

# Собственная компенсация влияния малосигнальных параметров в каскадах на КМОП транзисторах

С.Г. Крутччинский, Г.А. Свизев

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

**Аннотация** — Рассмотрена особенность введения цепей собственной компенсации влияния дифференциальных параметров КМОП транзисторов на коэффициент усиления и диапазон рабочих частот каскадов. Показано, что указанные цепи компенсации уменьшают параметрическую чувствительность каскадов и не приводят к противоречивым параметрическим условиям. Приводятся примеры экономичных каскадов с высокой площадью усиления. Сформулированы выводы.

**Ключевые слова** — микросхемотехника, структурный синтез, сложно-функциональные блоки, дифференциальный каскад.

## I. ВВЕДЕНИЕ

Применение КМОП транзисторов в аналоговой микросхемотехнике как альтернатива биполярным структурам при любых технологических нормах существенно уменьшает достижимый диапазон рабочих частот, а в ряде случаев и динамический диапазон проектируемых схем [1]. Однако стремление реализовать смешанные микроэлектронные системы как системы на кристалле (СнК) является мощным стимулом для развития аналоговой микросхемотехники на КМОП транзисторах. В этом отношении базовыми узлами СФ блоков аналого-цифрового тракта преобразования являются инструментальные усилители, компараторы, фильтры, драйверы, реализуемые на базе как операционных усилителей (ОУ), так и обычных каскадов. Именно качественные показатели каскадов, и в первую очередь, коэффициент усиления и граничные частоты, определяют качество усилителей и, следовательно, метрологические характеристики аналого-цифровых СФ блоков. Несмотря на усилия многих специалистов (анализ выполнен в [2]) эти исследования только начинаются. Для обеспечения высокого коэффициента усиления ОУ в этом случае используются многокаскадные структуры, что в силу целого ряда известных причин, связанных с увеличением порядка их передаточной функции, значительно ухудшает качественные показатели СФ блоков. Подтверждением является отсутствие предельных оценок по достижимым уровням коэффициента передачи синфазного напряжения ( $K_{сн}$ ), дифференциального коэффициента усиления ( $K$ ), их граничных частот ( $f_{гр}$ ), минимально возможной потребляемой мощности и т. п. даже в простейших каскадах с динамической нагрузкой.

## II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для увеличения реализуемого  $K$  в [3] предложено развитие принципов собственной компенсации [4], направленного на минимизацию влияния выходных проводимостей КМОП транзисторов ( $g_i$ ). В силу единственности контуров этой компенсации, которые сохраняют другие характеристики каскадов и максимизируют  $K$ , такие цепи компенсации (рис. 1) являются универсальными.

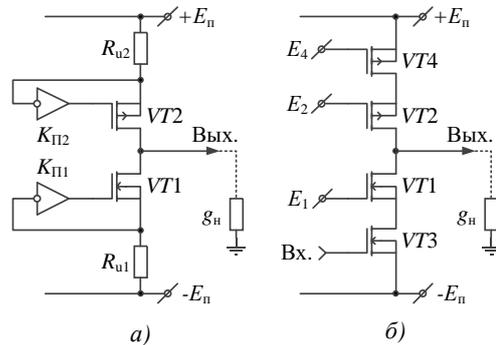


Рис. 1. Цепи собственной компенсации в каскаде с динамической нагрузкой

Коэффициенты передачи компенсирующих усилителей  $K_{П1}$  и  $K_{П2}$  непосредственно определяют реализуемый дифференциальный коэффициент усиления  $K$  и его параметрическую чувствительность  $S$ :

$$K = \frac{S_1}{g_n + \frac{g_{i1}}{K_1} + \frac{g_{i2}}{K_2}}, \quad K_j = 1 + R_{nj} (g_{ij} + S_1 (1 + K_{Пj})), \quad (1)$$

где  $j = 1, 2$ ,  $S_j$  – крутизна  $j$ -го МОП транзистора,

$$S_{R_{i1}}^K = S_{R_{u1}}^K = K \frac{1/(S_1 (R_{i1} + R_{u1}))}{1 + S_1 R_{П1} (1 + K_{П1})}, \quad (2)$$

$$S_{R_{i2}}^K = S_{R_{u2}}^K = K \frac{1/(S_1 (R_{i2} + R_{u2}))}{1 + S_2 R_{П2} (1 + K_{П2})}, \quad (3)$$

где  $R_{П1} = R_{i1} \parallel R_{u1}$ ,  $R_{П2} = R_{i2} \parallel R_{u2}$ ,  $R_{ij} = 1/g_{ij}$ .

Как видно из общей структуры (рис. 1а), при  $K_{п1} = K_{п2} = 0$  и замене резисторов  $R_{п1}$ ,  $R_{п2}$  на транзисторы реализуется (по аналогии с биполярными структурами) «двойной каскод» [5] в КМОП базе (рис. 1б) как частный случай цепи собственной компенсации.

Действие рассматриваемых цепей компенсации обратных связей распространяется и на емкостные составляющие участка цепи сток-исток полевых транзисторов. Однако это приводит к увеличению порядка передаточной функции, когда старший коэффициент её характеристического уравнения может уменьшаться только в случае применения дополнительных усилителей  $K_{п1}$  и  $K_{п2}$ . Указанный фактор определяет эффективность настоящего вида собственной компенсации.

Указанные контуры не изменяют степени влияния проходных (затвор-сток) емкостей. Кроме этого, в отличие от каскадов на биполярных транзисторах, здесь невозможна и взаимная компенсация влияния различных реактивных элементов. Следовательно, для решения общей задачи повышения основных качественных показателей КМОП усилителей необходимо развитие общего принципа собственной компенсации [6] в таком направлении, чтобы расширение диапазона рабочих частот не препятствовало увеличению дифференциального коэффициента усиления.

### III. СОБСТВЕННАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ВЛИЯНИЯ ПРОХОДНЫХ ЕМКостей

По аналогии с [6] увеличение граничных частот каскадов с динамической нагрузкой возможно только в структурах, предложенных в [7], когда цепи собственной и взаимной компенсации связывают затвор (инвертирующий вход) и исток (неинвертирующий вход) активного элемента через специальный усилитель тока  $K_{п}$  (рис. 2а). Эти цепи являются достаточными и единственными для решения обсуждаемой задачи.

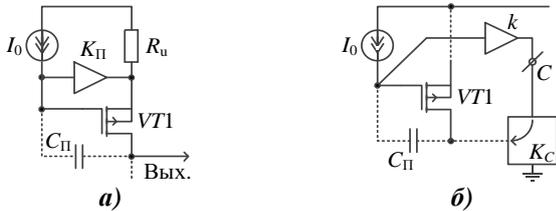


Рис. 2. Взаимодействие цепей собственной и взаимной компенсации влияния проходной емкости полевого транзистора

Согласно методике [6], передаточная функция каскада с указанной конфигурацией цепей компенсации будет иметь следующий вид:

$$F(p) = \frac{K_{ос}}{1 + p \frac{C_{п}}{S} K_{ос} (1 - K_{п})}, \quad (4)$$

где  $K_{ос}$  – коэффициент усиления каскада с общим затвором.

Таким образом, при  $K_{п} = 1$  наблюдается полная собственная компенсация влияния проходной емкости  $C_{п}$ , а при  $K_{п} > 1$  эквивалентная (результатирующая) постоянная времени становится отрицательной и взаимно компенсирует влияние других, неучтенных в (4), реактивных составляющих.

При построении схем с взаимной компенсацией необходимо применение усилителя тока или преобразователя ток-напряжение с относительно большим коэффициентом усиления, который может быть реализован другими (смежными) частями схемы. Так, если в каскаде или усилителе существует узел  $C$ , обеспечивающий реализацию  $K_{с} > 1$  (рис. 2б), то организация обсуждаемого контура может быть осуществлена посредством дополнительного преобразования (усилителя) с токовым входом  $k$ . В этом случае в соотношении (4)  $K_{п}$  необходимо заменить на равенство

$$K_{п} = k K_{с} / K_{ос}. \quad (5)$$

Выбор необходимого численного значения  $K_{п}$  может осуществляться посредством дополнительного преобразователя  $k$ , согласующего цепь источника тока  $I_0$  с дополнительным входом  $C$  без изменения других качественных показателей устройства.

В общем случае уровень компенсации влияния паразитных емкостных элементов транзисторов на диапазон рабочих частот всего усилителя определяется требуемым запасом устойчивости при воздействии реальной суммы дестабилизирующих факторов. Для прецизионных устройств эта оценка может быть выполнена посредством методики, изложенной в [6]. Применительно к отдельным каскадам её составная часть связана с определением эквивалентной постоянной времени и, следовательно, граничной частоты ( $f_{гп}$ ). В этом случае:

$$F(p) = \frac{K_{ос}}{1 + p K_{ос} T}, \quad (6)$$

где  $T$  – эквивалентная постоянная времени каскада.

В каскадах с собственной компенсацией влияния выходной проводимости транзисторов на коэффициент усиления эта постоянная времени определяется суммой отдельных составляющих:

$$T = (\tau_{в1} + \tau_{в2}), \quad (7)$$

причем  $\tau_{в1}$  образована выходными емкостями транзисторов и в общем случае определяется соотношением:

$$\tau_{в1} = \frac{1}{S_1} \left[ \frac{\frac{C_1}{S_1 R_{i3}} + \frac{C_3}{S_1 R_{i1}}}{1 + K_{п1}} + \frac{\frac{C_2}{S_2 R_{i4}} + \frac{C_4}{S_2 R_{i2}}}{1 + K_{п2}} \right], \quad (8)$$

где  $C_j$  – выходная емкость  $j$ -го ( $j = \overline{1,4}$ ) транзистора, а  $\tau_{b2}$  определяется проходными паразитными емкостями:

$$\tau_{b2} = \frac{1}{S} (C_{\Pi1} + C_{\Pi2}), \quad (9)$$

где  $C_{\Pi1}$ ,  $C_{\Pi2}$  – проходные (затвор-сток) емкости основных транзисторов.

Из соотношений (6), (7) следует, что:

$$S_{K}^{f_{rp}} = S_{T}^{f_{rp}} = 1, \quad S_{\tau_{b1}}^T = \frac{\tau_{b1}}{T}, \quad S_{\tau_{b2}}^T = \frac{\tau_{b2}}{T}. \quad (10)$$

Поэтому для решения общей задачи необходимо определить параметрические чувствительности  $\tau_{b1}$  и  $\tau_{b2}$ . Как видно из соотношения (8):

$$S_{C_1}^{\tau_{b1}} = \frac{C_1/\tau_{b1}}{S_1 S_3 R_{i3}} \cdot \frac{1}{1 + K_{\Pi1}}, \quad S_{C_3}^{\tau_{b1}} = \frac{C_3/\tau_{b1}}{S_1 S_3 R_{i1}} \cdot \frac{1}{1 + K_{\Pi1}}, \quad (11)$$

$$S_{C_2}^{\tau_{b1}} = \frac{C_2/\tau_{b1}}{S_2 S_3 R_{i4}} \cdot \frac{1}{1 + K_{\Pi2}}, \quad S_{C_4}^{\tau_{b1}} = \frac{C_4/\tau_{b1}}{S_2 S_3 R_{i2}} \cdot \frac{1}{1 + K_{\Pi2}}, \quad (12)$$

$$S_{S_1}^{\tau_{b1}} = S_{R_{i3}}^{\tau_{b1}} = -S_{C_1}^{\tau_{b1}}, \quad S_{S_2}^{\tau_{b1}} = S_{R_{i4}}^{\tau_{b1}} = -S_{C_2}^{\tau_{b1}}, \quad S_{S_3}^{\tau_{b1}} = -1. \quad (13)$$

Аналогично, как это следует из (9), определяются парциальные чувствительности второй постоянной времени:

$$S_{C_{\Pi1}}^{\tau_{b2}} = \frac{C_{\Pi1}/S_1}{\tau_{b2}}, \quad S_{C_{\Pi2}}^{\tau_{b2}} = \frac{C_{\Pi2}/S_2}{\tau_{b2}}, \quad S_{S_1}^{\tau_{b2}} = -1. \quad (14)$$

Полученные соотношения показывают, что действие предложенных компенсирующих контуров уменьшает параметрические чувствительности граничной частоты к нестабильности параметров активных элементов. В конечном итоге это позволяет повысить общую стабильность не только граничной частоты, но и запас устойчивости всего усилителя и (или) расширить диапазон рабочих частот.

В случае использования дополнительных контуров обратной связи (рис. 2), компенсирующих влияние проходных емкостей, структура эквивалентной постоянной времени изменяется:

$$T = (\tau_{b1} + \tau_{b2} - \tau_{bj}(K_{\Pi} - 1)), \quad (15)$$

где  $\tau_{bj} = C_{\Pi j}/S_j$  – постоянная времени  $j$ -го транзистора, охваченного компенсирующим контуром (рис. 2).

Именно поэтому возникновение разностного члена в (15), уменьшающего постоянную времени  $T$  до желаемого уровня, определяющего граничную частоту проектируемого каскада, приводит к увеличению чувствительностей (10), а также чувствительности:

$$S_{C_{\Pi j}}^{\tau_{bj}} = -\frac{\tau_{bj}}{T} (K_{\Pi} - 1), \quad (K_{\Pi} > 1). \quad (16)$$

Согласно (15), парциальные чувствительности:

$$S_{S_j}^{\tau_{bj}} = -\frac{C_{\Pi j}}{S_j \tau_{bj}}, \quad S_{K_{\Pi}}^T = -\frac{\tau_{bj} K_{\Pi}}{T} \quad (17)$$

определяют дополнительные источники погрешности граничной частоты каскада.

Таким образом, для решения общей задачи определения погрешности реализации граничной частоты необходимо знать относительные изменения набора малосигнальных ( $S$ ,  $R_i$ ) и паразитных параметров используемых активных элементов. Учитывая, что контуры обратных связей (рис. 1), компенсирующие влияние  $R_i$  на коэффициент усиления каскада, уменьшают влияние выходных емкостей транзисторов на граничную частоту (соотношения (11)-(13)), доминирующим фактором являются проходные емкости  $C_{\Pi j}$  транзисторов, образующих взаимную динамическую нагрузку ( $VT1$  и  $VT2$ ). Именно поэтому общую нестабильность граничной частоты и соответствующего коэффициента передаточной функции каскада (6) можно оценить из следующего соотношения:

$$\frac{\Delta f_{rp}}{f_{rp}} = \sqrt{W_1^2 \theta_{C_{\Pi1}}^2 + W_2^2 (\theta_{C_{\Pi1}}^2 + \theta_{C_{\Pi2}}^2) + W_3^2 \theta_{S_1}^2 + W_4^2 \theta_{K_{\Pi}}^2 + \theta_K^2}, \quad (18)$$

$$\text{где } W_1 = \frac{C_{\Pi1}}{S_1 T}, \quad W_2 = \frac{C_{\Pi2}}{S_2 T}, \quad W_3 = \frac{\tau_{b1}}{T}, \quad W_4 = \frac{\tau_{b2}}{T} K_{\Pi}.$$

Приведенная оценка позволяет выбрать минимально допустимое значение  $T_{\min}$  каскада с динамической нагрузкой, приводящее к максимальной граничной частоте.

Рассмотренные варианты построения цепей собственной и взаимной компенсации влияния паразитных емкостей КМОП транзисторов создают область возможных схмотехнических альтернатив экономичных усилительных каскадов. Сравнение структур (рис. 1) и (рис. 2) показывает, что в общем случае они являются схмотехнически непротиворечивыми. Однако их практическое использование требует учета ряда практических факторов.

#### IV. ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ ЦЕПЕЙ СОБСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ

Рассмотрим основные схмотехнические принципы совмещения цепей собственной компенсации в каскадах с динамической нагрузкой. Как видно из рис. 1 и 2, вводимые в схему цепи собственной компенсации затрагивают затворы базовых транзисторов каскада. Для увеличения реализуемого коэффициента усиления эти затворы должны быть связаны с высокоимпедансным выходным узлом вводимых усилителей. Однако, как видно из рис. 2, для организации цепи компенсации

влияния проходных емкостей эти же затворы необходимо подключать к входу усилителей тока  $K_{II}$ . Именно поэтому исходной структурой каскада с динамической нагрузкой должна выступать цепь «тройного каскада» (рис. 3, схема 1), когда при  $K_{II} = K_{II2} = 0$ :

$$R_{n1} \approx R_{i5}\mu_3 = R_{i5}S_3R_{i3}, R_{i2} \approx R_{i6}\mu_4 = R_{i6}S_4R_{i4}. \quad (19)$$

Учитывая, что статический коэффициент усиления  $\mu_j = S_j R_{ij} > 10$ , такая структура согласно соотношению (1) обладает относительно большим коэффициентом усиления и позволяет независимо от цепей затворов транзисторов VT1 и VT2 вводить цепи собственной компенсации влияния  $R_{i3}$  и  $R_{i4}$  на реализуемый коэффициент усиления (рис. 3, схема 2). В этом случае в соотношении (1) необходимо принять:

$$K_{II} \approx S_1 K_{on18} R_{i5} \mu_3, K_{on18} \approx S_{18} R_{i16}, \quad (20)$$

$$K_{II2} \approx S_1 K_{on13} R_{i6} \mu_4, K_{on13} \approx S_{13} R_{i15}, \quad (21)$$

где  $K_{onj}$  – коэффициент передачи каскада с общим истоком на  $j$ -ом транзисторе.

Именно по этой причине, в силу значительного (близкого к  $\mu$ ) коэффициента усиления каскадов с общим истоком  $n$  и  $p$  канальных МОП транзисторов, наблюдается практически пропорциональное увеличение реализуемого коэффициента усиления всего каскада, а за счет уменьшения влияния выходных емкостей (соотношение (8)) VT1 и VT2 и расширение диапазона рабочих частот схемы.

Результаты моделирования этих схем на компонентах (модели *nmos*, *pmos*) техпроцесса *SGB25VD* в среде *Cadence Virtuoso* приведены в табл. 1.

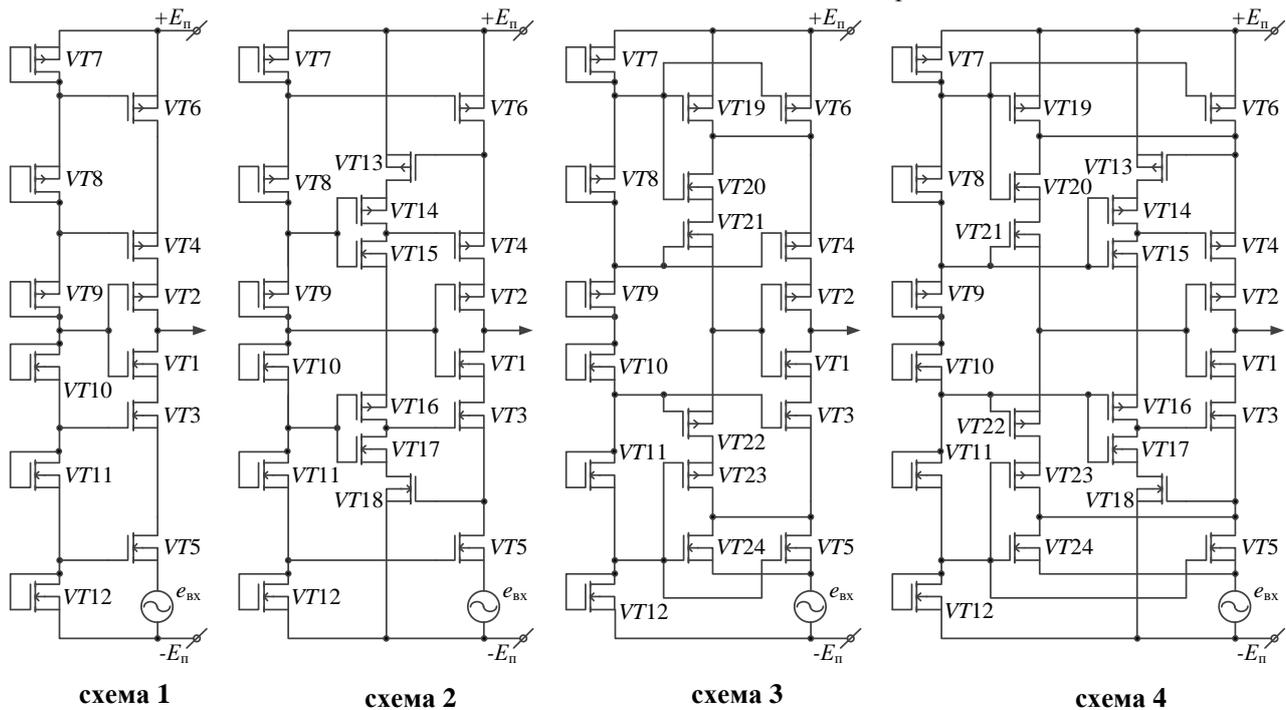


Рис. 3. Схемотехническая эволюция «тройного каскада» цепями собственной компенсации влияния малосигнальных параметров КМОП транзисторов

Таблица 1

Параметры схем с разными комбинациями методов улучшения усилительных и частотных свойств

параметр схема	$K$ , дБ	$f_{гр}$ , кГц	$\varphi_{гр}$ , град.	$f_1 = Kf_{гр}$ , Гц	$I_n$ , мкА	$E_n$ , В	$\xi = f_1/I_n$ , МГц/мкА	$\eta = K/(2E_n I_n)$ , 1/мкВт
схема 1	73	3928	-45,0	17	50	±2,25	336	19
схема 2	122	15	-44,9	19	100		190	2766
схема 3	73	55690	-60,5	239	150		2389	10
схема 4	122	1139	-45,8	1418	150		9453	1844

Примечание: геометрии транзисторов:  $nWidth = 3,70 \mu$ ,  $pWidth = 4,82 \mu$ ,  $nLength = pLength = 240 n$ ; ток стока всех транзисторов 50 мкА.

В силу значительных величин  $K_1$  и  $K_2$ , как отмечалось ранее, порядок передаточной функции каскада не

изменяется, поэтому фазовые сдвиги ( $\varphi_{гр}$ ) на граничной частоте (уровень -3 дБ) практически совпадают.

В соответствии со структурами реализации контуров, компенсирующих влияние проходной емкости основных ( $VT1$ ,  $VT2$ ) транзисторов, необходимо, согласно рис. 2, использовать цепи их затворов, при этом выходы усилителя тока  $K_{\Pi}$  и  $k$  необходимо подключить прямо или косвенно к их истоковым цепям так, как это показано на рис. 3, схема 3. В этом случае для каждой из проходных емкостей образуются два взаимодополняющих компенсирующих контура (исток  $VT21$  – исток  $VT4$  и исток  $VT22$  – исток  $VT3$ ), поэтому

$$K_{\Pi} = K_{\text{оз}20} \frac{S_{21}}{S_{21} + S_{22}} + K_{\text{оз}23} \frac{S_{22}}{S_{21} + S_{22}} \approx 1, \quad (22)$$

где  $K_{\text{оз}j}$  – коэффициент передачи с общим затвором на  $j$ -ом транзисторе.

И в соответствии с (4) и (16) происходит минимизация влияния этих емкостей на диапазон рабочих частот каскада при сохранении коэффициента усиления исходной схемы (рис. 3, схема 1). Результаты моделирования схемы, приведенные в табл. 1, показывают эффективность предложенного принципа расширения диапазона рабочих частот. Однако отсутствие цепей собственной компенсации влияния выходных проводимостей  $VT1$  и  $VT2$  не только уменьшает практическую эффективность метода, но и увеличивает порядок передаточной функции каскада, в силу чего фазовый сдвиг ( $\varphi_{\text{гр}}$ ) на граничной частоте ( $f_{\text{гр}}$ ) составляет  $-60,5^\circ$ . Действительно,  $f_T$   $n$ -МОП транзистора при указанном токе стока обеспечивает реализацию неравенства  $f_T > f_1$ .

Предельное увеличение обсуждаемых качественных показателей каскада можно обеспечить схемотехнической интеграцией цепей собственной компенсации. Структура суперпозиции схем приводит к каскаду, показанному на рис. 3 (схема 4). Взаимодействие этих цепей объясняет появление дополнительных контуров, образованных каскадами с общим затвором на  $VT21$ ;  $VT20$  с общим истоком на  $VT13$ ;  $VT4$  и аналогично на  $VT22$ ;  $VT23$ ,  $VT18$ ;  $VT3$ . Действие этих контуров направлено на увеличение уровня компенсации проходных емкостей основных ( $VT1$  и  $VT2$ ) транзисторов. Однако, в силу практически емкостного характера нагрузки истоковых цепей  $VT3$  и  $VT4$ , действие указанных контуров будет направлено на взаимную компенсацию более старших коэффициентов характеристического полинома каскада.

Действительно, передаточная функция каскада с динамической нагрузкой имеет следующий вид:

$$F(p) = \frac{K}{p^2 K a_2 + p K T + 1}. \quad (23)$$

С точки зрения расширения диапазона рабочих частот действие компенсирующих обратных связей в схемах 2 и 3 направлено на изменение структуры экви-

валентной постоянной времени  $T$  (соотношения (8), (9)). При этом в «тройном каскаде» коэффициент

$$a_2 = \frac{C_1 C_3}{S_1 S_3 (1 + K_{\Pi 1})} + \frac{C_2 C_4}{S_2 S_4 (1 + K_{\Pi 2})} \quad (24)$$

непосредственно влияет на отклонение дополнительного фазового сдвига  $\Delta\varphi = \varphi_{\text{гр}}$  на границе полосы пропускания (см. табл. 1).

Появление дополнительного контура, характеризующего взаимную компенсацию в силу указанных свойств каскадов с общим истоком на  $VT3$  и  $VT4$ , приводит к изменению коэффициента (24) на величину

$$\Delta a_2 = - \frac{(C_{\Pi 1} + C_{\Pi 2})(C_6 + C_3)(S_1 + S_2)(S_3 + S_6)}{S_1 S_2 S_3 S_6 K_{\Pi 1} K_{\Pi 2}}, \quad (25)$$

которая и обеспечивает эффект взаимной компенсации проходных и выходных емкостей КМОП транзисторов. Результаты моделирования схемы 4 при сохранении оговоренных выше условий приведены в табл. 1. Фазовый сдвиг каскада на границе полосы пропускания показывает, что его передаточная функция в диапазоне рабочих частот близка к функции первого порядка, что и объясняется указанным выше эффектом взаимной компенсации.

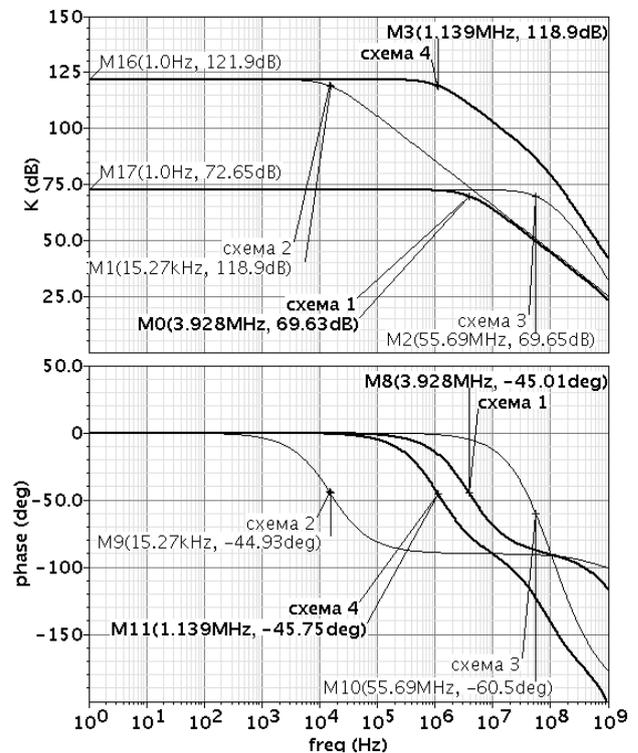


Рис. 4. Сравнительные частотные характеристики каскадов с динамической нагрузкой

## V. ОСНОВНЫЕ ВЫВОДЫ

Как было показано выше, применение цепей собственной компенсации не только увеличивает коэффициент усиления каскадов, но и уменьшает влияние выходных емкостей КМОП транзисторов. Важнейшим показателем качества схемотехнических решений в усилителях и соответствующих каскадах является площадь усиления, которая совпадает с частотой единичного усиления  $f_1$ . Как видно из табл. 1, использование любой из рассмотренных в работе цепей собственной компенсации существенно повышает этот качественный показатель, а при их схемотехнической интеграции (схема 4) он превышает  $f_T$   $n$ МОП транзисторов. Как правило, для расширения диапазона рабочих частот отдельных каскадов используется режим "повышенного" напряжения и тока. В этой связи для сравнения различных каскадов целесообразно использовать два дополнительных показателя качества схемотехнических решений  $\eta$ ,  $\xi$ , указанных в табл. 1.

В общем случае приведенные интегральные параметры показывают эффективность использования энергетических ресурсов для достижения сформулированной в работе цели – «расход» потребляемой мощности на коэффициент усиления и «затраты» тока на обеспечение широкополосности схемы.

Соотношения (11)–(17) показывают, что различные степени влияния  $R_i$  и  $C_i$  на качественные показатели каскадов с динамической нагрузкой будут приводить к различным показателям качества, а применение дополнительных компенсирующих усилителей к увеличению потребляемого тока. Однако и по этим вспомогательным качественным показателям (табл. 1) предложенные схемотехнические принципы обеспечивают существенный эффект.

## VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные в работе результаты показывают, что при использовании КМОП транзисторов принцип собственной компенсации влияния их малосигнальных параметров структурно изменяется.

Характер физических процессов в этих активных элементах свидетельствует, что уменьшение влияния выходной проводимости (сток-исток) достигается либо увеличением сопротивления истоковой цепи, либо композицией этого решения задачи и дополнительного контура собственной компенсации, связывающего исток и затвор транзистора через инвертирующий усилитель напряжения (рис. 1).

Независимо от используемого способа или их композиции при решении задачи, действие контуров собственной компенсации уменьшает параметрическую чувствительность коэффициента усиления и его граничной частоты к нестабильности указанных параметров. Если действие контуров компенсации направлено на максимизацию коэффициента усиления каскада, то в этом случае параметрические чувствительности (2) и (3) не изменяются.

Эта особенность характерна и для цепей компенсации влияния проходных емкостей КМОП транзисторов (16), (17). Интеграция указанных цепей компенсации, несмотря на увеличение порядка передаточной функции схемы, позволяет сохранить ее частотные характеристики в диапазоне рабочих частот на уровне функции первого порядка (рис. 4, табл. 1) при одновременном увеличении как коэффициента усиления схемы, так и ее диапазона рабочих частот.

Эффективность предложенных контуров и цепей собственной компенсации непосредственно зависит от статического коэффициента усиления МОП транзисторов с каналом  $n$ - и  $p$ - типа. Именно поэтому в практических схемах возможна режимная оптимизация их основных качественных показателей, что в конечном итоге и создает дополнительные преимущества КМОП базиса по отношению к биполярным структурам. Как показано на конкретных примерах, комбинация предложенных структурных особенностей и режимная оптимизация позволяют приблизить достигаемый коэффициент усиления КМОП каскада к аналогичному параметру каскадов на базе биполярных и БиКМОП компонентов при заметном уменьшении потребляемого тока.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Коротков А.С. Интегральные (микроэлектронные) радиоприемные устройства систем связи – обзор // Микроэлектроника. 2006. Т. 35. № 4. С. 321-341.
- [2] Delta-Sigma ADC for Ternary Code System / A.S. Korotkov, D.V. Morozov, M.M. Pilipko, A. Sinha // Proceeding International Symposium Signals. Circuit and Systems. IASI. Romania. 2007. P. 1-4.
- [3] Повышение коэффициента усиления каскадов на КМОП транзисторах цепями собственной компенсации / Крутчинский С.Г., Жебрун Е.А., Золотарев А.В., Свизев Г.А. // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники : материалы VIII Междунар. науч.-практ. семинара, 26-27 окт. 2011 г., Шахты. Шахты: ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС». 2011. С. 21-28.
- [4] Крутчинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И. Собственная компенсация в электронных усилителях // Международный научно-технический журнал «Электроника и связь». 2004. № 21. С. 85-91.
- [5] Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В. Архитектура и схемотехника аналоговых микросхем с собственной и взаимной компенсацией импедансов. Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2007. 326 с.
- [6] Крутчинский С.Г. Структурный синтез в аналоговой микросхемотехнике. Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. 260 с.
- [7] Крутчинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И. Компенсация паразитных емкостей активных элементов в электронных устройствах // Сборник трудов МЭС-2006 «Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем – 2006». М.:ИППМ РАН, 2006. С. 194-199.