

УДК 621.375

**Н.Н. Прокопенко, А.И. Серебряков, П.С. Будяков****МЕТОДЫ КОРРЕКЦИИ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК  
УПРАВЛЯЕМЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ И АНАЛОГОВЫХ ПЕРЕМНОЖИТЕЛЕЙ  
ГИЛЬБЕРТА НА ОСНОВЕ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ  
ТЕХПРОЦЕССА SGB25VD**

*Рассматриваются схемотехнические приемы компенсации влияния паразитных емкостей биполярных транзисторов техпроцесса SGB25VD на частотные характеристики базовых нелинейных функциональных узлов систем связи и телекоммуникаций. Проводится анализ влияния паразитных емкостей на параметры управляемых усилителей, логарифматоров и перемножителей напряжений. Показано, что предлагаемые методы коррекции позволяют уменьшить влияние емкостей на подложку источников опорного тока в различных преобразователях сигналов и расширить их диапазон рабочих частот. Приводятся результаты моделирования в пакете Cadence Spectre на моделях SiGe-транзисторов.*

*Аналоговый перемножитель; управляемый усилитель; SiGe-технология.*

**N.N. Prokopenko, A.I. Serebryakov, P.S. Budyakov****METHODS FOR THE CORRECTION OF THE FREQUENCY  
CHARACTERISTICS OF THE CONTROL AMPLIFIER AND THE ANALOG  
MULTIPLIERS GILBERT BASED ON THE BIPOLAR TRANSISTOR  
PROCESS SGB25VD**

*Circuit design techniques of compensation of the influence of parasitic capacitances of bipolar transistor process technology SGB25VD on the frequency characteristics of the basic functional units of nonlinear systems and telecommunications are considered. The analysis of the influence of parasitic capacitances on parameters of the device. Methods of correction can reduce the impact of capacitor on the substrate of current sources in controlled amplifiers, converters of "voltage-current" input logarithmer of analog multiplier, classic Gilbert multipliers and extend the frequency range of these devices. Results are confirmed by simulation in Cadence Spectre package on models of SiGe-transistors.*

*Analog multiplier; control amplifier; SiGe-technology.*

**Введение.** В адаптивных регуляторах с циклической оценкой производных координат объекта управления реальный масштаб времени обеспечивается применением аналоговых перемножителей (АПН) и управляемых усилителей (УУ) [1]. Как правило, эти устройства реализуются на основе ячеек Гильберта и используют классические источники опорного тока на биполярных транзисторах, которые характеризуются емкостью на подложку ( $C_n$ ) порядка  $C_n \approx 60$  фФ. Данные паразитные элементы ограничивают верхнюю граничную частоту АПН и уменьшают точность соответствующей математической операции.

В настоящей статье рассматриваются схемотехнические приемы, обеспечивающие уменьшение влияния емкостей на подложку источников опорного тока в управляемых усилителях, входных логарифматорах аналоговых перемножителей, смесителях и других нелинейных функциональных узлах.

**Метод коррекции частотных характеристик.** На рис. 1,а представлена базовая структура преобразователя «напряжение-ток». Его основной параметр – крутизна  $\dot{S} = \dot{I}_{\text{вых}} / \dot{U}_{\text{вх}}$ , зависит от численных значений сопротивления  $R1$ , ёмкости на подложку  $C_{n1}$  источника опорного тока  $I_1$ , а также сопротивления эмиттерного перехода  $r_{e1}$  транзистора VT1. Пренебрегая прямой передачей сигнала со входа на выход через ёмкость коллекторного перехода VT1 ( $C_{k1}$ ) можно показать, что данная составляющая крутизны определяется следующим соотношением:

$$\dot{S} = \frac{\dot{I}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{S_0(1 + j\tau_n\omega)}{1 + \frac{r_{\text{э1}}}{R_1} + j\omega\tau_n^*} \dot{\alpha}_1, \quad (1)$$

где  $S_0 \approx R_1^{-1}$ ,  $\tau_n = C_{\text{п1}}R_1$ ,  $\tau_n^* = C_{\text{п1}}r_{\text{э1}}$ ,  $\dot{\alpha}_1 = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega\tau_\alpha}$  – комплексный коэффициент усилителя по току эмиттера транзистора VT1.

При  $\tau_\alpha \ll \tau_n^*$  и  $R_1 \gg r_{\text{э1}}$  модуль функции  $|\dot{S}|$  (рис. 1,б)

$$|\dot{S}| \approx \frac{\alpha_0 S_0 \sqrt{1 + \omega^2 \tau_n^2}}{\sqrt{1 + \omega^2 (\tau_n^*)^2}}. \quad (2)$$

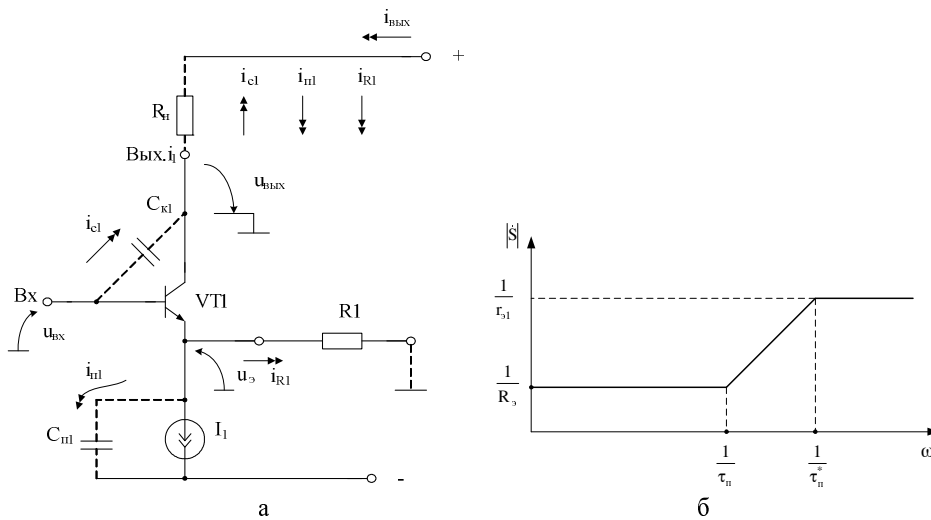


Рис. 1. Преобразователь «напряжение-ток» (а) и АЧХ его крутизны (б)

Анализ показывает, что ёмкость на подложку  $C_{\text{п1}}$  источника опорного тока  $I_1$  при  $R_1 \gg r_1$  является доминирующим фактором в частотной зависимости первой составляющей крутизны и определяет неравномерность её амплитудно-частотной характеристики.

Для второго случая, когда ёмкость на подложку значительно меньше, чем  $C_{\text{к1}}$ , в схеме (см. рис. 1,а) на высоких частотах наблюдается прямая передача сигнала со входа на выход без изменения его фазы. При малых сопротивлениях нагрузки ( $R_n \leq r_{\text{э1}}$ ):

$$\dot{I}_{\text{вых}} = -j\omega C_{\text{к1}} \dot{U}_{\text{вх}}. \quad (3)$$

Поэтому вторая составляющая крутизны преобразования  $u_{\text{вх}}$  в выходной ток  $i_{\text{вых}}$  с повышением частоты растёт, создавая дополнительные проблемы с неравномерностью АЧХ и, особенно, ФЧХ.

Таким образом, наличие паразитных параметров  $C_{\text{п1}}$  и  $C_{\text{к1}}$  отрицательно сказывается на работе базовых структур усилителей в области высоких частот.

На рис. 2 представлена структура преобразователя, на примере которой рассмотрим предлагаемый метод коррекции АЧХ.

При подаче на вход схемы (рис. 2) высокочастотного синусоидального сигнала небольшой амплитуды  $u_{вх}$  во входной и выходных цепях появляются переменные токи, комплексные значения которых равны:

$$\dot{I}_{c1} = j\omega C_{к1} \dot{U}_{вх}, \quad \dot{I}_{c2} = j\omega C_{к2} \dot{U}_{вх}. \quad (4)$$

$$\dot{I}_{c3} \approx j\omega C_3 \dot{U}_{вх}, \quad \dot{I}_{c4} \approx j\omega C_4 \dot{U}_{вх}. \quad (5)$$

При этом выходное дифференциальное напряжение схемы:

$$\dot{U}_{вых} \gg j\omega r_2 \dot{U}_{вх} (C_4 - C_{к2}) - j\omega r_1 \dot{U}_{вх} (C_3 - C_{к1}) + r_2 \dot{I}_{R1}, \quad (6)$$

где  $r_1, r_2$  – дифференциальные сопротивления двухполюсников VD1, VD2;

$\dot{I}_{R1}$  – ток через масштабирующий резистор R1.

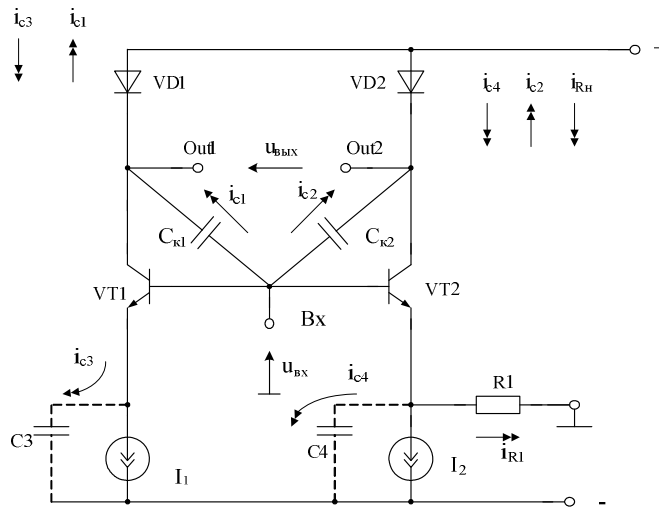


Рис. 2. Предлагаемая структура преобразователя

Таким образом, в схеме (см. рис. 2) при  $r_1=r_2, C_{к1}=C_{к2}, C_3=C_4$  реализуется широкополосная взаимная компенсация влияния паразитных параметров транзисторов на амплитудно-частотную характеристику.

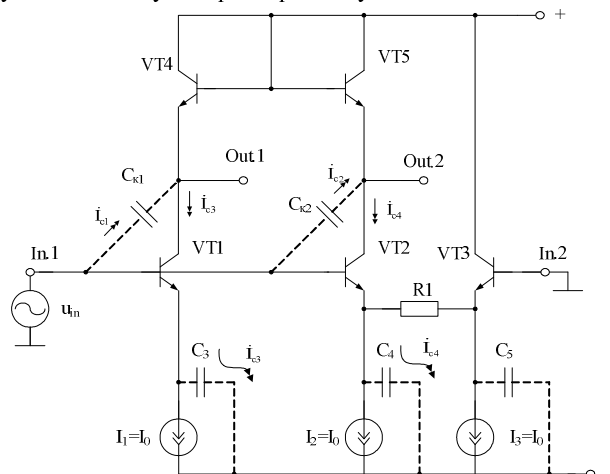


Рис. 3. Широкополосный логарифматор с дифференциальным выходом

**Коррекция частотных характеристик входных логарифматоров аналоговых перемножителей (АПН) с однофазным управлением.** Взаимная компенсация емкостей  $C_{п1}=C_3$ ,  $C_{п2}=C_4$  источников опорного тока  $I_1$ ,  $I_2$ , классического логарифматора АПН при однофазном управлении по входу «In.1», реализуется в схеме (см. рис. 3) [2], которая может стать основой многих нелинейных преобразователей сигналов СВЧ-диапазона, не требующих входных фазорасщепителей. Результаты ее моделирования в среде Cadence Virtuoso на моделях SiGe-транзисторов приведены на рис. 4.

Анализ характеристик (рис. 4) показывает, что взаимная компенсация емкостей на подложку  $C_3$ ,  $C_4$  [2] расширяет рабочий диапазон частот до 42 ГГц.

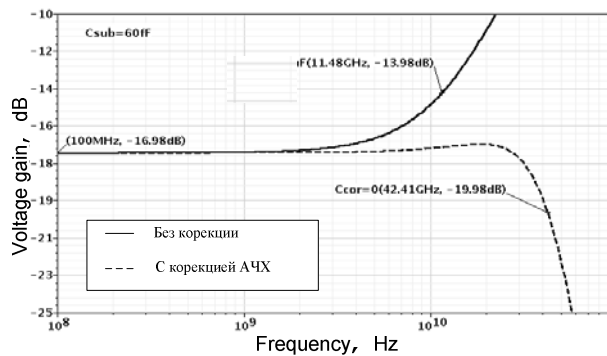


Рис. 4. Зависимость малосигнального коэффициента передачи логарифматора от частоты при  $C_3=C_4=C_{sub}=60\text{ fF}$ ,  $R1 = 200\text{ Ohm}$

На рис. 5 представлена схема управляемого усилителя на основе логарифматора (см. рис. 3), в котором изменяется ток  $I_4=var$ , а на рис. 6 – его нормированная частотная характеристика коэффициента усиления.

**Высокочастотная коррекция в классических перемножителях Гильберта.** Отрицательное влияние на амплитудно-частотную характеристику паразитных емкостей коллектор-база ( $C_{к1}, C_{к2}$ ) входных транзисторов VT1, VT2 в перемножителе Гильберта (рис. 7) можно скомпенсировать за счет рационального выбора емкостей  $C_3, C_4$  источников опорного тока  $I_1$  и  $I_2$ .

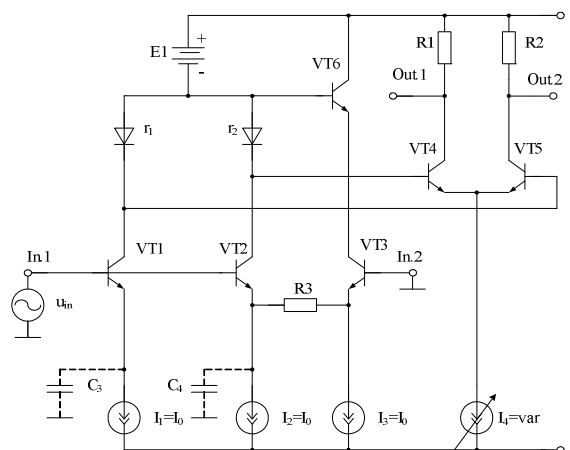


Рис. 5. Управляемый усилитель с цепью взаимной компенсации емкостей на подложку  $C_3$ ,  $C_4$  источников тока  $I_1$ ,  $I_2$

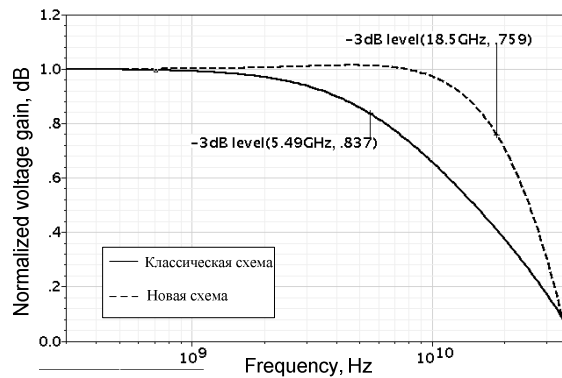


Рис. 6. Нормированная амплитудно-частотная характеристика коэффициента усиления по напряжению сравниваемых схем УУ при  $C_3=230\text{fF}$  и  $C_4=C_{sub}=60\text{fF}$

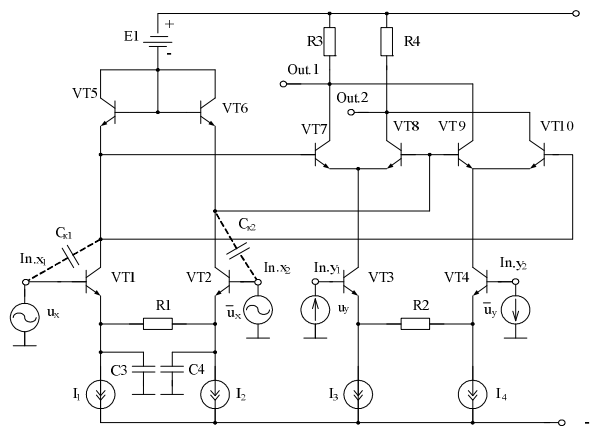


Рис. 7. Аналоговый перемножитель сигналов с цепью взаимной компенсации емкостей  $C_{k1}=C_{k2}$  и  $C_3=C_4=C_{sub}$

Результаты исследований схемы (см. рис. 7) на моделях SiGe-транзисторов приведены на рис. 8.

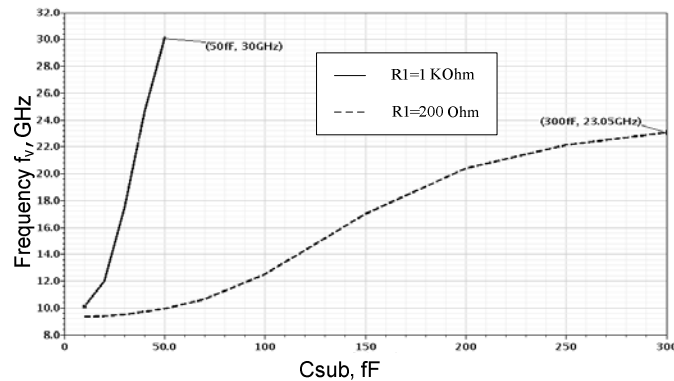


Рис. 8. Зависимость верхней граничной частоты АПН (рис. 7) от емкостей  $C_3=C_4=C_{sub}$  при разных сопротивлениях резистора  $R_1$  (200 Ом и 1 кОм)

Таким образом, рассмотренные методы позволяют расширить частотный диапазон аналоговых умножителей, смесителей и управляемых усилителей для техпроцесса SGB25VD в 1,5÷3 раза.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Красовский А.А.* Адаптивный оптимальный регулятор с переменным порядком наблюдателя и временем экстраполяции // *АиТ*. – 1994. – № 11. – С. 97-112.
2. Пат. RU 2284646 Российская Федерация, МПК8 H03F 1/42. Широкополосный усилитель / Прокопенко Н.Н., Будяков А.С.; заявл. 28.01.2005; опубл. 27.09.2006, бюл. – № 27. – 3 с.
3. *Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В.* Архитектура и схемотехника аналоговых микросхем с собственной и взаимной компенсацией импедансов: Монография. – Шахты: ЮРГУЭС, 2008. – 326 с.
4. *Крутчинский С.Г., Чибизов Д.Г.* Синтез высокопроизводительных наблюдателей систем автоматического управления // *Электроника и связь: Тематический сборник по материалам Международной научно-технической конференции «Проблемы физической и биомедицинской электроники»*. – Киев, 1997. – № 2. – С. 274-275.
5. *Gilbert B.* Multiplier Circuit / US patent. – № 4 (156). – 283 с.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор С.Г. Крутчинский.

**Будяков Петр Сергеевич** – Проблемная лаборатория перспективных технологий и процессов Центра исследования проблем безопасности Российской Академии наук и Южно-Российского государственного университета экономики сервиса; e-mail: [budyakovp@gmail.com](mailto:budyakovp@gmail.com); 346500, г. Шахты, ул. Шевченко, 147; тел.: +79185056136; лаборант-исследователь.

**Прокопенко Николай Николаевич** – e-mail: [prokopenko@sssu.ru](mailto:prokopenko@sssu.ru); тел.: +78636222037; ректор ЮРГУЭС; кафедра информационных систем и радиотехники; заведующий кафедрой.

**Серебряков Александр Игоревич** – e-mail: [sashaag@mail.ru](mailto:sashaag@mail.ru); тел.: +79034346279; научный сотрудник.

**Budyakov Peter Sergeevich** – Laboratory of perspective technologies and processes of the Center of researches of problems of safety of Russian Academy of Science and South Russia State University of Economics and Service; e-mail: [budyakovp@gmail.com](mailto:budyakovp@gmail.com); 147, Shevchenko street, Shakhty, 346500, Russia; phone: +79185056136; research-laborant.

**Prokopenko Nikolay Nikolaevich** – e-mail: [prokopenko@sssu.ru](mailto:prokopenko@sssu.ru); phone: +78636222037; rector of the SRSUES; the department of information systems and radioengineering; head of department.

**Serebryakov Alexander Igorevich** – e-mail: [sashaag@mail.ru](mailto:sashaag@mail.ru); phone: +79034346279; scientist.

УДК 621.317

**Е.И. Старченко, И.В. Бариллов, П.С. Кузнецов**

#### **СПОСОБ КОМПЕНСАЦИИ СОСТАВЛЯЮЩИХ ВТОРОГО ПОРЯДКА ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ИСТОЧНИКОВ ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ШИРИНЫ ЗАПРЕЩЕННОЙ ЗОНЫ КРЕМНИЯ**

*Рассматриваются вопросы проектирования интегральных источников опорного напряжения на основе ширины запрещенной зоны кремния, обладающих повышенной температурной стабильностью выходного напряжения при изменении температуры. Повышенная стабильность выходного напряжения обусловлена параметрической компенсацией составляющих температурного дрейфа напряжения база-эмиттер как первого, так и второго порядков. Компенсация составляющих температурного дрейфа первого порядка осуществляется традиционным способом, а компенсация составляющих второго порядка – за счет использования зависимости коэффициента усиления тока базы биполярного транзистора от температуры.*

*Источники опорного напряжения; собственная компенсация; минимизация температурного коэффициента; ширина запрещенной зоны.*