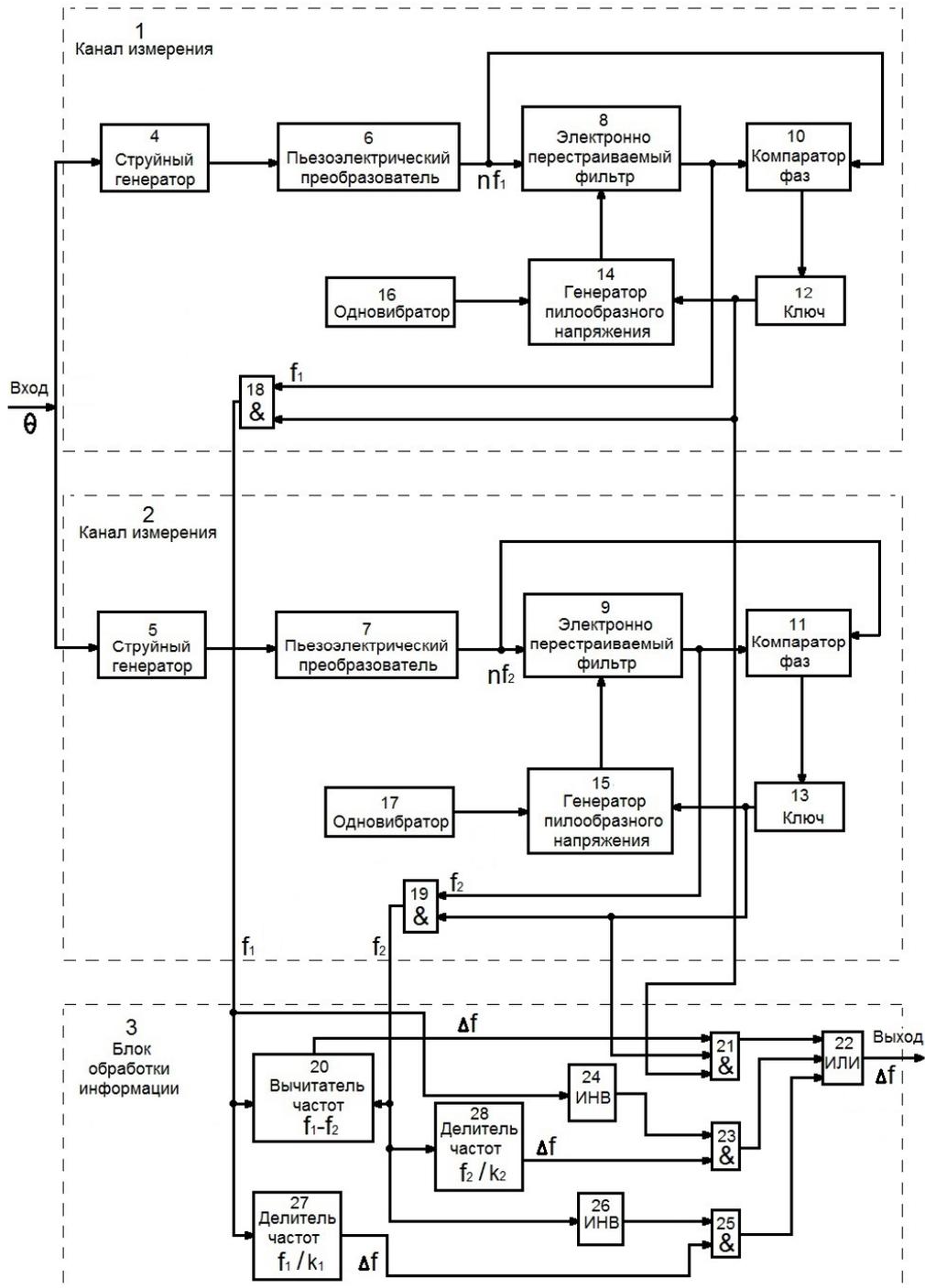
Коэффициенты деления k_1 и k_2 делителей кодов выбирают таким образом, чтобы коды на их выходах были равны разности кодов ΔN , т.е.

$$\Delta N = \frac{N_1}{k_1} = \frac{N_2}{k_2} = N_1 - N_2.$$

Разработанное устройство позволяет повысить быстродействие и точность, а также упростить схему устройства измерения температуры газового потока, что обеспечивает его высокую надёжность.

Предлагаемое устройство

Представляет интерес аналоговая реализация дифференциального устройства измерения температуры газового потока (рис.), которое состоит из двух каналов измерения 1 и 2 для реализации дифференциальной схемы и блока 3 обработки информации (БОИ).



Блок-схема дифференциального устройства измерения температуры газового потока

Каждый канал измерения 1 (2) содержит струйный генератор (СГ) 4 (5), пьезоэлектрический преобразователь (ПЭП) 6 (7) для преобразования акустического сигнала в электрический, электронно-перестраиваемый фильтр (ЭПФ) 8 (9), компаратор фаз (КФ) 10 (11), ключ 12 (13), генератор пилообразного напряжения (ГПН) 14 (15), одновибратор (ОВ) 16 (17), схему «И» 18 (19).

Блок обработки информации содержит вычитатель частот (ВЧ) 20, один элемент «ИЛИ» 22, три схемы «И» 21, 23 и 25, первый 24 и второй 26 инверторы, два делителя частоты (ДЧ) 27 и 28.

Устройство работает следующим образом. При помещении двух СГ 4 и 5, расположенных в одном корпусе в газовый поток, абсолютную температуру Θ которого измеряют, в них возбуждаются акустические колебания с частотами nf_1 и nf_2 , преобразуемые с помощью ПЭП 6 и 7 в соответствующие электрические колебания, которые в свою очередь поступают через первые входы ЭУФ 8 и 9 на первые входы КФ 10 и 11, на вторые входы которых частоты nf_1 и nf_2 поступают непосредственно с выходов ПЭП 6 и 7. Выходы КФ через ключи 12 и 13 и первые входы ГПН 14 и 15, запускаемых ОВ 16 и 17 через вторые входы, управляют временем развёрток линейно изменяющихся напряжений, поступающих на соответствующие вторые управляющие входы ЭПФ 8 и 9. ЭПФ под воздействием ГПН перестраивают ЭПФ на первые гармоники, начиная с частот $f_{1\min}$ и $f_{2\min}$, до совпадения фаз на соответствующих компараторах, реализуя принцип фазовой автоподстройки частоты. При этом компараторы 10 и 11 через соответствующие ключи 12 и 13 фиксируют частоты f_1 и f_2 , пропорциональные измеряемой температуре газового потока θ с выходов ЭУФ 8 и 9, поступающие через схемы «И» 18 и 19 в блок обработки информации f_1 и f_2 , пропорциональные измеряемой температуре газового потока θ .

В блоке обработки информации с выхода ВЧ 20, реализующем дифференциальный принцип измерения, разница частот $\Delta f = f_1 - f_2$, также пропорциональная температуре газового потока, через третий вход схемы «И» 21, на два других которой поступают разрешающие сигналы с выходов ключей 12 и 13, и элемент «ИЛИ» 22 поступает на выход.

При выходе из строя одного из каналов измерения, например первого, схема «И» 21 запирается нулевым потенциалом с выхода ключа 12, открывая через схему «И» 18, инвертор 24 схему «И» 23, а частота f_2 после деления в k_2 раз ДЧ 28 через второй вход схемы «И» 23 и элемент «ИЛИ» 22 поступает на выход в виде Δf .

Аналогичным образом работает схема при выходе из строя второго канала измерения.

Коэффициенты деления k_1 и k_2 делителей частоты 27 и 28 выбирают таким образом, чтобы частоты на их выходах были равны разности частот Δf , т.е.

$$\Delta f = \frac{f_1}{k_1} = \frac{f_2}{k_2} = f_1 - f_2.$$

Заключение

1. Предложенное устройство измерения температуры газового потока с использованием струйно-акустических датчиков существенно повышает быстродействие и точность за счёт обработки аналогового сигнала без промежуточных преобразований, реализующей дифференциальный способ измерения.

2. Разработанное устройство, содержащее два канала измерения и блок обработки информации, повышает помехоустойчивость от гармонических составляющих сигнала, присущих подобным датчикам, и надёжность за счёт сохранения работоспособности при выходе из строя одного из каналов измерения.

Список литературы

1. Пат. 2395704. Российская Федерация, F02C9/00. Система управления газотурбинным двигателем / Мельникова Н.С., Минин О.П. – 26.02.2009; опубл. 27.07.2010.

2. Быстродействующий измеритель температуры газов в газотурбинном двигателе / А.И. Гулин // Авиакосмическое приборостроение. – 2012. – № 9 – С. 10–14.

3. Измерение температуры газового потока струйно-акустическими датчиками / Ж.А. Сухинец, А.Л. Галиев, А.И. Гулин // Современные проблемы науки и образования в техническом вузе. Ч. 1: тр. II Междунар. НПК. – Стерлитамак: Изд УГАТУ, 2015. – С. 232–236.

4. Пат. 2115098. Российская Федерация, G01D1/02. Способ измерения среднего значения параметра, в частности температуры, неоднородной среды / Подживотов В.П., Грузнов Л.П., Алоян Р.М., Грузнов Е.Л., Грузнов М.Л. – заяв. 01.12.95; опубл. 10.03.98.

5. Пат. 2107269. Российская Федерация, G01K3/02. Устройство для измерения среднего значения параметра, в частности температуры неоднородной фазы / Подживотов В.П., Грузнов Л.П., Алоян Р.М., Грузнов Е.Л., Грузнов М.Л. – заявл. 24.10.95; опубл. 20.03.98.

6. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных приборах. – Л.: Энергия, 1988. – 304 с.

7. Новицкий П.В., Кнорринг Г., Гутников В.С. Цифровые приборы с частотными датчиками. – Л.: Энергия, 1970. – 424 с.

8. Дифференциальный способ измерения температуры газовых потоков с использованием струйно- акустических датчиков / Ж.А. Сухинец, А.Л. Галиев, А.И. Гулин // Авиакосмическое приборостроение. – 2015. – № 10. – С. 4–11.

9. Струйно-акустические измерительные преобразователи температуры торможения газовых потоков СДТ-13Н и СДТ-20 / И.И. Власов, И.Т. Султанов // Тезисы докл. Всесоюз. науч. конф. «Методы и средства диагностики газотурбинных двигателей и их элементов». – Харьков, 1980. – Т. 2. – С. 243–245.

10. Залманзон Л.А. Теория элементов пневмоники. – М.: Наука, 1969. – 508 с.

11. А.с. 909590 (СССР), МКИ G01 K 13/02. Устройство для измерения температуры газового потока / А.С. Патлах, А.Г. Имамутдинов, А.И. Гулин. – опубл. 28.02.82, Бюл. № 8.

12. А.с. 1093911 СССР, МКИ G01 K 13/02. Устройство для измерения температуры газового потока / А.С. Патлах, В.И. Золотухин, А.А. Асадуллина; заявл. 09.06.80. – опубл. 23.05.84, Бюл. № 19.

13. Пат. № 2503019. Российская Федерация, МПК G01R23/00. Способ измерения номинальной частоты синусоидальных сигналов и устройство для его реализации / Гулин А.И., Сухинец Ж.А. – № 2012133556/11; заявл. 03.08.2012; опубл. 27.12.2013, Бюл. № 36. – 11 с.

14. Функциональный частотомер номинальных значений синусоидальных сигналов для частотных датчиков / А.И. Гулин, Ж.А. Сухинец // Приборы и системы. Управление, Контроль, Диагностика. – 2012. – № 9. – С. 33–37.

[В начало к содержанию](#)

УДК 004.9

Д.В. Медведев, М.Б. Даурбеков, Н.Н. Никуличев

ПРИМЕНЕНИЕ РАСПРЕДЕЛЁННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ В СФЕРЕ ОБРАЗОВАНИЯ

«Облачные» сервисы – это то, чем сегодня пользуется ежедневно почти каждый из нас. Найдя в Интернете подходящий сервис, большинство из которых бесплатны или стоят относительно дёшево, мы избавляем себя от необходимости обновлять аппаратное обеспечение компьютеров для поддержки высокой производительности, утруждать себя настройкой этих систем и покупать дорогие программные пакеты.

В последние годы «облачные» технологии стали активно проникать и в корпоративный сегмент. Их начали активно использовать коммерческие предприятия различного уровня и государственные структуры. Подобный переход связан со снятием ряда опасений заказчиков о ненадёжности и незащищённости подобных систем. Этому способствовало развитие «облачных» сервисов крупнейшими интернет-компаниями, доверие к которым чрезвычайно высоко, и сертификация подобных систем ответственными органами.

Любая электроника с доступом в Интернет – настольные ПК, ноутбуки и нетбуки, смартфоны и т.д. – обязательно обладает ключевой функцией, необходимой для работы с «облачными» вычислениями – браузером. А этого достаточно для работы с «облачными» сервисами.

«Облачные» вычисления (англ. cloud computing) в информатике – это модель обеспечения повсеместного и удобного сетевого доступа по требованию к общим вычислительным ресурсам (например, сетям передачи данных, серверам, устройствам хранения данных, прикладным программам, приложениям и сервисам — как вместе, так и по отдельности), которые могут быть оперативно предоставлены и освобождены с минимальными эксплуатационными затратами и/или обращениями к провайдеру [1].

Суть «облачных» вычислений заключается в предоставлении пользователю удалённого доступа к услугам, вычислительным ресурсам и приложениям (включая операционные системы и инфраструктуру) через Интернет. «Облачные» вычисления позволяют обслуживать различные группы пользователей в пределах одного облака, а также означают полную зависимость от провайдера облачных услуг. Сервисы «облачных» вычислений представляют собой онлайн-приложения, доступ к которым обеспечивается посредством обычного интернет-браузера.



Модели работы с «облаком» для разных групп пользователей

В настоящее время «облачные» сервисы соответствуют одной из следующих моделей обслуживания:

– программное обеспечение как услуга (англ. software as a service, сокр. SaaS), программное обеспечение по требованию (англ. software on demand, сокр. SoD) – бизнес-модель продажи и использования программного обеспечения, при которой поставщик разрабатывает веб-приложение и самостоятельно управляет им, предоставляя заказчикам доступ к программному обеспечению через Интернет. Основное преимущество модели SaaS для потребителя состоит в отсутствии затрат, связанных с установкой, обновлением и поддержкой работоспособности оборудования и работающего на нём программного обеспечения [2];

– платформа как услуга (Platform as a Service, PaaS) – это предоставление интегрированной платформы для разработки, тестирования, развертывания и поддержки веб-приложений как услуги, организованная на основе концепции облачных вычислений [3];

– инфраструктура как услуга (Infrastructure as a Service, IaaS) – это предоставление компьютерной инфраструктуры (как правило, в форме виртуализации) как услуги на основе концепции «облачных» вычислений [4].

Существует и другая классификация моделей развёртывания «облачной» ИТ-инфраструктуры:

– частное «облако» – инфраструктура, предназначенная для использования одной организацией, включающей несколько потребителей (например, подразделений одной организации). Частное облако может находиться в собственности, управлении и эксплуатации как самой организации, так и третьей стороны (или какой-либо их комбинации), и она может физически существовать как внутри, так и вне юрисдикции владельца;

– публичное «облако» (англ. public cloud) – инфраструктура, предназначенная для свободного использования широкой публикой. Публичное облако может находиться в собственности, управлении и эксплуатации коммерческих, научных и правительственных организаций (или какой-либо их комбинации). Публичное «облако» физически существует в юрисдикции владельца – поставщика услуг;

– гибридное «облако» (англ. hybrid cloud) – это комбинация из двух или более различных облачных инфраструктур (частных, публичных), остающихся уникальными объектами, но связанных между собой стандартизованными или частными технологиями передачи данных и приложений (например, кратковременное использование ресурсов публичных облаков для балансировки нагрузки между облаками);

– общественное «облако» (англ. community cloud) – вид инфраструктуры, предназначенный для использования конкретным сообществом потребителей из организаций, имеющих общие задачи. Общественное «облако» может находиться в кооперативной (совместной) собственности, управлении и эксплуатации одной или более из организаций сообщества или третьей стороны (или какой-либо их комбинации), и она может физически существовать как внутри, так и вне юрисдикции владельца [1].

В образовании «облачные» технологии ещё не так распространены, а поэтому нужно время и определённые затраты для их внедрения. При использовании «облачных» технологий на сервере можно размещать множество самых различных ресурсов, обеспечивая тем самым единство процесса предоставления образовательных услуг.

1. По мнению экспертов, «успешное развитие ИТ-решений в образовательных учреждениях оказывается возможным лишь при объединении на общей площадке и централизации разработки всех заинтересованных коллективов в масштабах страны» [2].

2. Наряду с плюсами у «облачных» технологий есть и минусы, из-за которых образовательные организации относятся к ним с настороженностью:

– не все данные можно доверить стороннему провайдеру в Интернете, тем более, не только для хранения, но ещё и для обработки;

– всегда остаётся (хоть и небольшой) риск, что провайдер онлайн-сервисов однажды не сделает резервную копию данных – как раз перед крушением сервера. Риск этот, впрочем, вряд ли превышает опасность того, что пользователь сам упустит свои данные.

3. Перечисленные недостатки «облаков» имеют место только при ненадёжном внешнем сервис-провайдере. Поэтому выбор платформы для размещения «облачной» инфраструктуры образовательной организации должен осуществляться максимально ответственно. С одной стороны, это должна быть очень надёжная компания, имеющая значительный опыт работы на рынке телекоммуникаций, соответствующие сертификаты ФСТЭК и Роскомнадзора, а также круглосуточную техподдержку с быстрым временем реакции. С другой стороны, услуги этой компании не должны стоить слишком дорого, поскольку речь идёт о создании облачной инфраструктуры для бюджетного учреждения, к тому же в период кризиса.

Таким образом, «облачные» технологии открывают перед образовательными организациями новые горизонты, новые возможности, несмотря на кажущиеся сложности их внедрения. Однако на этапе внедрения подобных систем необходим тщательный анализ существующих решений и сопоставление данных предложений с вариантом разработки собственной «облачной» системы, ориентированной на потребности конкретного образовательного учреждения.

Список литературы

1. Словари и энциклопедии на «Академике». Облачные вычисления [Электронный ресурс]. – URL: <http://dic.academic.ru/dic.nsf/ruwiki/1070341> (дата обращения: 08.01.2016).

2. Черняк Л. SaaS – конец начала [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.osp.ru/os/2007/10/4706040/> (дата обращения: 09.01.2016).

3. Брукс Д. Новый этап развития PaaS [Электронный ресурс]. – URL: http://www.pcweek.ru/spheres/detail.php?ID=114744&SPHERE_ID=13907 (дата обращения: 09.01.2016).

4. Российский интернет-ресурс об облачных технологиях [Электронный ресурс]. – URL: <http://cloudzone.ru> (дата обращения: 09.01.2016).

[В начало к содержанию](#)

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ГЕТЕРОГЕННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭНЕРГОРЕСУРСΟΣБЕРЕЖЕНИЕМ

В большинстве случаев автоматизированные системы управления технологическими процессами включают в себя разнообразные компоненты, различающиеся физическими свойствами, функциональным назначением и сложностью внутренней структуры. Для создания адекватного математического аппарата, предназначенного для моделирования таких систем, необходимо установить круг вопросов, которые должны решаться с помощью моделей, а также переход от физических сущностей к их абстракциям.

В дискретных системах некоторые события могут произойти один или несколько раз, а могут и не произойти вообще. Совокупность действий, возникающих как реализации событий при функционировании дискретной системы, образует процесс, порождаемый данной системой. Таким образом, она может функционировать в одних и тех же условиях по-разному, порождая некоторое множество процессов, т.е. функционировать недетерминированно [1].

События, происходящие в системе, характеризуются временем начала и продолжительностью. В случае синхронной модели, все события, происходящие в системе, строго привязаны к определённым моментам или интервалам времени, которым соответствует одновременное изменение состояний всех компонентов системы, трактуемое как изменение общего состояния системы. В рамках данной модели считается, что смена состояний системы происходит последовательно. Такой подход имеет ряд существенных недостатков:

1. В сложной и многоуровневой системе приходится учитывать состояние всех компонентов при каждой смене её общего состояния, что делает модель громоздкой, особенно в тех случаях, когда локальные изменения касаются небольшого фрагмента системы.

2. Использование синхронной модели приводит к исчезновению информации о причинно-следственных связях между событиями в системе.

3. В так называемых асинхронных системах события могут происходить внутри неопределённо больших интервалов времени, в результате чего невозможно заранее указать время их начала, конца, а также длительность событий.

Выходом из сложившейся ситуации является использование асинхронных моделей. Переход от синхронных моделей к асинхронным заключается в отказе от введения в модели дискретных систем времени и тактированных последовательностей изменений состояний и замене их причинно-следственными связями между событиями. При этом если возникает необходимость осуществить привязку ко времени, то моменты или интервалы времени представляют как события.

Частным случаем асинхронных моделей являются сети, предложенные Карлом Петри для моделирования асинхронных информационных потоков в системах преобразования данных.

Сети Петри позволяют представить дискретные системы как структуры, образованные из элементов двух типов – событий и условий, которые являются абстрактными символами из двух непересекающихся алфавитов, называемых соответственно множеством переходом и множеством мест.

Условия и события связаны между собой отношением непосредственной причинно-следственной связи, которая изображается с помощью направленных дуг, ведущих из мест (соответствующих условиям), в переходы (соответствующие событиям), и наоборот. Места, из которых ведут дуги на данный переход, называются его входными местами. Аналогично, места, на которые ведут дуги из данного перехода, называются его выходными местами.

Выполнение условия изображается разметкой соответствующего места. Срабатывание перехода приводит к изъятию по одному маркеру из каждого входного места и перемещению по одному маркеру в каждое выходное место перехода [2].

В целом сети Петри моделируют широкий спектр дискретных систем, но для некоторых распространённых специальных классов систем удобно применять сети Петри не общего вида, а некоторые их подклассы, несколько упрощённые и более адекватные рассматриваемым системам.

Так, например, М. Хак показал, что подкласс ординарных сетей не является существенным сужением класса сетей Петри и по отношению к большинству своих сетей оба класса оказываются эквивалентными в том смысле, что для сети Петри с заданным набором свойств можно построить ординарную сеть, обладающую тем же набором свойств.

Предложенное Хаком преобразование произвольной сети Петри $N = (P, T, F, W, M_0)$ в ординарную сеть $N' = (P', T', F', M'_0)$ состоит в следующем [3]:

1. Для каждого места $p \in P$ определяется максимальная кратность $n(p)$ дуг, инцидентных этому месту, по формуле:

$$n(p) = \max_{t \in T} (F(p, t) + F(t, p)). \quad (1)$$

2. Каждому месту $p \in P$ будет соответствовать в сети N' множество $P'(p)$ из $n(p)$ мест $p^1, p^2, \dots, p^{n(p)}$, где $n(p)$ – определенная выше максимальная кратность дуг для места p . Таким образом, общее число мест в P' равно сумме максимальных кратностей для всех мест из P , т.е.

$$P' = \bigcup_{p \in P} P'(p). \quad (2)$$

3. Каждому переходу $t \in T$ соответствует в T' единственный переход, обозначаемый тем же символом t , но в сети N' появляется также множество $T'(p) = \{r_1, r_2, \dots, r_{n(p)}\}$ новых переходов, которые связывают места $p^1, p^2, \dots, p^{n(p)}$ из множества $P'(p)$ в кольцевую сеть. При этом, если $n(p) = 1$, то новые переходы не вводятся. Таким образом,

$$T' = T \cup \left(\bigcup_{p \in P} T'(p) \right). \quad (3)$$

4. Для каждой дуги сети N , связывающей место p с некоторым переходом t и имеющей кратность $W(p, t)$, заводятся $W(p, t)$ дуг, связывающих t с местами $p^1, p^2, \dots, p^{n(p)}$. При этом распределение дуг в сети N' по местам $p^1, p^2, \dots, p^{n(p)}$ произвольно, лишь бы не возникали ситуации, когда переход и место связаны более чем одной дугой. Начальная разметка $M'_0(p)$ места $p^i \in P'(p)$ в сети N' определяется по формуле:

$$M'_0(p^1) = M_0(p), \quad M'_0(p^i) = 0 \quad \text{для } i > 1. \quad (4)$$

Два наиболее простых подкласса сетей Петри образуются за счёт наложения строгих топологических ограничений на структуру сети, т.е., иными словами, за счёт ограничений на отношения инцидентности F , связывающее места и переходы сети.

Сеть Петри с множеством переходов T называется автоматной, если $\forall t \in T: \left| \bullet t \right| = \left| t \bullet \right| = 1$, т.е. если каждый переход сети имеет ровно одно входное и ровно одно выходное место.

Сеть Петри с множеством мест P называется синхронизационным графом (или синхрографом), если $\left| \bullet p \right| = \left| p \bullet \right| = 1$, т.е. если в каждое место сети входит ровно одна дуга и из каждого места исходит ровно одна дуга.

Комбинируя описанные подклассы сетей для описания систем на различном уровне декомпозиции, становится возможным построение моделей гетерогенных систем управления энергоресурсосбережением.

Список литературы

1. Медведев Д.В. Методика построения моделей автоматизированных систем управления технологическими процессами. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2012.
2. Котов В.Е. Сети Петри. – М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1984. – 160 с.
3. Hack M. Decision problems for Petri nets and vector addition systems. – Project MAC Memo 59. Cambridge, 1975.

[В начало к содержанию](#)

УДК 004.9

Д.Л. Русаков

ПРИМЕНЕНИЕ СОВРЕМЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ В МЕДИЦИНЕ

Информационные технологии играют ключевую роль в процессе накопления, распространения и эффективного использования новых знаний. Сегодня традиционные методы информационной поддержки научных исследований, заключающиеся в компьютеризации математических расчётов, использовании методов статистического моделирования и в распространении по телекоммуникационным сетям научно-технической информации, уже не удовлетворяют учёных. На смену им приходят новые методы, базирующиеся на использовании быстро прогрессирующих возможностей средств информатики и перспективных информационных технологий.

Яркими примерами могут служить телеконференции, распределённые научные коллективы, объединяемые общей информационно-телекоммуникационной сетью, а также методы комплексного информационного моделирования сложных природных процессов и явлений; методы искусственного интеллекта, позволяющие находить решения плохо формализуемых задач, а также задач с неполной информацией и нечёткими исходными данными; методы когнитивной компьютерной графики, позволяющие в пространственной форме представлять на экране компьютера различные математические формулы и соотношения и т.д.

Для успешного планомерного развития и внедрения новых информационных технологий в высшем образовании необходима фундаментальная разработка научных основ новых информационных технологий (НИТ) по следующим проблемам:

а) системный анализ развития и внедрения НИТ, своевременное уточнение выбранных приоритетных направлений, прогнозирование и предупреждение возможных негативных тенденций;

б) разработка новых принципов организации вычислительных процессов, методов представления, обработки и усвоения данных и знаний;

в) разработка методов описания предметных областей и математического моделирования;

г) проектирование и внедрение средств НИТ (интерактивные аудио- и видеосредства, компьютерные и телекоммуникационные среды).

Цель информатизации научно-исследовательской деятельности состоит в ускорении получения и углубления научных знаний о явлениях и закономерностях в природе, технике и обществе за счёт использования НИТ на всех этапах научной работы.

Для этого необходимо, в частности, обеспечить решение следующих задач:

- проведение исследований в фундаментальных областях, определяющих методологическую базу новых информационных технологий в научных исследованиях;

- проведение исследований по перспективным программно-аппаратным средствам;

- обеспечение доступа к банкам данных и базам знаний ведущих научных центров высшей школы России и зарубежных стран с использованием телекоммуникаций;

- организация профилированных научно-учебных центров по информатизации научных исследований, переподготовка специалистов на базе этих центров.

Соответствующая работа в России активно ведётся в рамках приоритетного национального проекта «Образование». Кроме того, отдельные научные коллективы реализуют соответствующий подход при реализации собственных проектов.

Одним из основных драйверов роста в данном направлении является повсеместное использование широкополосных сетей доступа в Интернет, которое, в частности, способствует взаимодействию научных коллективов в формате телеконференций. Примером может служить телемедицина, предполагающая получение визуальной информации о здоровье пациента, изучение результатов клинических исследований, представленных в электронном виде, а также проведение online-консилиумов врачей по наиболее сложным случаям.

Широко используются информационные технологии и в стоматологии. Наиболее широко распространены на стоматологическом рынке компьютерных программ системы цифровой рентгенографии, часто называемые радиовидеографами. Они позволяют детально изучить различные фрагменты снимка зуба и пародонта, увеличить или уменьшить размеры и контрастность изображений, сохранить всю информацию в базе данных и

перенести её при необходимости на бумагу с помощью принтера. Наиболее известные программы: *Gendex, Trophy*. Вторая группа программ – системы для работы с дентальными видеокамерами. Они позволяют детально запечатлеть состояние групп или определённо взятых зубов «до» и «после» проведённого лечения. К таким программам относятся: *Vem Image, Acsi Cam, Vista Cam, Telecam DMD*.

Заслуживает внимания и компьютерная томография, представляющая собой метод изучения состояния организма человека, при котором производится последовательное, очень частое измерение тонких слоёв внутренних органов. Эти данные записываются в компьютер, который на их основе конструирует полное объёмное изображение. Физические основы измерений разнообразны: рентгеновские, магнитные, ультразвуковые, ядерные и пр. Томография является одним из основных примеров внедрения новых информационных технологий в медицине. Создание этого метода без мощных компьютеров было бы невозможным.

И, наконец, человекоподобные биочипы позволяющие ускорить тестирование новых препаратов и методов лечения. Известно, что лекарственные препараты и вакцины после разработки проходят многоэтапные проверки и испытания. И самым важным этапом является этап клинических испытаний, который позволяет выявить все воздействия и побочные эффекты, оказываемые препаратом на живые организмы. В начале цепочки клинических испытаний стоят испытания на грызунах, затем проводятся испытания на животных-приматах, а уж после этого дело доходит и до испытаний на людях-добровольцах. Всё это занимает немалое время и требует больших финансовых затрат, поэтому Управление перспективных исследовательских программ Пентагона *DARPA* собирается заменить все вышеуказанные стадии клинических испытаний испытаниями на специальных биочипах, на миниатюризированных «версиях» человеческого тела и органов. В этих условиях все усилия учёных и медиков сконцентрируются на создании чипов, максимально эмулирующих соответствующие биосистемы.

Список литературы

1. Блажис А., Дюк В. Телемедицина: пер. с англ. – СПб.: Спецлит, 2014. – 137 с.
2. Труфанов Г.Е. Совмещённая позитронно-эмиссионная и компьютерная томография. – СПб.: ЭЛБИ, 2012. – 94 с.

[В начало к содержанию](#)

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ УЧЁТА АМБУЛАТОРНЫХ КАРТ ПАЦИЕНТОВ

В последнее время наметилась тенденция к активному использованию облачных технологий в медицинских учреждениях. Такой подход позволяет снизить размер капитальных вложений медицинских учреждений в ИТ-инфраструктуру и избежать непрофильных затрат на непосредственное обслуживание всего комплекса.

Зачастую при реализации распределённых информационных систем для медицинских учреждений речь идёт об одной из двух моделей облачных сервисов – IaaS (Information as a Service) или PaaS (Platform as a Service).

В случае модели IaaS пользователи системы, в качестве которых выступают медицинские учреждения, имеют возможность удалённо использовать информацию из облака, которая поддерживается в актуальном состоянии путём непрерывного обновления. Модель PaaS предоставляет пользователям большую свободу действий, поскольку речь идёт уже об аренде информационно-технологической платформы, включающей серверную операционную систему, СУБД и специализированное программное обеспечение [1, 2].

Внедрение облачной системы учёта амбулаторных карт пациентов требует решения целого ряда задач – от тщательной проработки вопросов безопасности и защиты персональных данных до расчёта нагрузки на каналы связи.

Ключевыми показателями облачных систем в целом, и анализируемой системы учёта амбулаторных карт пациентов в частности, является быстродействие и отказоустойчивость. В связи с чем имеет смысл реализовать данную систему на базе вычислительного кластера из группы виртуальных машин. Как было показано в работе [3], топологически близкое размещение виртуальных машин, наряду с применением эффективной маршрутизации, снижает время выполнения коммуникационно-интенсивных параллельных задач, решаемых на данном кластере. Аналогичный результат будет иметь место для прочих вычислительных приложений, выполняющихся на виртуальных машинах [5].

Действительно, если алгоритм планирования будет назначать процессы параллельной задачи на топологически близкие вычислительные ядра, то это приведёт к снижению времени её исполнения в силу сокращения

коммуникационных задержек при передаче данных между её процессами [3]. Что, в свою очередь, увеличивает производительность и загруженность всей вычислительной системы.

Учёт многопроцессорности вычислительных узлов при планировании также положительно сказывается на показателях работы системы, т.к. время выполнения коммуникационных операций между процессами параллельной программы, исполняющимися на соседних процессорах (или ядрах) одного узла, гораздо меньше, чем между процессами, исполняющимися на разных узлах. Кроме того, при назначении параллельных программ на свободные вычислительные ядра необходимо учитывать сетевую конкуренцию между процессами одновременно исполняющихся задач. Её снижение приводит к уменьшению времени выполнения сетевых коммуникаций, что, в свою очередь, ведёт к росту производительности и загруженности вычислительной системы [3, 4].

Рассмотрим далее математическую модель, в которой ресурсы всех вычислительных кластеров централизованно управляются облачным диспетчером. Такая ситуация возможна при отсутствии в рассматриваемых кластерах локальных планировщиков задач, в результате чего узлы таких кластеров образуют единый вычислительный пул.

В этой модели распределённая информационная система включает в себя облачного диспетчера Ω и вычислительные кластеры A_1, A_2, \dots, A_n . При этом, например, k -й кластер будет включать в себя вычислительные узлы $U_{1,k}, U_{2,k}, \dots, U_{m,k}$.

Пусть источник S формирует поток параллельных запросов, которые пользователи направляют в очередь M диспетчера Ω . В результате канал Q фактически является планировщиком, извлекающим задачи из очереди M в соответствии с имеющимся в нём алгоритмом и назначающим их на свободные вычислительные ядра с учётом их конфигурации.

В рассматриваемой модели под конфигурацией вычислительного узла понимается совокупность таких параметров, как количество процессов и ядер, размер памяти, а также размер имеющегося свободного хранилища и комплексный параметр «цена вычислений».

Передача данных между узлами в вычислительном облаке основана на принципе отдельного сетевого хранилища и выделенных сервисах обмена информацией [3]. Таким образом, для доступа к амбулаторным картам пациентов различные экземпляры приложений не используют связь друг с другом. Упомянутая выше связь применяется лишь для осуществления синхронизации данных и управления процессами.

В рамках рассматриваемой математической модели поток передачи информации характеризуется количеством данных, матрицей связности, а также статистическим законом распределения времени между пакетами данных и параметрами этого закона.

Таким образом, при создании модели были учтены ресурсы распределённой информационной системы (с диспетчером и очередями). При этом созданная модель наглядно демонстрирует, что общая загрузка облачной системы учёта амбулаторных карт пациентов сильно зависит от совпадения загрузки и выгрузки нескольких задач.

Дальнейшим направлением работ по анализу и исследованию систем учёта амбулаторных карт пациентов на базе облачных технологий станет имитационное моделирование с применением описанного выше математического аппарата.

Список литературы

1. Википедия. Platform as a Service [Электронный ресурс]. – URL: http://ru.wikipedia.org/wiki/Platform_as_a_service (дата обращения: 11.11.2015).

2. Горских А.Г. Облачные вычисления [Электронный ресурс]. – URL: http://dom.susu.ru/DisrtSystems/Slides/SUSU_DistributedSystems_Cloud.pdf (дата обращения: 14.11.2015).

3. Коннов А.Л. Моделирование облачных технологий в вычислительных системах [Электронный ресурс]. – URL: http://masters.donntu.org/2013/fkita/bouko/library/Model_cloud_tech/o_cc2fd91f197cb505.html (дата обращения: 20.11.2015).

4. Планирование задач для вычислительного кластера с учётом сети и многопроцессорности узлов / П.Н. Полежаев // Тр. междунар. науч. конф. «Параллельные вычислительные технологии» (ПаВТ'2011). – Челябинск: Изд. центр ЮУрГУ, 2011. – С. 254–265.

[В начало к содержанию](#)

УДК 512.64:621.37

Н.В. Бутырлагин, Н.И. Чернов

О ЛОГИЧЕСКОМ ПРОЕКТИРОВАНИИ ЦИФРОВОЙ МНОГОЗНАЧНОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ

Аннотация: Рассматривается математическое средство логического синтеза двузначной и многозначной элементной базы цифровых устройств – булева алгебра. Проведён анализ альтернативных способов представления булевых функций. Сформулированы основные требования к разрабатываемому математическому аппарату небулева логического проектирования двузначной и многозначной элементной базы цифровых устройств.

Ключевые слова: Булева алгебра, двузначная логика, многозначная логика.

Введение

Ведущим математическим аппаратом логического синтеза цифровых структур, безусловно, является булева алгебра. Она сыграла выдающуюся роль в развитии прикладной математики в целом, в теории логического синтеза двузначных цифровых структур, создании методов обработки, преобразования и передачи информации. На её основе разработана также многозначная математическая логика, начало которой был положено Лукасевичем (1920 г.) [1], Э. Постом (1921 г.) [2], Б. Россером-Туркеттом, С. Яблонским, Д. Бочваром, Г. Рейхенбахом, В. Шестаковым, Д. Веббом, А.Н. Колмогоровым и другими исследователями.

Следует отметить, что исследования по многозначной логике и её применению для синтеза многозначных цифровых структур ведутся весьма интенсивно. Подтверждением этому является большое количество публикаций [3–7], а также тот факт, что в США уже более 40 лет проводятся международные симпозиумы по многозначной логике [8].

О традиционном логическом синтезе многозначных функций

Логическое проектирование *многозначных логических функций* в булевой алгебре развито в значительно меньшей степени, чем двузначных логических функций, и представляет собой обобщение известных двузначных подходов на многозначный случай.

Алгебраические исследования по логическому синтезу многозначных дискретных устройств восходят к работам Поста [2, 9, 10], представляющим собой обобщение исследований по функциональной полноте в логиках любой значности. Здесь вводится два оператора: унарный \oplus (сложение по модулю k) и бинарный $– \max(x_1, x_2)$. Система из этих операторов является функционально полной и превращается в систему НЕ-ИЛИ в двузначном случае. Различные варианты представления этой системы были рассмотрены и другими авторами. В частности, например, в [11] описана предложенная Веббом функционально полная система, состоящая из одного оператора $x_i | x_j$, определяемого в виде:

$$x_i | x_j = \begin{cases} 0 & \text{при } x_i \neq x_j; \\ (1 + x_i) \bmod k & \text{при } x_i = x_j; \end{cases} \quad (1)$$

и переходящего в двузначном случае в известный штрих Шеффера (ИЛИ – НЕ).

Система Россера-Тьюкетта [3, 12–14] также является многозначным вариантом основной функционально полной системы. Она включает в себя операции:

$$x \& y = \min(x, y), \quad (2)$$

$$x \vee y = \max(x, y) \quad (3)$$

и набор характеристических функций:

$$J_a(x) = \begin{cases} k-1 & \text{при } x = a; \\ 0 & \text{при } x \neq a; \end{cases}, 0 \leq a \leq k-1. \quad (4)$$

Используется также набор модифицированных характеристических функций:

$$x(a) = \begin{cases} 1 & \text{при } x = a; \\ 0 & \text{при } x \neq a; \end{cases}. \quad (5)$$

Другие примеры функционально полных многозначных систем можно найти в работах С.В. Яблонского и Г.П. Гаврилова [13], З.Л. Рабиновича [15], Н.Н. Айзенберга [4, 5], Д.А. Поспелова [16], Мак-Класки [17] и других авторов.

Анализ результатов ранних исследований приводит к выводу о том, что предлагавшиеся функционально полные системы были основаны, главным образом, на использовании двухместных операторов $\max(x_1, x_2)$, $\min(x_1, x_2)$ и одноместных операторов различных типов, в том числе:

- дополнения $\tilde{x}_i = k - 1 - x_i$;
- литерала ${}^a x_i^b = \begin{cases} k-1 & \text{при } a \leq x_i \leq b; \\ 0 & \text{в противном случае.} \end{cases}$;
- циклического отрицания $\bar{x} = (1 + x) \bmod k$.

Для двузначного случая эти операторы превращаются в оператор НЕ основной функционально полной системы [5].

Альтернативные представления логических функций

Такие представления имеют целью получение отображений булевых функций в математических структурах, в которых эквиваленты логических преобразований выполняются более эффективно, чем в булевой алгебре. В этой связи прежде всего отметим ограничительные особенности булевого подхода.

1. Анализ развития теории логического синтеза и методов логического проектирования показывает, что в основном они представляют собой развитие идей булевой алгебры. Этот факт подтверждает историческое место булевой алгебры и её роль в развитии как микроэлектроники, так и всей информатики в целом.

2. Основной алгебраической структурой, положенной в основу существующих методов проектирования цифровых структур, является дистрибутивная (булева) решётка. Фундаментальным свойством этой структуры, определяющим особенности представления с их помощью k -значных логических функций, является замкнутость их относительно определяющих операций для любых комбинаций элементов представления функции. Это ограничивает область применения логических функций для описания процессов синтеза цифровых структур и исключает возможность создания на их основе методов логического синтеза специальных цифровых структур (например, с различной значностью на входе и выходе, аналогово-цифровых структур и т.п.).

3. Недостатки булевых структур как математического аппарата логического синтеза состоят в следующем:

- процедуры минимизации логических функций в этих структурах носят переборный характер;

- процедуры оптимизации в логическом синтезе с увеличением числа аргументов становятся громоздкими, практически эти процедуры становятся плохо обозримыми уже при $n = 5,6$;

- при $k = 2$ алгебраические структуры и получаемые на их основе результаты часто оказываются вырожденными, что существенно затрудняет их обобщение на многозначный случай, в результате имеет место существенный разрыв между двузначной и многозначной логиками как по уровню развития, так и по полученным результатам;

- при $k > 2$ булева алгебра в большей степени представляет интерес как математический аппарат для решения задач в смежных областях (например, в распознавании образов), чем как средство проектирования многозначных цифровых структур.

4. Недостатки булевых структур как математического аппарата схемотехнической реализации цифровых структур состоят в следующем:

- методы декомпозиции логических функций сложны и не всегда приводят к положительным результатам;

- операции алгебраических структур часто плохо «ложатся» на операции, реализуемые функциональными элементами, что увеличивает аппаратные затраты на реализацию цифровых структур [8].

Как показывают результаты исследований, к числу альтернативных следует отнести представления булевых функций:

- арифметическими полиномами;

- спектральные представления;

- представления в линейной алгебре.

Арифметические полиномы дают возможность представления булевых функций линейными и нелинейными алгебраическими выражениями. Примерами линейных полиномов могут служить пороговые представления логических функций, примером нелинейных полиномов – интерполяционные полиномы (Лагранжа, Ньютона и др.). Исследованиями этих полиномов занимаются Шалыто, Малюгин и др. [18–23].

Спектральные представления логических функций основаны на том, что они по своей природе являются дискретными, поэтому их можно интерпретировать как решетчатые функции. От последних можно перейти к кусочно-постоянному представлению и далее – к спектральному, используя в качестве базисных ортогональные функции. Последнее преобразование состоит в определении спектров, соответствующих характеристикам кусочно-линейного представления. В теории и практике спектральных представлений используются несколько видов ортогональных функций: Уолша, Радемахера, Хаара, Виленкина-Крестенсона и т.д. Результаты исследований спектральных представлений логических функций изложены в [24].

Идея представления логических функций в линейной алгебре является некоторым обобщением описанных выше подходов: она использует и арифметические операции, и представление с помощью базисных функций. Результаты проведённых исследований [25, 26] показывают перспективность использования математического аппарата линейной алгебры для логического синтеза двузначных и многозначных цифровых структур.

Выводы

Перечисленные особенности используемой алгебраической структуры ограничивают возможности синтеза цифровых структур. Необходимы новые подходы к выбору основополагающих принципов для разработки новых методов синтеза цифровых структур, которые должны также обеспечить:

- единство методологии логического и структурного синтеза в логиках любой значности;
- расширение базы математических операций, используемых при логическом синтезе, за счёт привлечения отличных от логических операций (например, арифметических), которые обеспечили бы больший уровень соответствия операций представления реализуемых логических функций и операций, используемых в реализующих их функциональных технологических компонентах.

Один из возможных таких подходов – применение аппарата теории линейных пространств [8, 25, 26].

Список литературы

1. Lukasiewicz J. Logika trojwartosciowa. Ruch Filozoficzny. r. V., nr. 9, Lwow, 1920.
2. Post E.L. Introduction to a General Theory of Elementary Propositions // American Jour of Math., vol. 43, 1921, pp. 163–185.
3. Яблонский С.В. Функциональные построения в m -значной логике // Тр. мат. ин-та им. Стеклова. – 1958. – Т. 51. – С. 5–142.
4. Айзенберг Н.Н., Иваськив Ю. Л. Многозначная пороговая логика. – Киев: Наукова думка, 1977. – 148 с.
5. Айзенберг Н.Н., Рабинович З.Л. Некоторые классы функционально полных систем операций и канонические формы представления функций многозначной логики // Кибернетика. – 1965. – № 2.
6. Strazdins I.J. The Polynomial Algebra of Multivalued Logic // Algebra, Combinatorics and Logic in Computer Science. 1983. – P. 777–785.
7. Антоненко В.М., Иванов А.А., Шмерко В.П. Линейные арифметические формы k -значных логических функций и их реализация на систолических массивах // АиТ. – 1995. – Вып. 3. – С. 139–155.
8. Чернов Н.И. Разработка основ теории логического синтеза компонентов СБИС в линейных пространствах: дис. ... докт. техн. наук: защищена 16.04.2004 / Чернов Николай Иванович. – Таганрог, 2004. – 330 с.
9. Post E.L. Formal reductions of the general combinatorial decision problem. // American Jour of Math., vol. 65, 1943, pp. 197–215.

10. Post E.L. Two-Valued Iterative System of Mathematical Logic // *Annals Mathematics Studies*, vol. 5, Princeton University Press, Princeton, N.J., 1941.
11. Stanley L. Hurst. Multiple-Valued Logic Its Status and Its Future. *IEEE // Trans. Corp.*, vol. C-33, № 12, 1984, pp. 1160–1179.
12. Яблонский С.В. Введение в дискретную математику: учеб. пособие для вузов / под ред. В.А. Садовниченко. – 3-е изд. – М.: Высш. шк., 2002. – 384 с.
13. Яблонский С.В., Гаврилов Г.П., Кудрявцев В.В. Функции алгебры логики и классы Поста. – М.: Наука, 1966.
14. Дискретная математика и математические вопросы кибернетики / под ред. С.В. Яблонского и О.Б. Лупанова. – М.: Наука, 1974. – Т. 1. – 312 с.
15. Рабинович З.Л. Основы теории элементарных структур ЭВМ. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 280 с.
16. Пospelов Д.А. Логические методы анализа и синтеза схем. – М.: Энергия, 1968.
17. Paull M.C., McCluskey. Boolean Functions Realisable with Single Threshold // *Devices. Proc. IRE.*, vol. 48, pp 1335–1337, July, 1960.
18. Малюгин В.Д. Реализация булевых функций арифметическими полиномами // *АиТ.* – 1982. – № 4. – С. 84–93.
19. Малюгин В.Д. Реализация кортежей булевых функций посредством линейных арифметических полиномов // *АиТ.* – 1984. – №2. – С. 114–122.
20. Малюгин В.Д. Арифметическое представление сетей Петри // *АиТ.* – 1987. – №5. – С. 156–164.
21. Малюгин В.Д., Соколов В.В. Интенсивные логические вычисления // *АиТ.* – 1993. – № 4. – С. 160–167.
22. Артюхов В.Л., Кондратьев В.Н., Шалыто А.А. Реализация булевых функций арифметическими полиномами // *АиТ.* – 1988. – №4. – С. 138–147.
23. Кондратьев В.Н., Шалыто А.А. Реализация систем булевых функций с использованием линейных арифметических полиномов // *АиТ.* – 1993. – №3. – С. 135–151.
24. Залманзон Л.А. Преобразования Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях. – М.: Наука; Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. – 496 с.
25. Chernov N.I., Yugai V.Y., Prokopenko N.N., Butyrlagin N.V. Basic concept of linear synthesis of multi valued digital structures in linear spaces / 11th East-West Design & Test Symposium (EWDTS 2013). – Rostov-on-Don: September 27–30, 2013. pp. 146–149.
26. Prokopenko N.N., Chernov N.I., Yugai V.Ya., Butyrlagin N.V. "The linear concept of logical synthesis of digital IP-modules of control and communication systems" on International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON-2015, Omsk, Russia, 21–23 May, 2015.

[**В начало к содержанию**](#)

Сведения об авторах и участниках семинара

Безуглов Д.А. – д.т.н., профессор кафедры «Таможенные операции и таможенный контроль» Ростовского филиала Российской таможенной академии

Березняк С.А. – студент кафедры «Информационные системы и радиотехника» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ в г. Шахты

Берёза А.Н. – к.т.н., профессор кафедры «Информационные системы и радиотехника» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ в г. Шахты

Бугакова А.В. – магистрант кафедры «Информационные системы и радиотехника» ИСОиП (филиала) ДГТУ, г. Шахты

Буданов Д.О. – аспирант кафедры «Интегральная электроника» Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого (СПбПУ)

Будяков А.С. – к.т.н., доцент Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана, начальник лаборатории кремниевых ОАО «НПП «Пульсар»

Будяков П.С. – к.т.н., младший научный сотрудник научно-инновационного отдела (НИО) ИСОиП (филиала) ДГТУ в г. Шахты

Бутырлагин Н.В. – аспирант кафедры «Информационные системы и радиотехника», младший научный сотрудник научно-инновационного отдела (НИО) ИСОиП (филиала) ДГТУ в г. Шахты

Гатчин Ю.А. – д.т.н., профессор, зав. кафедрой «Проектирование и безопасность компьютерных систем» Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, Санкт-Петербург

Гулин А.И. – д.т.н., профессор кафедры «Автоматизация технологических процессов и производств» Уфимского государственного нефтяного технического университета, г. Уфа

Даурбеков М.Б. – магистрант кафедры «Информационные системы и радиотехника» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ в г. Шахты

Дворников О.В. – д.т.н., профессор главный специалист ОАО «Минский научно-исследовательский приборостроительный институт», Беларусь

Днепровский И.А. – магистрант Института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета, г. Таганрог

Дятлов В.Л. – инженер ОАО «Минского научно-исследовательского приборостроительного института, г. Минск (Беларусь)

Иванов Ю.И. – к.т.н., доцент кафедры «Системы автоматического управления» Института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета, г. Таганрог

Игнашин А.А. – студент кафедры «Информационные системы и радиотехника» ИСОиП (филиала) ДГТУ в г. Шахты

Киракосян С.А. – кафедра «Информационных измерительных технологий и систем» Южного федерального университета, г. Таганрог

Колесников Д.В. – к.т.н., начальник отдела разработки СФ-блоков Воронежского филиала ЗАО «ПКК МИЛАНДР»

Коротков А.С. – д.т.н., проф., зав. кафедрой «Интегральная электроника» Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого (СПбПУ)

Крутчинский С.Г. – д.т.н., проф. Института радиотехнических систем и управления ЮФУ, руководитель международного научного центра «МикАн», Россия, г. Таганрог

Логинов А.А. – магистрант Института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета, г. Таганрог

Матюшин В.А. – магистрант кафедры «Информационные системы и радиотехника» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ в г. Шахты

Махмудов М.Н. – к.ф.-м.н, доцент кафедры «Общей и теоретической физики и МПФ» Рязанского государственного педагогического университета имени С.А. Есенина.

Медведев Д.В. – к.т.н., доцент кафедры «Информационные системы и радиотехника» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ в г. Шахты

Морозов Д.В. – к.т.н., доцент Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого (СПбПУ)

Никуличев Н.Н. – к.т.н., доцент кафедры «Информационные системы и радиотехника» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ в г. Шахты

Овсепян Е.В. – магистрант кафедры «Информационные системы и радиотехника» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ в г. Шахты

Однолько А.Б. – отдел разработки аналоговых интегральных микросхем ЗАО «ПКК МИЛАНДР», г. Зеленоград

Пахомов И.В. – аспирант кафедры «Информационные системы и радиотехника», младший научный сотрудник научно-инновационного отдела (НИО) ИСОиП (филиала) ДГТУ в г. Шахты

Пилипко М.М. – к.т.н., доцент кафедры «Интегральная электроника» Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого (СПбПУ)

Плахов А.С. – магистрант кафедры «Информационные системы и радиотехника» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ в г. Шахты

Попов А.Э. – к.т.н., доцент кафедры «Информационные системы и радиотехника» ИСОиП (филиала) ДГТУ в г. Шахты

Прокопенко Н.Н. – д.т.н., профессор, председатель секции вузовской науки и инновации Совета ректоров вузов Ростовской области, зав. кафедрой «Информационные системы и радиотехника» ИСОиП (филиала) ДГТУ в г. Шахты

Русаков Д.Л. – магистрант кафедры «Информационные системы и радиотехника» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ в г. Шахты

Самойлов Л.К. – д.т.н., профессор кафедры «Информационных измерительных технологий и систем» Южного федерального университета, г. Таганрог

Сапогин В.Г. – к.ф.-м.н., профессор кафедры «Физика» Института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета, г. Таганрог

Сапунцов Н.Е. – к.т.н., доцент Инженерно-технологической академии Южного федерального университета, г. Таганрог

Свизев Г.А. – аспирант кафедры «Системы автоматического управления» Института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета, г. Таганрог

Сергеев В.А. – д.т.н., профессор, директор Ульяновского филиала Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН

Серебряков А.И. – к.т.н., инженер ЗАО «ПКК Миландр», г. Зеленоград, младший научный сотрудник научно-инновационного отдела (НИО) ИСОиП (филиала) ДГТУ в г. Шахты

Синявский Г.П. – д.т.н., профессор, зав. кафедрой «Прикладная электродинамика и компьютерное моделирование» Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону

Соколов Ю.М. – к.т.н., доцент кафедры САПР Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

Соловьев В.В. – старший преподаватель кафедры «Системы автоматического управления» Института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета, г. Таганрог

Сухинец Ж.А. – к.т.н., доцент кафедры «Телекоммуникационные системы» Уфимского государственного авиационного технического университета, г. Уфа

Титов А.Е. – к.т.н., ассистент кафедры «Системы автоматического управления» Института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета, г. Таганрог

Цирулик Д.В. – к.ф.-м.н., доцент кафедры «Высшая математика» Южного федерального университета, г. Ростов-на-Дону

Чепиков М.И. – магистрант кафедры «Информационные системы и радиотехника» Института сферы обслуживания и предпринимательства (филиала) ДГТУ в г. Шахты

Черкесова Л.В. – д.ф.-м.н., доцент Донского государственного технического университета, г. Ростов-на-Дону

Чернов Н.И. – д.т.н., профессор кафедры «Системы автоматического управления» Института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета, г. Таганрог

Чеховский В.А. – ст. научный сотрудник «Национального научно-учебного центра физики частиц и высоких энергий» Белорусского государственного университета (ННУЦ ФЧВЭ БГУ)

Шаламов Г.Н. – ведущий инженер Ростовского научно-исследовательского института радиосвязи, г. Ростов-на-Дону

Шаповалов И.О. – ассистент кафедры «Системы автоматического управления» Института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета, г. Таганрог

Югай В.Я. – к.т.н., доцент кафедры «Системы автоматического управления» Института радиотехнических систем и управления Южного федерального университета, г. Таганрог

[В начало к содержанию](#)