

Реализация СВЧ ОУ в ограниченном БиКМОП базисе

С.Г. Крутчинский, Е.А. Жебрун

ЦП СБИС «Система на кристалле» при ТТИ ЮФУ, МНТЦ «МикАн», sgkrutch@mail.ru

Аннотация — На базе функционально-топологических принципов собственной и взаимной компенсации влияния малосигнальных параметров полевых и биполярных транзисторов предложен набор динамических нагрузок на МОП транзисторах и принципиальные схемы однокаскадных ОУ. Отличительной особенностью схем является равенство вкладов р-МОП и п-р-п транзистора с гетеропереходом. Приводятся результаты моделирования ОУ на базе компонентов технологического процесса SGB25VD. Показаны преимущества схемотехнических решений.

Ключевые слова — операционные усилители, СФ блоки, собственная и взаимная компенсация, параметрическая чувствительность, компенсирующие контуры обратных связей.

I. ВВЕДЕНИЕ

Проектирование СФ блоков смешанных систем на кристалле (СнК) ВЧ и СВЧ диапазонов по целому ряду объективных причин требует применения относительно универсальных операционных усилителей (ОУ). Для увеличения их коэффициента усиления и уменьшения «электрической» длины во входных дифференциальных каскадах, как правило, применяются динамические нагрузки на базе транзисторов с противоположным типом электронной проводимости [1]. С точки зрения максимизации диапазона рабочих частот таких ОУ при практических ограничениях на потребляемую мощность предпочтительными являются биполярные транзисторы с гетеропереходом на базе SiGe технологии [2]. Однако в ряде наиболее дешевых технологических процессов – SGB25VD, SGB25H1 возможно использование только п-р-п транзисторов и КМОП транзисторов со значительно более низким диапазоном рабочих частот. Так, для техпроцесса SGB25VD при потребляемом токе $I_0=1\text{mA}$ частотные свойства биполярного транзистора практически на порядок превосходят аналогичный показатель полевого транзистора.

Для расширения диапазона рабочих частот в усилительных каскадах можно использовать дополнительные цепи собственной компенсации, связывающие инвертирующий и неинвертирующий входы биполярного транзистора [3]. Однако, как показано в [4], в этом случае диапазон рабочих частот результирующего усилительного каскада ограничивается граничной частотой повторителя напряжения на полевом транзисторе, что недостаточно для широкого круга практических задач в СФ блоках. Именно поэтому дальнейшее совершенствование

схемотехники в БиКМОП базисе является актуальной задачей современной аналоговой микроэлектроники.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для решения общей задачи построения ОУ, как правило, используется структурный компромисс, связанный с созданием на базе р-МОП транзисторов динамических нагрузок для коллекторных цепей основного п-р-п транзистора с гетеропереходом. При этом в ущерб стабильности статического режима согласование токов осуществляется автономным источником тока, а коэффициент усиления увеличивается за счёт увеличения потребляемого тока входным дифференциальным каскадом. Типовым решением этой задачи является схема однокаскадного ОУ, рассмотренная в [5]. Можно утверждать, что такие решения являются неоптимальными ни структурно, ни параметрически.

С точки зрения влияния дифференциальных параметров биполярных и полевых транзисторов на коэффициент усиления любого каскада справедливо соотношение:

$$K_0 = \frac{S}{g_n + g_i + h_{22\text{ос}}}, \quad (1)$$

где $S = \alpha / h_{11\text{об}}$ – крутизна биполярного транзистора; g_i – проводимость сток-исток полевого транзистора; $h_{11\text{об}}, h_{22\text{ос}}$ – входное сопротивление и выходная проводимость биполярного транзистора; g_i – проводимость нагрузки каскада.

В относительно широком диапазоне частот этот же каскад в первом приближении описывается передаточной функцией первого порядка:

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + pK_0\tau_e}, \quad (2)$$

где $\tau_e = (c_{cb} + c_{ds} + c_{dg}) / S$ – эквивалентная постоянная времени; c_{cb}, c_{ds}, c_{dg} – межэлементные ёмкости транзисторов.

Из приведенных соотношений можно выделить доминирующие факторы, определяющие максимальный коэффициент усиления и граничную частоту каскада и сформулировать ряд частных задач, решение которых обеспечивает достижение поставленной цели. Так, сравнением g_i и h_{22} определяется направление структурной оптимизации

проектируемого каскада, а анализом составляющих τ_e обосновывается необходимость применения цепей собственной и взаимной компенсации. Например, для технологического процесса SGB25VD режимные зависимости входных p-p и p-МОП транзисторов, приведенные на рис.1, показывают, что доминирующим фактором для K_0 является $R_i = 1/g_i$, которое практически на порядок меньше $1/h_{22}$.

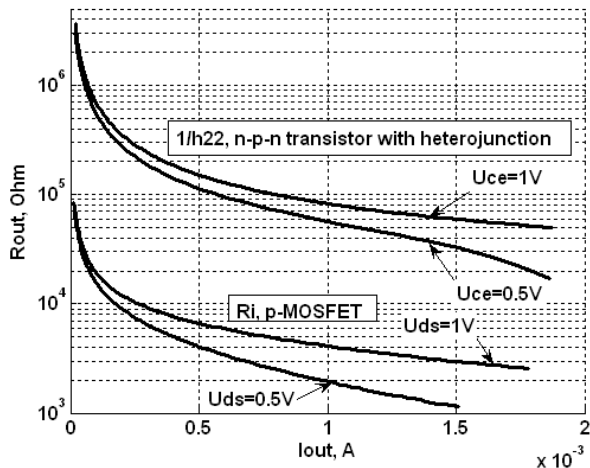


Рис. 1. Зависимость выходного сопротивления транзисторов от режима работы

Кроме этого, увеличение крутизны биполярного транзистора за счет увеличения потребляемого тока приводит к увеличению K_0 только до тех пор, пока указанный доминирующий фактор сохраняется. Именно такой подход использован в [5] и позволил обеспечить для однокаскадного ОУ следующие параметры: $K_0 = 32\text{дБ}$, $f_1 = 16\text{ГГц}$ при $I_0 = 10\text{мА}$.

Следует отметить, что частота единичного усиления биполярного SiGe транзистора [6] определяется режимным током и при оптимальном его выборе характеризует время запаздывания в каскаде, при этом частота единичного усиления субмикронных полевых транзисторов определяется главным образом паразитными емкостями $C_{зи}$ и $C_{зс}$.

Именно поэтому p-p транзистор в структуре ОУ должен выполнять основные функции преобразования сигнала. Таким образом, для дальнейшего увеличения коэффициента усиления необходим иной принцип построения динамической нагрузки, обеспечивающий уменьшение влияния g_i на K_0 . Именно это, как будет показано ниже, обеспечивает существенное повышение K_0 и широкополосность ОУ при уменьшении потребляемого тока.

III. ОСОБЕННОСТЬ СОБСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ В ДИНАМИЧЕСКИХ НАГРУЗКАХ НА МОП-ТРАНЗИСТОРАХ

Как показано в [3], для уменьшения влияния проходных проводимостей транзисторов на характеристики усилительных каскадов необходимо использовать дополнительную цепь собственной

компенсации, связывающую его инвертирующий и неинвертирующий входы. Однако характер физических процессов в полевых транзисторах показывает, что численное значение $R_i = 1/g_i$ не влияет на его управляющее напряжение. Именно поэтому для организации контура компенсирующей обратной связи в цепи истока необходимо конечное сопротивление, являющееся датчиком численного значения R_i . Независимость напряжения на затворе транзистора от этого фактора изменяет структуру компенсирующего контура. Подробно этот вопрос рассмотрен в [7]. С точки зрения поставленной задачи отметим, что увеличение дополнительного сопротивления в цепи истока эквивалентно увеличению глубины, компенсирующей влияние R_i обратной связи, поэтому её реализация дополнительной динамической нагрузкой на базе однотипного транзистора позволяет существенно уменьшить влияние этой нагрузки на реализуемый коэффициент усиления. В частном случае такая динамическая нагрузка реализует принцип «двойного каскада» [8]. Её принципиальная схема для дифференциального каскада ОУ показана на рис. 2.

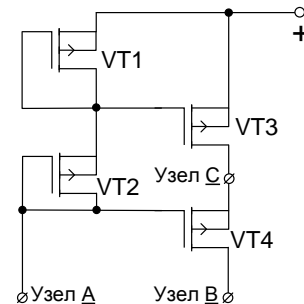


Рис. 2. Динамическая нагрузка "двойной каскод"

В этом случае эквивалентная выходная проводимость:

$$g_i \approx g_{i4} g_{i3} / g(g_{i4} + S_4) S_4 \quad (3)$$

$$g_i = g_{i3} / \mu_4$$

уменьшается на величину статического коэффициента усиления VT4 ($\mu = S_4 / g_{i4}$). Из соотношений (1) и (3) следует, что такой контур обратной связи уменьшает или, по крайней мере, не увеличивает чувствительность коэффициента усиления к малосигнальным параметрам МОП-транзисторов:

$$S_{g_{i3}}^K = S_{g_{i4}}^K = -S_{S_4}^K = -K \frac{g_{i3}}{\mu_4 S} \quad (4)$$

и при максимизации не увеличивает его нестабильность.

Дальнейшее уменьшение эквивалентной проводимости (3) и, следовательно, увеличение коэффициента усиления (1) можно осуществить дополнительным увеличением сопротивления в цепи

истока МОП транзистора переходом к цепи «тройного каскода» (рис. 3).

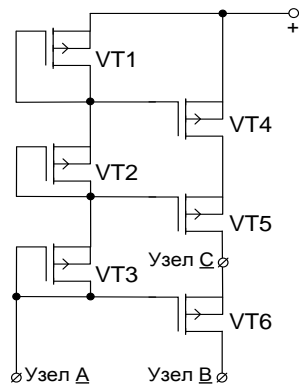


Рис. 3. Динамическая нагрузка "тройной каскод"

В этом случае в соотношении (1) необходимо g_i заменить на его эквивалент:

$$g_i = g_{i4} / \mu_5 \mu_6. \quad (5)$$

При этом параметрическая чувствительность K к нестабильности параметров р-МОП транзисторов будет иметь следующий вид:

$$S_{g_{i5}}^K = S_{g_{i6}}^K = S_{g_{i4}}^K = -S_{S_5}^K = -S_{S_6}^K = -K \frac{g_{i4}}{S \mu_5 \mu_6}. \quad (6)$$

что, в конечном итоге, повышает общую стабильность коэффициента усиления схемы. Однако, как видно из рис. 3, при реализации ОУ на базе такой динамической нагрузки необходимо для обеспечения нормального (гарантирующего необходимые S и g_i) режима работы увеличить напряжение питания.

Для уменьшения требуемого напряжения шины питания без ухудшения основных качественных показателей динамической нагрузки можно, как показано на рис. 4, использовать дополнительный компенсирующий инвертирующий усилитель на базе VT1.

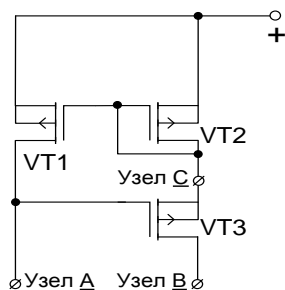


Рис. 4. Динамическая нагрузка с дополнительным компенсирующим усилителем

В этом случае:

$$g_i = g_{i2} / \mu_1 \mu_3 \quad (7)$$

по своей структуре совпадает с соотношением (5), а параметрические чувствительности:

$$S_{g_{i2}}^K = S_{g_{i1}}^K = S_{g_{i3}}^K = -S_{S_1}^K = -S_{S_3}^K = -K \frac{g_{i2}}{S \mu_1 \mu_3} \quad (8)$$

создают по аналогии со схемой рис. 3 необходимые степени свободы при выборе режимных токов и типов полевых транзисторов.

Рассмотренные цепи компенсации в динамических нагрузках уменьшают также влияние выходных емкостей основных МОП транзисторов на эквивалентную постоянную времени каскада. Так, для схемы рис. 2:

$$\tau_e = \frac{1}{S \cdot S_4} (C_3 g_{i4} + C_4 g_{i3}) \approx \frac{1}{S \mu} (C_3 + C_4), \quad (9)$$

где C_j – выходная паразитная емкость j -ого транзистора.

Для «тройного каскода» (рис. 3):

$$\tau_e = \frac{1}{S \mu_5 \mu_6} (C_6 + C_5), \quad (10)$$

а в схеме с дополнительным компенсирующим усилителем рис. 3:

$$\tau_e = \frac{1}{S \mu_1 \mu_3} (C_3 + C_2). \quad (11)$$

Настоящее свойство рассмотренных динамических нагрузок способствует расширению диапазона рабочих частот различных ОУ, причём, как видно из (1), (5), (7), (10), (11), увеличение его коэффициента усиления сопровождается и увеличением предельно реализуемой граничной частоты основного каскада усиления входного сигнала.

Однако относительно высокое эквивалентное сопротивление в цепи затвора VT3 динамической нагрузки (рис. 4) приводит к увеличению влияния проходной ёмкости этого транзистора. Для исключения этого, в общем случае негативного, эффекта в схеме такой динамической нагрузки можно использовать дополнительный истоковый повторитель (рис. 5). При использовании этой схемы справедливы соотношения (7), (8) и (11).

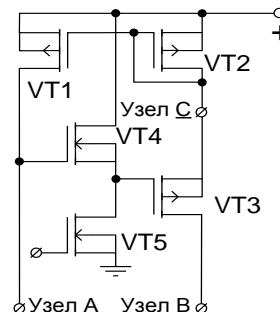


Рис. 5. Динамическая нагрузка с компенсацией R_i и дополнительным истоковым повторителем

Приведённые схемы динамических нагрузок создают вполне достаточную область схемотехнических альтернатив при создании ВЧ и СВЧ ОУ в БИКМОП базисе.

Благоприятным фактором, направленным на расширение диапазона рабочих частот дифференциального каскада, является приращение его передаточной функции:

$$\Delta K(p) = \frac{S_4}{g_{i4} + h_{22} + g_n} \cdot \frac{1}{1 + S_4/g_{i3}} \cdot \frac{pC_3/g_{i3} + 1}{pC_3/S_4 + 1}, \quad (12)$$

связанное с увеличением передачи по цепи затвор-сток любого из транзисторов рассмотренных динамических нагрузок. Ниже будет показано, что этот фактор совместно с цепью взаимной компенсации позволяет повысить запас устойчивости по фазе ОУ.

IV. ПРИНЦИП ВЗАИМНОЙ КОМПЕНСАЦИИ ВЛИЯНИЯ ПАРАЗИТНЫХ ЕМКОСТЕЙ НА ДИАПАЗОН РАБОЧИХ ЧАСТОТ ОУ

Полученные результаты показывают, что доминирующими факторами, ограничивающими диапазон рабочих частот ОУ с минимальной электрической длиной, являются проходные емкости транзисторов и емкости на подложку (C_{Π}). В [9] показано, что минимизация их влияния на f_1 приводит к принципу взаимной компенсации, когда дополнительная емкость C_k уменьшает эквивалентную постоянную времени всего усилителя.

Для реализации принципа взаимной компенсации влияния эквивалентной емкости нагрузки i -го каскада необходимо выход j -го каскада усилителя подключить к выводу дополнительного (в данном случае компенсирующего) конденсатора C_k .

Если в структуре усилителя используется последовательное включение каскадов:

$$K_0 = \prod_i K_{oi} \alpha_i, \quad H_i(p) = \prod_i K_{oi} \alpha_i, \quad F_i(p) = \prod_{j=1}^i K_{oj} \alpha_j \quad (13)$$

то это условие можно конкретизировать до численного значения дополнительного конденсатора:

$$C_k = \left(C_{\Pi} + \sum_o C_{oxj} \right) \cdot \left[\prod_{l=i+1}^m K_{ol} - 1 \right], \quad (14)$$

где α_i , α_j – коэффициент передачи межкаскадной связи; $H_i(p)$ – передаточная функция усилителя при подключении источника входного сигнала к неинвертирующему входу i -того транзистора; $F_i(p)$ – передаточная функция на входе i -того каскада.

Настоящее соотношение показывает, что эффективность такого способа решения общей задачи зависит от идентичности процессов в тех компонентах, модели которых и характеризуют эти емкости. В этой связи в качестве C_k целесообразно использовать один

из активных компонентов в соответствующем режиме работы.

Непосредственное использование найденного принципа показано на рис. 6.

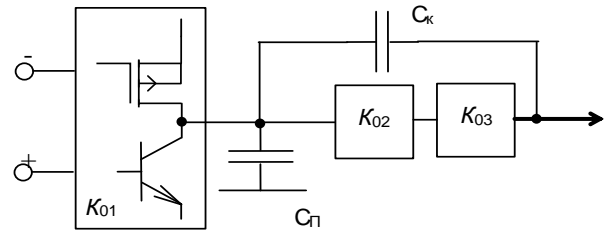


Рис. 6. Взаимная компенсация влияния C_{Π} и C_k на частотные характеристики усилителя

Здесь при условии $K_0 \approx K_{01}$ проводимости $g_{\text{вх}2}$ и $g_{\text{вых}1}$ достаточно малы и влияние C_{Π} максимально, что и определяет ее доминирующее значение. В соответствии с (13) – (14) введение C_k при выполнении:

$$C_k = C_{\Pi} \cdot (K_{02}K_{03} - 1) \quad (15)$$

исключает влияние C_k и C_{Π} .

Недостатком взаимной компенсации является относительно высокая чувствительность этого условия к нестабильности C_{Π} и C_k . Так, для указанного на рис. 6 случая относительная чувствительность постоянной времени усилителя τ_{θ} и, следовательно, его граничной частоты:

$$S_{C_{\Pi}}^{\tau_{\theta}} = \frac{C_{\Pi}(1 - K_{22}K_{03})}{C_k + C_{\Pi}(1 - K_{02}K_{03})}, \quad (16)$$

$$S_{C_k}^{\tau_{\theta}} = \frac{C_k}{C_k + C_{\Pi}(1 - K_{02}K_{03})} \quad (17)$$

непосредственно определяется желаемым (достигнутым) уровнем компенсации. Именно поэтому и будет наблюдаться режимная зависимость частоты единичного усиления такого устройства.

В однокаскадных усилителях выполнение приведённых условий приводит к большому значению C_k и поэтому потребует увеличения тока выходного каскада K_{03} . Из соотношений (15), (16) и (17) следует, что сигнал компенсирующей обратной связи целесообразно вводить в узел, обеспечивающий численные значения $H_i(p)$ и $F_i(p)$, близкие к реализуемому коэффициенту усиления. Как видно из схемы динамических нагрузок (рис. 2-5), таким узлом является исток одного из транзисторов (узел С). В этом случае эффективность C_k повышается за счёт дополнительного положительного фазового сдвига передачи сигнала из узла А в выходной узел В. Однако иногда выбор узла подключения выходного зажима C_k требует детального анализа полной схемы проектируемого усилителя.

V. СТРУКТУРА ОДНОКАСКАДНОГО СВЧ ОУ

Для максимизации диапазона рабочих частот в общем случае парафазных ОУ необходимо не только уменьшать "электрическую длину" усилителя, но и создать условия для выбора оптимального с точки зрения численного значения f_T тока коллектора биполярного транзистора. Такие условия создаёт структура ОУ, приведённая на рис. 7.

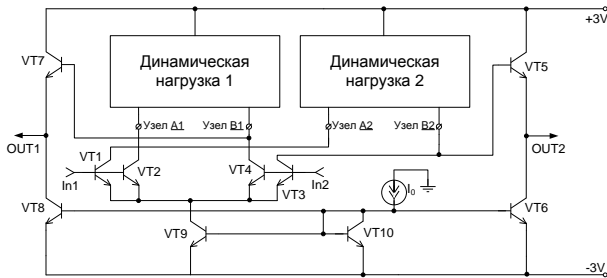


Рис. 7. Структура однокаскадного СВЧ ОУ

Здесь динамические нагрузки 1 и 2 обеспечивают симметричность входного дифференциального каскада на биполярных транзисторах. При этом, как видно из соотношения (1), максимальное значение коэффициента усиления обеспечивается при $g_i \leq h_{22}$ и определяется глубиной внутренней обратной связи биполярного транзистора. Таким образом, как видно из рис. 1, использование технологического процесса SGB25VD требует от динамической нагрузки десятикратного уменьшения g_i , отмеченного в соотношениях (3), (5), (7). Характер режимной зависимости h_{22} и g_i показывает, что возникающие степени свободы можно использовать и для уменьшения потребляемого таким ОУ тока.

Результаты моделирования ОУ на компонентах техпроцесса SGB25VD при токах коллекторов n-p-n транзисторов с гетеропереходом приведены в табл. 1 и табл. 2. Здесь же для контроля уровня компенсации влияния параметров p-MOП транзисторов на характеристики ОУ приведен вариант схемы с идеальной динамической нагрузкой, когда используемые в простейшей динамической нагрузке полевые транзисторы идеальны.

Дополнительное увеличение дифференциального коэффициента усиления K для случая динамической нагрузки типа «тройной каскод» объясняется, как видно из рис. 3, дополнительными каналами передачи сигнала узла А через затворы транзисторов VT5, VT6 к выходному (токовому) узлу В. Различные значения граничных частот усиления (f_{cp}) и его частоты единичного усиления (f_i) объясняется не только различными значениями K , но и частотными свойствами динамических нагрузок с учётом определённого соотношением (12) эффекта частотной коррекции. В качестве аналога предложенным схемам в отдельной строке приведены параметры СВЧ ОУ, выполненного на этих же транзисторах, но с резистивным (p-MOП) вариантом нагрузки биполярных транзисторов. Сопоставление численных данных показывает достаточно высокую

эффективность предложенных способов построения однокаскадных СВЧ ОУ в ограниченном БикМОП базисе.

В ряде случаев при фиксированной глубине обратной связи таких СВЧ ОУ можно за счёт уменьшения запаса устойчивости в соответствии с (15)-(16) обеспечить цепями частотной коррекции расширение диапазона рабочих частот. Подключение дополнительного корректирующего конденсатора осуществляется в соответствии с предложенной выше методикой. Так, для простейшего (непарафазного) ОУ с каскодной динамической нагрузкой принципиальная схема СВЧ ОУ приведена на рис. 8, а результаты её моделирования представлены на рис. 9.

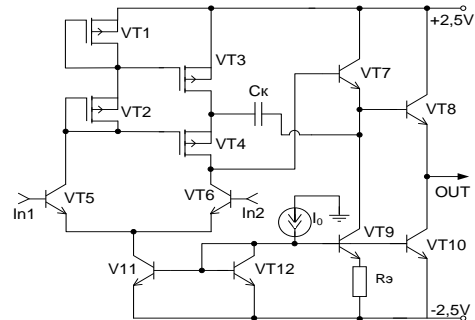


Рис. 8. Принципиальная схема простейшего однокаскадного СВЧ ОУ

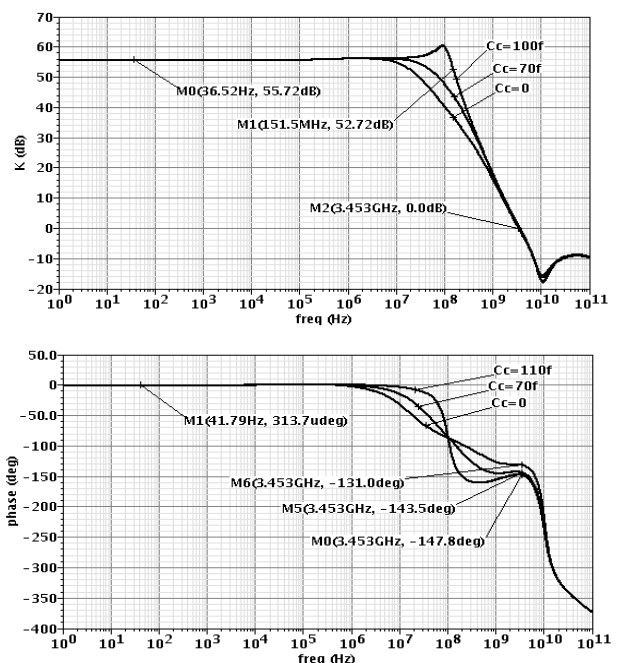


Рис. 9. Амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики ОУ при $C_k = 0$, $C_k = 70\text{фФ}$ и $C_{Комм} = 110\text{фФ}$

Как показывают приведённые результаты, использованные цепи частотной коррекции, реализованной на базе C_k и входного узла С динамической нагрузки, позволяют практически на порядок увеличить диапазон рабочих частот СВЧ ОУ при незначительном (менее 17°) изменении запаса устойчивости.

Таблица 1

Результаты моделирования СВЧ ОУ с различными нагрузками в режиме малых токов

параметр	$K_{оссн}$ дБ	$f_{гр_оссн}$ МГц	K_d дБ	$f_{гр}$ МГц	f_l ГГц	$v_{фронта}^+$ кВ/мкс	$v_{фронта}^-$ кВ/мкс	$U_{вых.max}^+$ В	$U_{вых.min}^-$ В	$E_{см}$ мВ	I_k мА
рис .2	96	135.8	60	13.28	5.66	6.24	1.51	2.1	-2.23	0.5	0.2
рис .3	86	3357	66	7.42	5.17	11.2	1.79	1.67	-2.14	-0.23	0.2
рис .4	82	2957	61	12.38	5.68	18	1.87	1.5	-2.23	-0.13	0.2
рис .5	108	50.42	58	17.96	4.07	13.01	1.87	1.54	-2.23	3.89	0.2
идеальная нагрузка	51	-	63	12.4	6.86	4.87	1.27	3	-2.23	-0.34	0.2
Аналог [5]	58	29.5	30	88.91	3	1.7	0.7	1.6	-1.2	4.1	0.2

Примечание: $K_{оссн}$ - коэффициент ослабления синфазного сигнала; $f_{гр_оссн}$ - граничная частота ослабления синфазного сигнала; $v_{фронта}^+$, $v_{фронта}^-$ - скорости нарастания положительного и отрицательного фронтов; $U_{вых.max}^+$, $U_{вых.min}^-$ - максимальное и минимальное выходное напряжение; $E_{см}$ - напряжение смещения. Напряжение питания $\pm 3В$.

Таблица 2

Результаты моделирования при оптимальных токах биполярных транзисторов

параметр	$K_{оссн}$ дБ	$f_{гр_оссн}$ МГц	K_d дБ	$f_{гр}$ МГц	f_l ГГц	$v_{фронта}^+$ кВ/мкс	$v_{фронта}^-$ кВ/мкс	$U_{вых.max}^+$ В	$U_{вых.min}^-$ В	$E_{см}$ мВ	I_k мА
рис .2	95	0.53	58	83.7	18.8	18.7	5.99	1.77	-2.23	-0.014	1
рис .3	82	0.6	60	56.41	15.84	14.7	7.5	1	-2.23	-0.9	1
рис .4	99	146.4	59	77.21	18.4	41.6	8.68	1	-2.23	1.49	1
рис .5	101	593.7	56	107.8	14.2	29.45	8.87	1.16	-2.23	2.97	1
идеальная нагрузка	58	-	56	121.7	25.02	25.1	6.07	3	-2.23	2.84	1
Аналог [5]	57	3359	36	247.5	17.5	7.97	5.15	1.6	-1.6	18.4	1

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные в работе результаты подтверждают исходные теоретические положения [3], [9], связанные с возможностью композиции схемотехнических новаций в усилительных устройствах. Действительно, цепи собственной компенсации малосигнальных параметров транзисторов влияют на достижимый коэффициент усиления ОУ при низкой параметрической чувствительности и сохранении неизменной граничной частоты. Цепь взаимной компенсации влияния паразитных емкостей активных элементов не только расширяет диапазон рабочих частот ОУ, но и позволяет сохранить необходимый запас устойчивости по фазе.

Минимальная электрическая длина таких ОУ создает дополнительные параметрические степени свободы, которые можно использовать для максимизации диапазона рабочих частот функциональных устройств на базе этих ОУ. Например, при создании масштабных или инструментальных усилителей, когда требуемая глубина обратной связи оказывается неизменной, можно за счет увеличения корректирующей емкости в несколько раз увеличить граничную частоту ОУ при сохранении необходимого запаса устойчивости по фазе.

Равенство вкладов биполярных транзисторов с гетеропереходом и МОП транзисторов в достижимые ОУ параметры позволяет существенно расширить область применения компонентно-ограниченного БиКМОП базиса в сложно-функциональных блоках современных микропроцессорных систем.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Heinemann B. Complementary SiGe BiCMOS. Electrochemical Society Proceeding. V. 2004-07. P. 25-31.
- [2] Innovations for High Performance Microelectronics [IHP, Germany]. URL: www.ihp-microelectronics.com (дата обращения: 10.02.12).
- [3] Krutchinsky S.G., Prokopenko N.N., Starchenko E.I. Structurally topological principles of self-compensation in electronic devices // Proceeding ICCSC'04. Moscow, Russia, 2004. P. 26-30.
- [4] Крутчинский С.Г. Современная микросхемотехника и конкурентоспособность отечественных аналоговых ИС и смешанных СФ блоков // Научно-технический журнал «Электронные компоненты». №1. 2009. С. 6-10.
- [5] Годовой отчет института Информационной электроники в 2006 г [IHP, Germany]. URL: http://www.ihp-microelectronics.com/downloads/94/IHP_AR_2006.pdf (дата обращения: 10.02.12).
- [6] Ashburn Peter SiGe Heterojunction Bipolar Transistors / Peter Ashburn. Wiley & Sons, 2003. 286 p.
- [7] Krutchinsky S., Bespyatov V., Korolev A., Zhebrun E., Zolotarev A. Circuitry design feature of stages with high-gain coefficient on field-effect transistors. Advanced Materials Research V. 320 (2011). Trans Tech Publications, Switzerland, 2011. P. 589-596.
- [8] Прокопенко Н.Н., Будяков А.С. Архитектура и схемотехника быстродействующих операционных усилителей. Шахты: ЮРГУЭС, 2006. 231 с.
- [9] Krutchinsky S.G., Prokopenko N.N., Budyakov A.S. Compensation Methods of Basic Transistors Output Capacitance Components in Analog Integrated Circuits // Proceeding ICCSC'06. Bucharest, Romania, 2006. P. 44-49.