

Серебряков Александр Игоревич

E-mail: sashaag@mail.ru.

Тел.: +79034346279.

Аспирант.

Будяков Петр Сергеевич

E-mail: budyakovp@gmail.com.

Тел.: +79185187649.

Студент.

Prokopenko Nikolay Nikolaevich

South Russia State University of Economics and Service.

E-mail: prokopenko@sssu.ru.

147, Shevchenko Street, Shakhty, 346500, Russia.

Phone: +78636222037.

The Rector of the South-Russian State University of Economy and Service; Professor.

Serebryakov Alexander Igorevich

E-mail: sashaag@mail.ru.

Phone: +79034346279.

Postgraduate Student.

Budyakov Peter Sergeevich

E-mail: budyakovp@gmail.com.

Phone: +79185187649.

Student.

УДК 621.375

Н.Н. Прокопенко, П.С. Будяков, А.И. Серебряков

**МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ПО
НАПРЯЖЕНИЮ КЛАССИЧЕСКОГО КАСКАДА С ОБЩЕЙ БАЗОЙ В
АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМАХ С НИЗКОВОЛЬТНЫМ ПИТАНИЕМ**

Проводится анализ архитектурных, схемотехнических и технологических ограничений на коэффициент усиления по напряжению (K_v) каскада с общей базой. Рассматриваются методы повышения K_v , основанные на принципах собственной компенсации доминирующих импедансов. Рассмотренные особенности построения цепей компенсации показывают, что такое схемотехническое решение достаточно перспективно в аналоговых микросхемах на основе SiGe-технологических процессов.

Каскад с общей базой; коэффициент усиления по напряжению; SiGe-технологии.

N.N. Prokopenko, P.S. Budyakov, A.I. Serebryakov

**METHODS OF INCREASING VOLTAGE GAIN OF CLASSICAL STAGE
WITH A COMMON BASE IN ANALOG IC WITH LOW-VOLTAGE SUPPLY**

The analysis the architecture, circuit design and technological limitations on the voltage gain (K_v) of stage with a common base. Consider methods to increase K_v , based on the principles of self compensation of the dominant impedance. Considered design features chains of compensation show that this circuit solution quite promising in analog chips, based on SiGe processes.

Cascade with a common base; voltage gain; SiGe-technology.

Введение. В современной микросхемотехнике используются не более 10–15 базовых функциональных узлов, определяющих качественные показатели достаточно широкого класса микроэлектронных изделий. В этой связи большой практический интерес представляет оценка предельных возможностей по величине ко-

эффицента усиления классического каскада с общей базой (рис. 1,а) и исследованные методы повышения его K_y при ограничениях на напряжение питания.

Предельный коэффициент усиления каскада с общей базой (рис. 1,а). Коэффициент усиления по напряжению при малых сопротивлениях в коллекторной цепи VT1 и большом сопротивлении нагрузки ($R_n = \infty$) равен

$$K_{y,max} \approx \frac{R_1}{r_{э1}} \approx \frac{R_1 I_1}{\Phi_T} \approx \frac{U_{R1}}{\Phi_T}, \tag{1}$$

где U_{R1} – статическое напряжение на резисторе коллекторной нагрузки R1,

I_1 – статический ток через резистор R1,

$\Phi_T = 26$ мВ – температурный потенциал,

$r_{э1}$ – сопротивление его эмиттерного перехода транзистора VT1.

В тех случаях, когда сопротивление R1 велико ($R_1 \rightarrow \infty$), коэффициент усиления определяется глубиной внутренней обратной связи в транзисторе VT1 ($\mu = h_{12,1}^{\delta}$):

$$K_{y,max}^* \Big|_{R_1 \rightarrow \infty} \approx \frac{1}{h_{12,1}^{\delta}} = \frac{U_{Эрлн}}{\Phi_T}, \tag{2}$$

где $U_{Эрлн} \approx \Phi_T / \mu$ – напряжение Эрли транзистора VT1,

$h_{12,1}^{\delta}$ – h-параметр транзистора VT1 в схеме с общей базой.

Если внутренняя обратная связь в транзисторе мала, то максимальный коэффициент усиления ограничивается на уровне

$$K_{y,max}^{**} \Big|_{R_1 \rightarrow \infty} \approx (r_{э1} h_{22,1}^{\delta})^{-1} \approx \frac{r_{к1} I_1}{\Phi_T}, \tag{3}$$

где $h_{22,1}^{\delta} = r_{к1}^{-1}$ – выходная проводимость транзистора VT1 в схеме с общей базой.

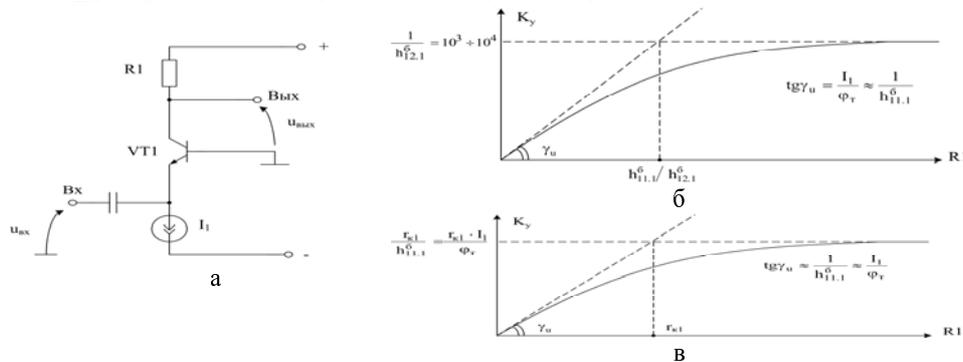


Рис. 1. Каскад с общей базой (а) и зависимости его коэффициентов усиления K_y от сопротивления R1 при $h_{22,1}^{\delta} \approx 0$ (б) и при $h_{12,1}^{\delta} \approx 0$ (в)

При ограничениях на напряжение питания (E_n) каскада с общей базой, характерных для SiGe-технологических процессов ($E_n \leq 2,0 \div 2,5$ В), его коэффициент усиления по напряжению (K_y) получается небольшим ($K_{y,max} = 10 \div 20$). Как следует из (1), это обусловлено ограничениями на сопротивления резисторов коллекторной нагрузки, которые из-за малых E_n не могут выбираться высокоомными.

Поэтому для повышения K_y применяются так называемые динамические нагрузки (ДН), например, на биполярных р-п-р-транзисторах. Однако для обеспечения линейного режима работы ДН необходимо иметь $0,8 \div 1,6$ В статического напряжения $U_{дн}$ между источником питания и выходом ДН, причем, численные значения $U_{дн}$ равны 0,8 В для простейших динамических нагрузок, имеющих, к сожалению, невысокое выходное дифференциальное сопротивление:

$$R_{дн} \approx U_{Эрли} / I_0, \quad (4)$$

где $U_{Эрли}$ – напряжение Эрли выходного р-п-р-транзистора ДН; $I_0 = I_3 = I_0$ – статический ток эмиттера р-п-р-выходного транзистора ДН.

Для интегральных транзисторов ФГУП НПП «Пульсар» $U_{Эрли} = 20 \div 30$ В. Следовательно, при $I_0 = 1$ мА применение классических динамических нагрузок не позволяет получить $K_y > 200 \div 300$. Более высокие выходные сопротивления $R_{дн}$ реализуются в токовых зеркалах Вильсона или каскодных схемах. Однако они работают только в том случае, когда статическое напряжение между выводами такой динамической нагрузки более чем $2U_{эс} \geq 1,6$ В. При низковольтном питании это не приемлемо.

Таким образом, при малых напряжениях питания, а особенно в тех случаях, когда требуется получить более-менее значительные амплитуды выходного напряжения, классические схемотехнические решения не эффективны.

Схемотехнические методы повышения K_y . Для уменьшения влияния импеданса $R1$ на K_y в современной микроэлектронике используется метод потенциальной компенсации $R1$, основанный на применении повторителей напряжения [1]. Альтернативным вариантом построения усилителей с повышенным K_y является токовая компенсация $R1$ [2].

Сущность метода токовой собственной компенсации $R1$ поясняет схема рис. 2 [2], в которой последовательно с $R1$ вводятся датчик тока ($R2$) и неинвертирующий повторитель тока ($УТ1$) с малой выходной проводимостью ($y_{i,y}$).

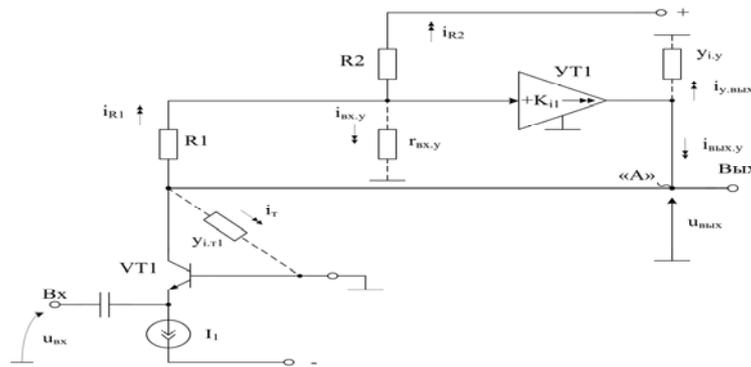


Рис. 2. Токовая компенсация импеданса $R1$ в усилителе с общей базой [2]

Если выходное напряжение каскада изменяется на величину $u_{вых}$, то это приводит к приращению токов через резистор $R1$ (i_{R1}), выходную проводимость $y_{i,t1}$ транзистора $VT1$, входную проводимость ($y_{вх,y}$) неинвертирующего усилителя тока $УТ1$, который имеет коэффициент передачи по току $K_{i1} \approx 1$:

$$i_{R1} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R1}, i_{y.\text{ВЫХ}} = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{r_{i.y}}, i_{\tau} = y_{i.\tau1} u_{\text{ВЫХ}}. \quad (5)$$

Приращение i_{R1} делится с коэффициентом $K_d \leq 1$ между резистором R_2 и входным сопротивлением $r_{\text{вх.}y}$ каскада УТ1, причем

$$i_{\text{вх.}y} = i_{R1} \frac{R_2}{R_2 + r_{\text{вх.}y}} = K_d i_{R1}, \quad (6)$$

$$\text{где } K_d = \frac{1}{1 + \frac{r_{\text{вх.}y}}{R_2}} \leq 1.$$

Поэтому в выходном узле «А» происходит взаимная компенсация двух составляющих i_{R1} и $i_{\text{вх.}y} = K_{i1} \cdot i_{\text{вх.}y}$, а эффективная проводимость ($y_{\text{эф.А}}$) в коллекторной цепи транзистора VT1 уменьшается:

$$y_{\text{эф.А}} \approx y_{i.y} + y_{i.\tau1} + y_1(1 - K_{i1}K_d). \quad (7)$$

Таким образом, в общем случае для схемы с токовой компенсацией (рис. 2):

$$K_y \approx \frac{I_1}{\phi_{\tau}} [y_{i.\tau1} + y_{i.y} + y_1(1 - K_{i1}K_d)]. \quad (8)$$

Из уравнения (8) следует, что токовая компенсация R1 в каскаде с общей базой (рис. 2) повышает коэффициент усиления по напряжению только в том случае, если влияние R1 на K_y доминирует, что характерно для усилителей с малым напряжением питания, реализуемым по технологическому процессу SGB25VD.

Анализ уравнения (8) показывает, что предельные значения $K_{y.\text{max}}$ в схеме рис. 2 ограничиваются влиянием выходных проводимостей канала компенсации УТ1 и транзистора VT1. Так, при $T = K_{i1}K_d = 1$ можно найти, что предельный K_y принимает значение

$$K_{y.\text{max}} = \frac{S_1}{y_{\text{эф.}.\text{min}}} = \frac{S_1}{y_{1.y} + y_{1.T1}}, \quad (9)$$

где $S_1 \approx r_{\tau1}^{-1} = \frac{I_{\tau1}}{\phi_{\tau}}$ – крутизна транзистора VT1;

$$y_{\text{эф.}.\text{min}} = y_{1.y} + y_{1.T1};$$

$I_{\tau1}$ – статический ток эмиттера транзистора VT1.

Успешность практического использования идеи собственной компенсации импеданса R1 в каскаде рис. 2 зависит от построения усилителя тока УТ1, который в идеальном случае должен иметь:

$$y_{i.y} = 0, K_{i1}K_d = T = 1, r_{\text{вх.}y} \approx 0. \quad (10)$$

В практических схемах каналы компенсации могут иметь с основной схемой как непосредственную (рис. 3,а), так и емкостную (рис. 3,б) связи.

На рис. 3,б представлен широкополосный усилитель, в котором входной транзисторный каскад выполнен на транзисторе VT2 с его включением по схеме с общей базой, а цепь компенсации R1 реализована на транзисторе VT1 и конденса-

торе С1. В частном случае потенциал базы транзистора VT2 может устанавливаться от цепи смещения потенциала базы транзистора VT1.

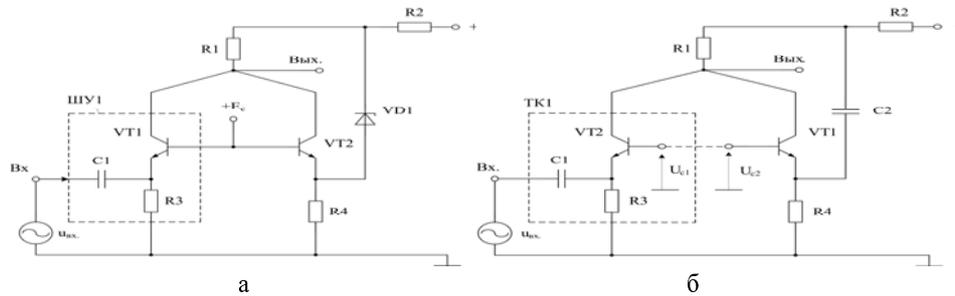


Рис. 3. Собственная компенсация импеданса R1 в усилителях с общей базой: непосредственная связь (а), емкостная связь (б) [2]

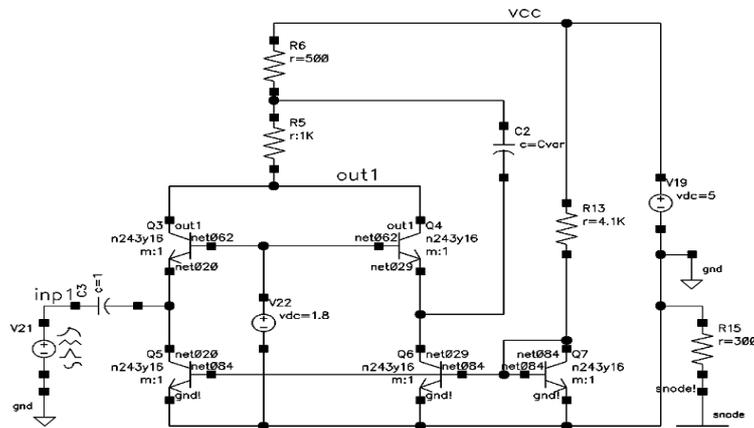


Рис. 4. Модель каскада с общей базой в среде Cadence на моделях транзисторов ФГУП НПП «Пульсар»

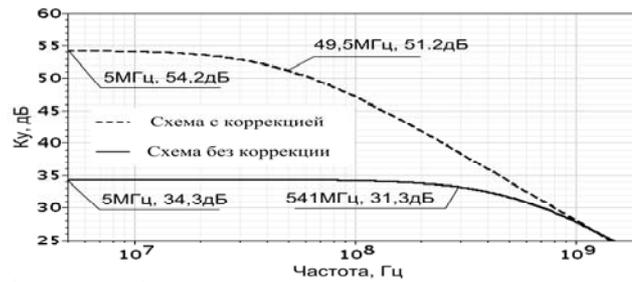


Рис. 5. Частотная зависимость коэффициента усиления каскада с общей базой рис. 3,б с конденсатором C2 и без конденсатора C2

В схеме, приведенной на рис. 6, в канале компенсации введена местная отрицательная обратная связь (транзистор VT3), что несколько улучшает коэффициент деления тока K_{id} ($K_d \approx 1$) и, как следствие, повышает K_y .

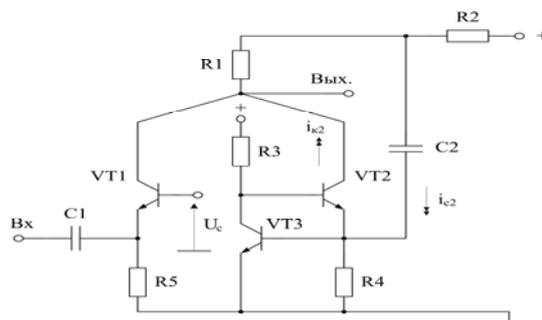


Рис. 6. Способ повышения эффективности собственной компенсации импеданса $R1$ в каскадах с общей базой [2]

Выводы. Альтернативным вариантом построения усилителей с общей базой, характеризующихся повышенным K_u , является токовая компенсация импеданса его низкоомной коллекторной нагрузки $R1$. Рассмотренные особенности построения цепей компенсации показывают, что такое схемотехническое решение достаточно перспективно в аналоговых микросхемах на основе SiGe-технологических процессов.

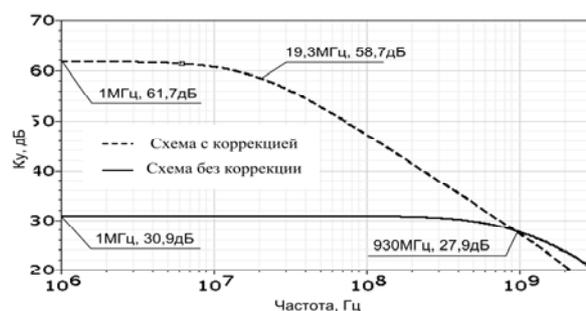


Рис. 7. Частотная зависимость коэффициента усиления схемы рис. 6 с конденсатором $C2$ и без конденсатора $C2$

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В. Архитектура и схемотехника аналоговых микросхем с собственной и взаимной компенсацией импедансов: Монография. – Шахты: ЮРГУЭС, 2008. – 326 с.
2. Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Серебряков А.И. Широкополосный усилитель: заявка на патент Российской Федерации; МПК8 Н 03 F 3/34, 3/45. – № 2010119325/09; заявл. 13.05.2010 (305).

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

Прокопенко Николай Николаевич

Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса.

E-mail: prokopenko@sssu.ru.

346500, г. Шахты, ул. Шевченко, 147.

Тел.: 88636222037.

Ректор Южно-Российского государственного университета экономики и сервиса; профессор.

Серебряков Александр Игоревич

E-mail: sashaag@mail.ru.

Тел.: +79034346279.

Аспирант.

Будяков Петр Сергеевич

E-mail: budyakovp@gmail.com.

Тел.: +79185187649.

Студент.

Prokopenko Nikolay Nikolaevich

South Russia State University of Economics and Service.

E-mail: prokopenko@sssu.ru.

147, Shevchenko Street, Shakhty, 346500, Russia.

Phone: +78636222037.

The Rector of the South-Russian State University of Economy and Service; Professor.

Serebryakov Alexander Igorevich

E-mail: sashaag@mail.ru.

Phone: +79034346279.

Postgraduate Student.

Budyakov Peter Sergeevich

E-mail: budyakovp@gmail.com.

Phone: +79185187649.

Student.

УДК 621.315.722

Е.И. Старченко, П.С. Кузнецов

ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ ШИРИНЫ ЗАПРЕЩЕННОЙ ЗОНЫ КРЕМНИЯ

Рассматриваются схемотехнические способы построения интегральных источников опорного напряжения, определяемых шириной запрещенной зоны кремния и обладающих, наряду с температурной стабильностью, радиационной стойкостью. Проведена оценка чувствительности рассматриваемых источников опорного напряжения к условиям настройки.

Радиационная стойкость; полевые транзисторы.

E.I. Starchenko, P.S. Kuznetsov

VOLTAGE REFERENCE BASED ON THE WIDTH SILICON BAND GAP

Consider circuit design methods for constructing integrated voltage references, determined band gap of silicon and which, in addition to temperature stability, resistance to radiation. The evaluation of the sensitivity of the sources in the reference voltage to the conditions set.

Radiation hardness; MOSFETs.

При любых измерительных операциях используется точка отсчета, база (некая мера), от которой в значительной мере зависит успех или неудача операции измерения, т.е. источник опорного напряжения (ИОН). Традиционно требования к ИОН сводятся к повышению его стабильности при влиянии различных дестабилизирующих факторов. В первую очередь это относится к повышенной стабильности при изменении температуры. Но, безусловно, полезным свойством источника