

Методы повышения коэффициента усиления классических каскадов на биполярных транзисторах при малых напряжениях питания

Н.Н. Прокопенко, П.С. Будяков, И.В. Пахомов

Проблемная лаборатория перспективных технологий и процессов ЦИПБ РАН и ЮРГУЭС

prokopenko@sssu.ru, budyakovp@gmail.com, pahom2191@mail.ru

Аннотация — Рассматриваются модифицированные архитектуры классических каскадов на биполярных транзисторах, обеспечивающие повышенные коэффициенты усиления по напряжению без использования динамических нагрузок на р-п-р транзисторах.

Ключевые слова — дифференциальные каскады, каскодные усилители, собственная компенсация, токовая РС-коррекция.

I. ВВЕДЕНИЕ

В классических каскодных и дифференциальных усилителях (ДУ) при ограничениях на напряжение питания (E_n), характерных для SiGe технологических процессов ($E_n \leq 2,0 \div 2,5$ В), коэффициент усиления по напряжению (K_u) получается небольшим ($K_{u\max} = 10 \div 20$). В первую очередь это обусловлено ограничениями на сопротивления резисторов коллекторной нагрузки, которые из-за малых E_n не могут выбираться высокоомными. Поэтому для повышения K_u иногда применяются так называемые «динамические нагрузки» (ДН), например, на биполярных р-п-р транзисторах, которые требуют для обеспечения своего линейного режима работы «потери» статического напряжения $U_{дн} = 0,8 \div 1,6$ В между шиной источника питания и выходом ДН. Причем численные значения $U_{дн}$ равны 0,8 В для простейших динамических нагрузок [1,2], имеющих невысокое выходное сопротивление $R_{дн} \approx U_{Эрли} / I_0$, где $U_{Эрли}$ — напряжение Эрли выходного р-п-р транзистора ДН; $I_0 = I_0$ — статический ток эмиттера р-п-р выходного транзистора ДН.

Для интегральных р-п-р транзисторов $U_{Эрли} = 20 \div 30$ В. Следовательно, при $I_0 = 1$ мА применение классических ДН не позволяет получить большие значения K_u . Более высокие выходные сопротивления $R_{дн}$ реализуются в токовых зеркалах Вильсона или каскодных схемах токовых зеркал [1]. Однако они работают только в том случае, когда статическое напряжение $U_{дн}$ между выводами такой динамической нагрузки более, чем $2U_{\phi} \geq 1,6$ В. При низковольтном

питании это неприемлемо. Кроме этого, не все техпроцессы (например, внедряемый в России SGB25VD) допускают использование р-п-р транзисторов. Для других, например, радиационно-стойких технологий (ОАО «Интеграл», г. Минск), применение р-п-р транзисторов не рекомендуется в условиях радиационного воздействия на микроэлектронное изделие.

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

II. МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ДУ С ПОВЫШЕННЫМ УСИЛЕНИЕМ

Каскодные дифференциальные усилители. Архитектура многоканального ДУ с повышенным усилением показана на рис. 1 [3].

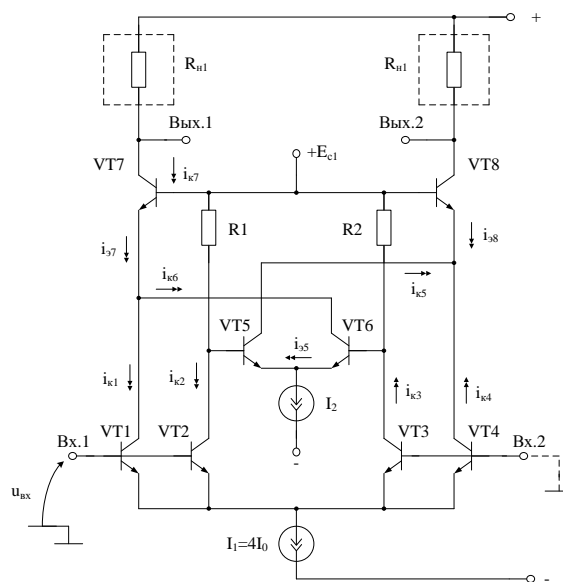


Рис. 1. Многоканальный каскодный усилитель с повышенным K_u

На рис. 1 входной дифференциальный каскод реализован на транзисторах VT1-VT2 и VT3-VT4, статический режим которых устанавливается токастабилизирующим двухполосником I_1 . Выходной дифференциальный каскод выполнен на транзисторах VT7 и VT8. Коллекторная нагрузка ДУ содержит резисторы $R_{н1}$ и $R_{н2}$. Коэффициент усиления по напряжению данной схемы относительно выхода Вых.1:

$$K_y = \frac{u_{\text{Вых}}}{u_{\text{Вх}}} \approx \frac{R_{н1}}{r_{э1} + r_{э4}} \left(1 + \frac{R_1}{r_{э5} + r_{э6}} \right), \quad (1)$$

где $R_1=R_2$;

$r_{эi}$ – сопротивление эмиттерного перехода i -го транзистора.

Если выбрать $I_2 = 2I_0$, $I_1 = 4I_0$, то

$$K_y = \frac{R_{н1} I_0}{2\varphi_T} \left(1 + \frac{R_1}{2\varphi_T} I_0 \right) \approx \frac{R_{н1} R_1 I_0^2}{4\varphi_T^2}, \quad (2)$$

где $\varphi_T = 26$ мВ – температурный потенциал.

Когда $I_0=1$ мА, $R_{н1}=R_1=1$ кОм из (2) получаем, что $K_y \approx 400$. Это значительно лучше, чем в классическом ДУ (рис. 2).

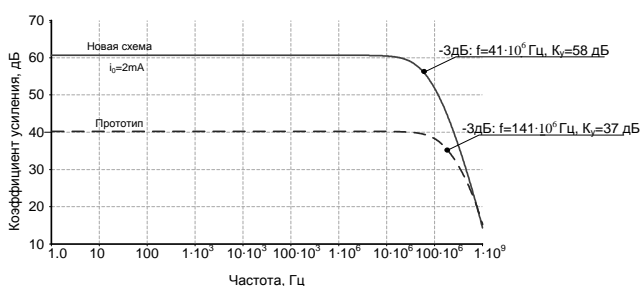


Рис. 2. Результаты компьютерного моделирования сравниваемых схем ДУ

В частном случае элементы R_1 и R_2 могут быть реализованы в виде р-п переходов.

Широкополосный усилитель на базе «перегнутого» каскода. На рис. 3 выходной, так называемый «перегнутый» каскод (ДК2) с парафазным выходом, реализован на основе транзисторов VT5 и VT6, статический режим которых по цепи базы устанавливается источником напряжения E_c . Нагрузкой каскода ДК2 являются резисторы $R_{н1}$ и $R_{н2}$. Схема также обеспечивает повышенное усиление, которое определяется формулой (2).

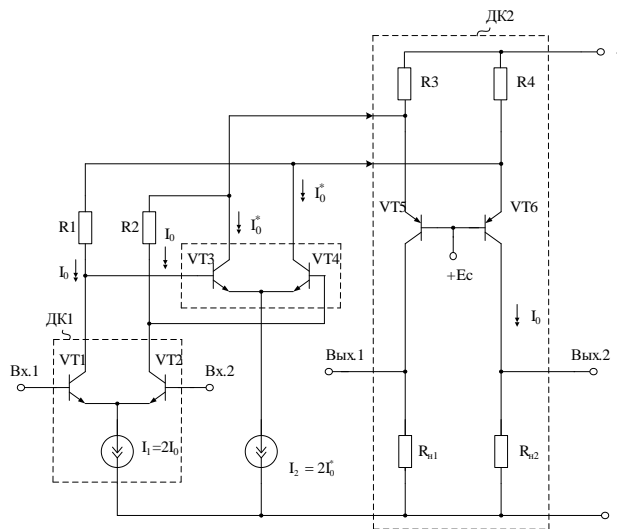
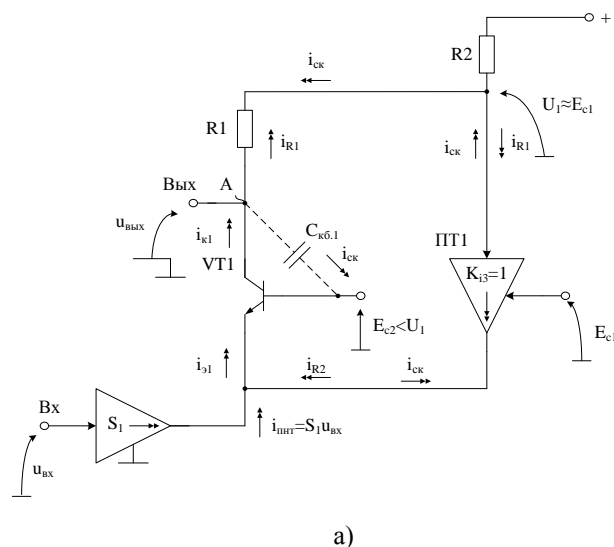


Рис. 3. Дифференциальный усилитель с парафазным выходом

III. МЕТОДЫ СОБСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ РЕЗИСТОРОВ КОЛЛЕКТОРНОЙ НАГРУЗКИ В КАСКОДНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Архитектуры широкополосных усилителей [4-6], в том числе каскодов рис. 4, рассмотренных в [7, 8], обеспечивают компенсацию влияния низкоомных резисторов коллекторной нагрузки (R_1) на коэффициент усиления по напряжению.

В качестве неинvertирующих повторителей тока ПТ1-ПТ2 в схемах рис. 4 рекомендуется применять транзисторные каскоды с общей базой или двухполосники с малым дифференциальным сопротивлением, например корректирующие конденсаторы с определенной емкостью, зависящей от диапазона рабочих частот, а также стабилитроны или диоды Видлара и т.п.



а)

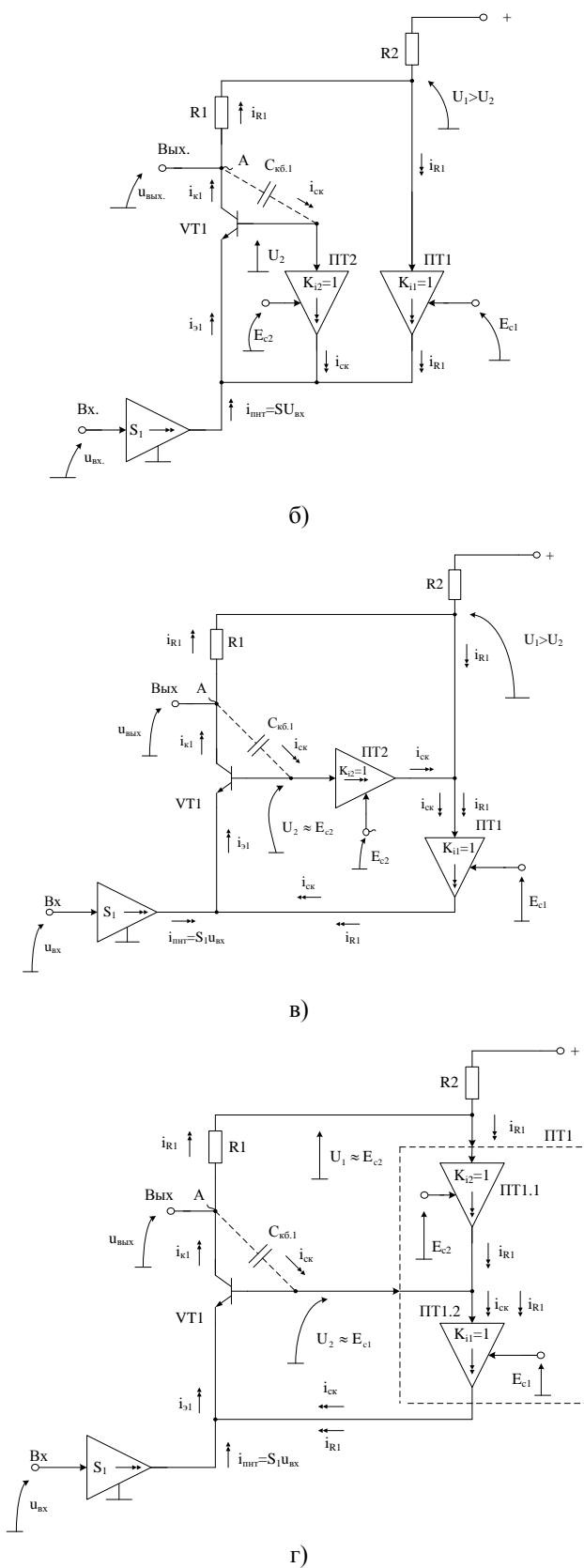


Рис. 4. Архитектуры каскодных усилителей с цепями собственной компенсации низкоомного резистора R1

В результате введения цепей компенсации в схемы рис. 4 эквивалентное сопротивление в коллекторной цепи транзистора VT1, определяющее коэффициент усиления каскодов, возрастает:

$$R_{н.эКВ} = \frac{u_{ВыХ}}{i_{ВыХ}} \Big|_{u_{ВХ}=0} = \frac{R_1}{|1 - \alpha_1 K_{i\Sigma}|} \gg R_1, \quad (3)$$

где $K_{i\Sigma} = i_{\gamma 1} / i_{R1} < 1$ - эквивалентный коэффициент передачи по току цепи компенсации ПТ1.

Поэтому при $\alpha_1 = 0,99$, $K_{i\Sigma} = 1$ коэффициент K_u увеличивается на один-два порядка. Данный вывод подтверждают результаты компьютерного моделирования [8].

IV. ТОКОВАЯ RC-КОРРЕКЦИЯ В КЛАССИЧЕСКИХ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ КАСКАДАХ УСИЛИТЕЛЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Для формирования «подъема» амплитудно-частотных характеристик ВЧ и СВЧ усилителей переменного тока широко применяется введение резисторов местной обратной связи в дифференциальные каскады и их последующее шунтирование корректирующими конденсаторами [11].

Недостаток такого способа RC-коррекции состоит в том, что в рабочем диапазоне частот коэффициент усиления по напряжению скорректированного таким образом каскада не может превышать его K_u на постоянном токе без резисторов местной обратной связи.

Особенности предлагаемого в [9,10] метода токовой RC-коррекции поясняет схема дифференциального усилителя рис. 5, в которой введён специальный канал на транзисторе VT3 по схеме с общей базой и корректирующий конденсатор C1. Основные требования к элементам схемы в диапазоне рабочих частот: $1/\omega C_1 \ll R_2$, $R_2 \gg r_{\gamma 3}$, где $r_{\gamma 3} = 25 \div 30$ Ом - сопротивление эмиттерного перехода транзистора VT3.

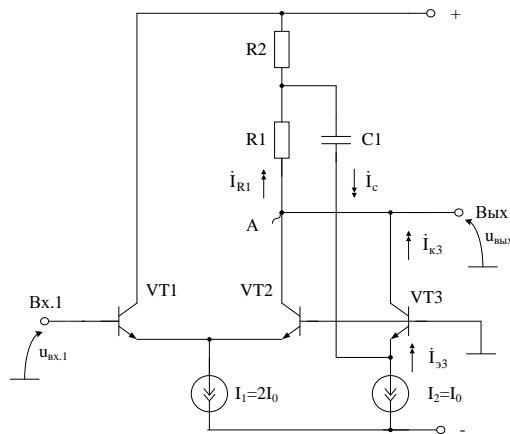


Рис. 5. Токвая RC-коррекция в широкополосном усилителе на основе классического дифференциального каскада (VT1, VT2)

Коэффициент усиления по напряжению ДУ рис. 5

$$\dot{K}_{y.n} = \frac{K_{y.n}}{1 - \frac{\alpha_3 R_2}{R_2 + r_{33} + 1/j\omega C_1}}, \quad (4)$$

где $K_{y.n} \approx S_{1-2} R_1$ - коэффициент усиления без RC-коррекции.

Таким образом, выигрыш по K_y , который дает токовая RC-коррекция в схеме рис. 5:

$$|\dot{N}_y(j\omega)| = \frac{|\dot{K}_{y.n}|}{K_{y.n}} = \frac{\sqrt{1 + \omega^2 C_1^2 \left(1 + \frac{r_{33}}{R_2}\right)^2}}{\sqrt{1 + \omega^2 C_1^2 \left(1 + \frac{r_{33}}{R_2} - \alpha_3\right)}}. \quad (5)$$

График функции $|\dot{N}_y(j\omega)| = \varphi(t)$ показан на рис. 6.

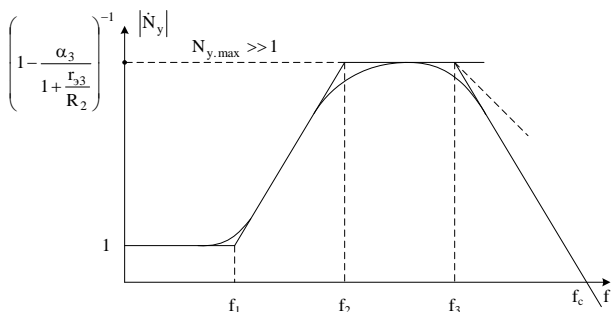


Рис. 6. Частотная зависимость коэффициента эффективности токовой RC-коррекции $|\dot{N}_y(j\omega)|$

На рис. 7 приведены амплитудно-частотные характеристики схемы рис. 5, полученные в среде Cadence на моделях транзисторов ФГУП НПП «Пульсар» при разных значениях емкости конденсатора $C1=Cn$, зависящей от диапазона рабочих частот.

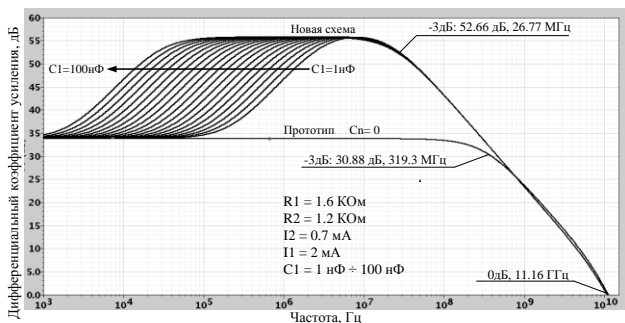


Рис. 7. Результаты моделирования амплитудно-частотных характеристик ДУ с токовой RC-коррекцией

Анализ рис. 6 – рис. 7 показывает, что рассматриваемый метод RC-коррекции позволяет повысить коэффициент усиления по напряжению в диапазоне частот $f_2 \div f_3$ до уровня, который на один-два порядка вы-

ше, чем максимальный коэффициент усиления классической схемы ДУ на постоянном токе.

Высокочастотная коррекция в каскодных усилителях. Особенности введения токовой ВЧ коррекции в каскодных ДУ показаны на рис. 8.

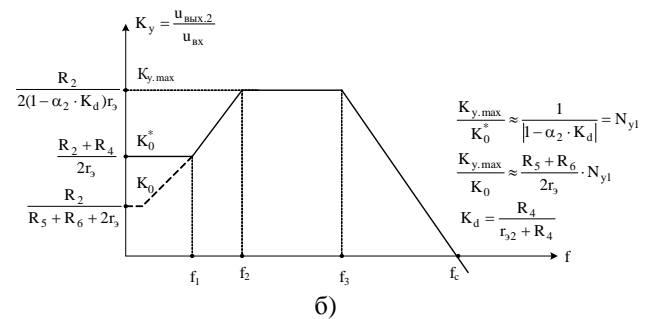
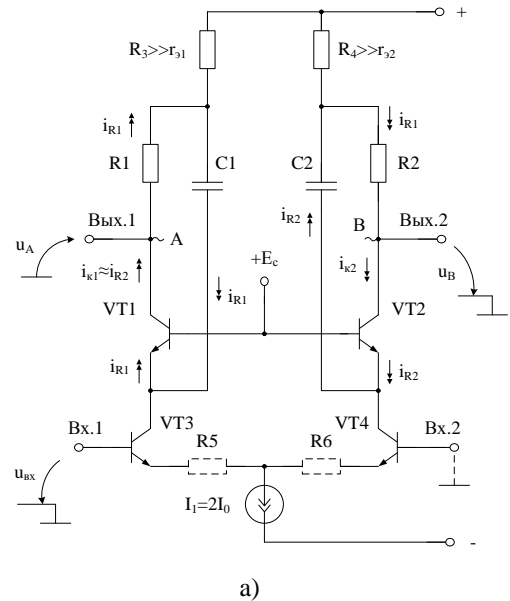


Рис. 8. Практическая схема каскодного ДУ с токовой RC-коррекцией (а) и её амплитудно-частотные характеристики (б)

На рис. 9 показана зависимость коэффициента усиления от частоты ДУ рис. 8а при разных значениях емкости корректирующего конденсатора $C1=C2=Cn$.

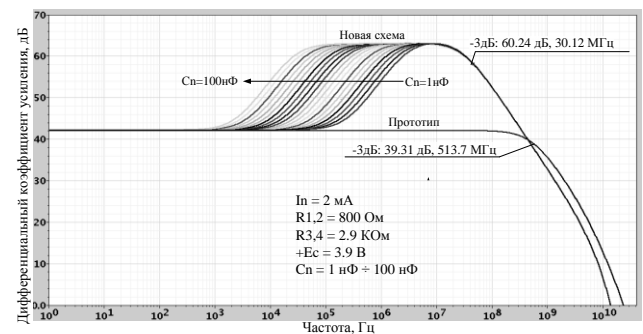


Рис. 9. Результаты компьютерного моделирования амплитудно-частотных характеристик ДУ при $C1=C2=Cn=var$

V. МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ
ТОКОВОЙ RC-КОРРЕКЦИИ

Каскодные усилители переменного тока. Эффективность компенсации импеданса коллекторной нагрузки R_1 в каскодных усилителях рис. 4 зависит от численных значений входного сопротивления ($r_{вх,k}$) канала компенсации. Должно быть $r_{вх,k} \ll R_2$. Для уменьшения $r_{вх,k}$ в схеме рис. 10 введена отрицательная обратная связь (транзистор VT3), что повышает точность передачи приращения тока через R_1 (i_{R1}) в коллектор транзистора VT2 ($i_{k2} \approx i_{R1}$).

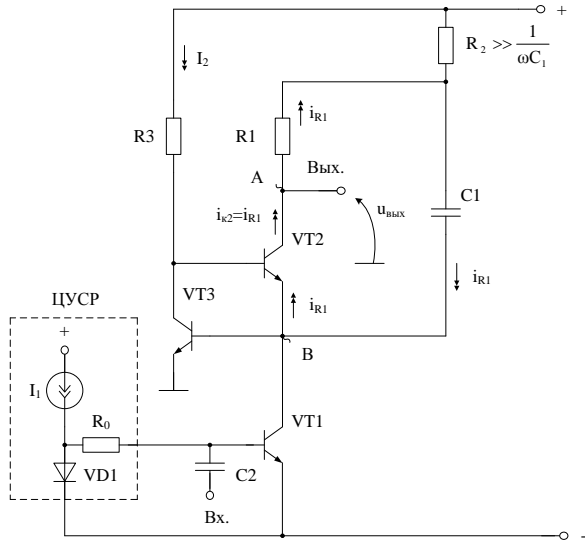


Рис. 10. Каскодный усилитель переменного тока с повышенной эффективностью компенсации импеданса R_1 в базисе элементов техпроцесса SGB25VD

Схема рис.10 обеспечивает повышение K_y в N_y^{**} -раз в сравнении с каскодом без VT3 и в N_y^* -раз в сравнении с классическим каскодом без токовой RC-коррекции.

$$N_y^* = \frac{1}{|1 - \alpha_2|} \gg N_y^{**}, \quad (6)$$

$$N_y^{**} = \frac{\left| 1 - \frac{\alpha_2}{1 + r_{32}/R_2} \right|}{|1 - \alpha_2|} \gg 1, \quad (7)$$

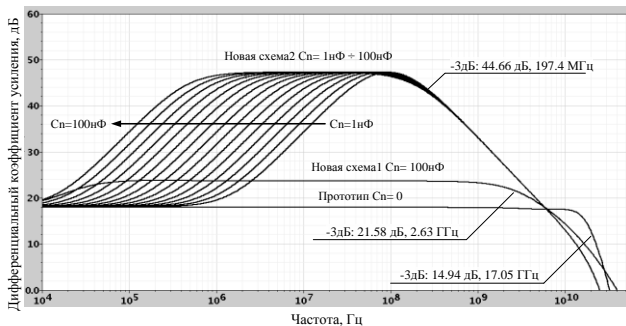


Рис. 11. Амплитудно-частотные характеристики каскодного усилителя рис. 10 при $C_1=C_n=var$

Каскодный ДУ с повышенной эффективностью собственной компенсации резисторов коллекторной нагрузки. На рис. 12 представлена другая схема ДУ с повышенным коэффициентом усиления по напряжению.

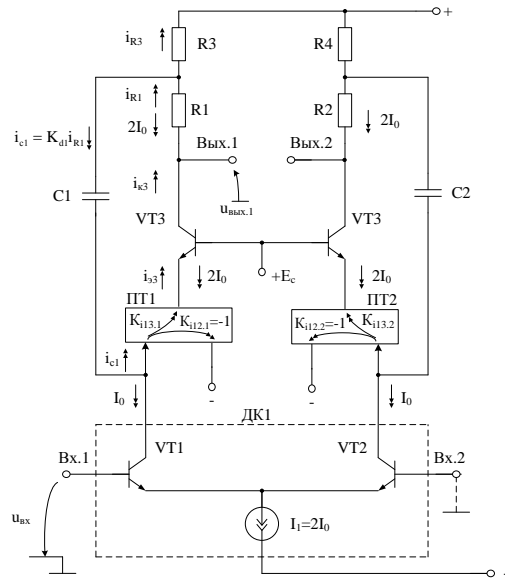


Рис. 12. Метод повышения эффективности собственной компенсации импеданса R_1 (R_2)

В качестве токовых зеркал ПТ1 и ПТ2 здесь могут применяться классические решения [1, 2].

Коэффициент усиления по напряжению ДУ рис. 12:

$$K_{y, предл.} \approx \frac{R_1}{(r_1 + r_{32}) (1 - \alpha_3 K_{i13.1} K_{d1})} \approx \frac{K_{y, кл.}}{(1 - \alpha_3 K_{i13.1} K_{d1})} \gg K_{y, кл.}, \quad (8)$$

где $\alpha_3 \approx 1$ – коэффициент передачи по току эмиттера транзистора VT3;

$K_{d1} = \frac{i_{c1}}{i_{R1}} \leq 1$ – коэффициент деления тока i_{R1} между резистором R_3 и конденсатором C_1 ;

$K_{i13.1}$ – коэффициент передачи по току токового зеркала ПТ1, равный отношению i_{33}/i_{c1} ;

$K_{y, кл.}$ – коэффициент усиления классического ДУ без токовой RC-коррекции.

Поэтому выигрыш по K_u в схеме рис. 12:

$$N_y = \frac{K_{y, предл.}}{K_{y, кл.}} \approx \frac{1}{(1 - \alpha_3 K_{i13.1} K_{d1})} \gg 1. \quad (9)$$

Численные значения K_u определяются знаменателем формулы (9), который зависит, прежде всего, от коэффициента усиления по току $K_{i13.1}$ токового зеркала ПТ1 и коэффициента деления тока i_{R1} между конденса-

тором C_1 и резистором R_3 ($K_{d1} < 1$). Например, для получения десятикратного выигрыша по усилению ($N_y = 10$) необходимо обеспечить равенство:

$$\alpha_3 K_{i13.1} \frac{R_3}{R_3 + R_1} = 0,99. \quad (10)$$

Если считать, что $R_3 \approx R_1$, $\alpha_3 = 0,99$, то из (10) следует, что $K_{i13.1}$ должен быть близок к значению 2, что обеспечивается топологией транзисторов, образующих токовые зеркала ПТ1 и ПТ2. При стабильных значениях R_3 , R_4 и α_3 можно реализовать достаточно стабильные значения K_u в рабочем диапазоне изменения дестабилизирующих факторов (температура, радиация и т.п.).

На рис. 13 приведены частотные зависимости коэффициента усиления по напряжению сравниваемых ДУ. Данные графики показывают, что, несмотря на применение низкоомной коллекторной нагрузки ($R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 150$ Ом), коэффициент усиления по напряжению ДУ рис. 12 повышается в диапазоне рабочих частот на 20 дБ, т.е. более чем на порядок в сравнении с K_u классического каскода.

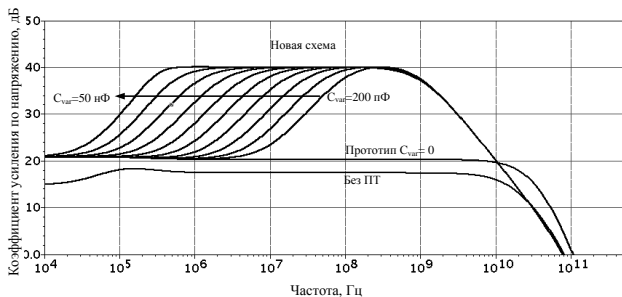


Рис. 13. Графики частотной зависимости $K_u = \varphi(f)$ сравниваемых каскодных ДУ

В практических схемах выигрыш по K_u получается на уровне 20-30 дБ.

VI. ВЫВОДЫ

1. Исследованы архитектуры каскодных дифференциальных усилителей с многоканальной архитектурой, обеспечивающей повышенные коэффициенты усиления по напряжению без применения динамических нагрузок на основе p-n-p транзисторов. В разработанных ДУ обеспечивается повышение эффективности использования напряжения источника питания (E_n) – увеличение на 0,8÷0,9В диапазона изменения выходных напряжений при сохранении всех основных положительных свойств каскода в диапазоне высоких частот.

2. Рассмотренные методы собственной компенсации резисторов коллекторной нагрузки расширяют представление разработчиков РЭА о методах повышения коэффициента усиления классических усилителей переменного тока.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Схемотехника широкополосных усилителей: Монография / Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В. Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2005. 218 с.
- [2] Архитектура и схемотехника аналоговых микросхем с собственной и взаимной компенсацией импедансов: монография / Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В. Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2007. 326 с.
- [3] Пат. 2439780 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/45. Каскодный дифференциальный усилитель / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». № 2011101718/08; заявл. 18.01.2011; опублик. 10.01.2012, Бюл. № 1. 11 с.
- [4] Прокопенко Н.Н. Особенности проектирования дифференциальных усилителей с повышенным коэффициентом усиления при низкоомной нагрузке / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Манжула В.Г. // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика, Телекоммуникации. Управление. СПб: Изд-во СПбГПУ, 2010. № 4 (103). С. 39-42.
- [5] Прокопенко, Н.Н. Метод повышения коэффициента усиления SiGe-операционных усилителей с низковольтным питанием / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Манжула В.Г. // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика, Телекоммуникации. Управление. СПб: Изд-во СПбГПУ, 2010. № 4 (103). С. 58-62.
- [6] Пат. 2432667 Российская Федерация, МПК8 H03F 3/34, 3/45. Дифференциальный операционный усилитель с малым напряжением питания / Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Наумов М.В.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2010143382/09; заявл. 22.10.2010; опублик. 27.10.2011, Бюл. № 10. – 14 с.
- [7] Прокопенко Н.Н. Метод собственной компенсации импедансов пассивной коллекторной нагрузки в широкополосных усилителях / Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В., Серебряков А.И. // Успехи современной радиоэлектроники. 2011. № 9. С. 71-76.
- [8] Пат. 2421878 Российская Федерация, МПК8 H03F 1/22, 3/42. Каскодный широкополосный усилитель / Прокопенко Н.Н., Крутинский С.Г., Будяков П.С.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». № 2010116767/09; заявл. 27.04.2010; опублик. 20.06.2011, Бюл. № 17. 14 с.
- [9] Perspective High-Frequency Correction in Differential and Broadband Amplifiers / N.N.Prokopenko, A.I.Serebryakov, P.S.Budyakov // 5th European Conference on Circuits and Systems for Communications (ECCSC'10). November 23–25, 2010, Belgrade, Serbia. P. 135-139.
- [10] Пат. 2428786 Российская Федерация, МПК8 H03F 1/22, 3/189. Каскодный усилитель / Прокопенко Н.Н., Будяков А.С., Серебряков А.И.; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». № 2010120969/09; заявл. 24.05.2010; опублик. 10.09.2011, Бюл. № 25. 9 с.
- [11] Пат. 3.660.773 США, H03F 3/45, Integrated circuit amplifier having an improved gain-versus-frequency characteristic / Maurice G.; Motorola, Inc. № 8835; заявл. 05.02.1970; опублик. 02.05.1972. 8 с.