

# Цепи собственной и взаимной компенсации в симметричных каскадах КМОП операционных-усилителей

А.Е. Титов<sup>1</sup>, Г.А. Свизев<sup>1</sup>, А.Г.Юдин<sup>2</sup>, Н.Н.Прокопенко<sup>3</sup>

<sup>1</sup>ТТИ ФГАОУ ВПО «ЮФУ», г. Таганрог Ростовской обл.

<sup>2</sup>ФГАОУ ВПО НИТУ «МИСиС», г. Москва

<sup>3</sup>ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», г. Шахты Ростовской обл.

## 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 операционных усилителей и дифференциальных каскадов. Именно качественные показатели симметричных дифференциальных каскадов и, в первую очередь, коэффициент усиления [2-6] коэффициент ослабления синфазного сигнала [7-10] граничные частоты определяют качество усилителей и, следовательно, метрологические характеристики аналого-цифровых СФ блоков. Несмотря на усилия многих специалистов, эти исследования только начинаются. Подтверждением является отсутствие предельных оценок по достижимым уровням коэффициента передачи синфазного напряжения, дифференциального коэффициента усиления, их граничных частот и т.п.

## 1 Постановка задачи

При использовании в традиционных дифференциальных усилительных каскадах [11] с динамической нагрузкой КМОП-транзисторов характерны следующие предельные оценки для дифференциального коэффициента усиления

$$K_d = \frac{S}{g_n + g_{i1} + g_{i2}} \quad (1)$$

и коэффициента передачи синфазного напряжения

$$K_{сн} = K_d g_i / 2S = \frac{g_i / 2}{g_n + g_{i1} + g_{i2}}, \quad (2)$$

где  $S$  – крутизна основного (входного) транзистора,

$g_{i1}$ ,  $g_{i2}$ ,  $g_i$ ,  $g_n$  - проводимости участков цепи сток-исток основного транзистора  $g_{i1}$ , его динамической нагрузки  $g_{i2}$ , источника тока истоковой цепи  $g_i$ , и нагрузки каскада  $g_n$ .

Так, для технологического процесса SGB25VD и экономичного режима работы КМОП-транзисторов эти оценки не превышают 26дБ и -26дБ соответственно. Именно поэтому осуществляется многокаскадная реализация как операционных усилителей (ОУ), так и других операционных преобразователей. В конечном итоге для обеспечения необходимого запаса устойчивости это приводит к дополнительной частотной коррекции всего тракта преобразования и уменьшения диапазона рабочих частот.

Для аналоговых структур на биполярных транзисторах в [12] предложен хорошо себя зарекомендовавший метод собственной компенсации влияния проходной проводимости транзисторов на основные качественные показатели произвольных усилительных каскадов. Этот метод легко распространяется на любые типы паразитных проходных проводимостей [13]. Можно достаточно строго показать, что в силу характера физических процессов в КМОП-транзисторах его непосредственное использование не приводит к положительным

результатам. Аналогичный вывод распространяется и на цепи компенсации влияния проводимости истоковой цепи  $g_i$  на коэффициент передачи синфазного напряжения [14], но только не по структурным, а параметрическим ограничениям.

Таким образом, ослабление влияние выходных проводимостей  $g_{i1}$ ,  $g_{i2}$ ,  $g_i$  на коэффициенты (1) и (2) позволит существенно повысить качественные показатели дифференциальных каскадов на КМОП-транзисторах. Это утверждение распространяется и на граничные частоты каскада. Действительно, выходные ёмкости транзисторов в соотношениях (1) и (2) входят аддитивно, и действие указанных контуров компенсации будет способствовать уменьшению их влияния на рабочий диапазон частот. Например, для оговоренного выше случая диапазон рабочих частот не превышает 90МГц.

## 2 Цепи собственной компенсации влияния выходных проводимостей КМОП-транзисторов

Характер физических процессов в КМОП-транзисторах показывает, что численное значение  $g_i$  не влияет на управляющее напряжение (затвор-исток), поэтому согласно выводам [12] отсутствие сопротивления в цепи истока не позволяет организовать контур компенсирующей обратной связи. Пропускная проводимость затвор-сток имеет только ёмкостный характер и может использоваться в качестве датчика цепи собственной компенсации влияния этого конденсатора. Наличие резистора в цепи истока реализует датчик влияния  $g_{i1}$  или  $g_{i2}$  на коэффициент передачи каскада и датчик влияния выходной ёмкости транзистора на его граничную частоту. Сопротивление этого резистора непосредственно определяет интегральную чувствительность датчика и глубину контура собственной компенсации. Предельным значением этого сопротивления для рассматриваемой технологии является участок цепи сток-исток транзистора с аналогичной проводимостью. При условии, что все транзисторы характеризуются активным режимом работы  $g_{i1}$ ,  $g_{i2}$ ,  $g_i$  будут уменьшаться на величину статического коэффициента усиления ( $\mu$ ) однотипных транзисторов, что как видно из (1) и (2), приведет к увеличению дифференциального коэффициента усиления при практически неизменном коэффициенте передачи синфазного сигнала. Действительно,

$$K_d = \frac{S}{g_n + g_{i1}/\mu_1 + g_{i2}/\mu_2}, \quad (3)$$

$$K_{ch} = \frac{g_i/2\mu}{g_n + g_{i1}/\mu_1 + g_{i2}/\mu_2}, \quad (4)$$

где  $\mu_1 = S/g_{i1}$ ,  $\mu_2 = S/g_{i2}$ ,  $\mu = S/g_i$

Указанный подход к компенсации влияния  $g_{i1}$ ,  $g_{i2}$ ,  $g_i$  приводит к применению «каскадных пар» на любом этапе преобразования сигнала. Из соотношения (3) и (4) следует, что указанная компенсация уменьшает также и параметрическую чувствительность анализируемых коэффициентов передачи.

Как отмечалось ранее, используемые преобразования уменьшают влияние выходных (сток-исток) емкостей КМОП-транзисторов. Аддитивность влияния указанных факторов приводит к следующему результату

$$K_d(p) = \frac{K_d}{1 + pK_d(c_1/\mu_1 + c_2/\mu_2)/S}, \quad (5)$$

$$K_{ch}(p) = \frac{K_{ch}}{1 + pK_{ch} \frac{2\mu}{g_i}(c_1/\mu_1 + c_2/\mu_2)}, \quad (4)$$

где  $c_1$ ,  $c_2$  – выходные емкости основного транзистора и его динамической нагрузки соответственно.

Именно поэтому граничная частота коэффициента передачи синфазного сигнала оказывается меньше.

При построении симметричных дифференциальных каскадов от строгой «каскадной пары» основных транзисторов в ряде случаев приходится отказаться (рис. 1).

Здесь каскадная динамическая нагрузка образована парами VT8, VT12; VT7, VT11, режимы работы которых согласуются диодными парами VT9, VT13 и VT10, VT14. В этом случае

$$\mu_1 = S_4 / (g_{i2} + g_{i4} + g_{i6}); \mu_2 = S_8 / (g_{i8} + g_{i12}), \quad (7)$$

что несколько уменьшает действие компенсирующего контура для выходной проводимости VT4.

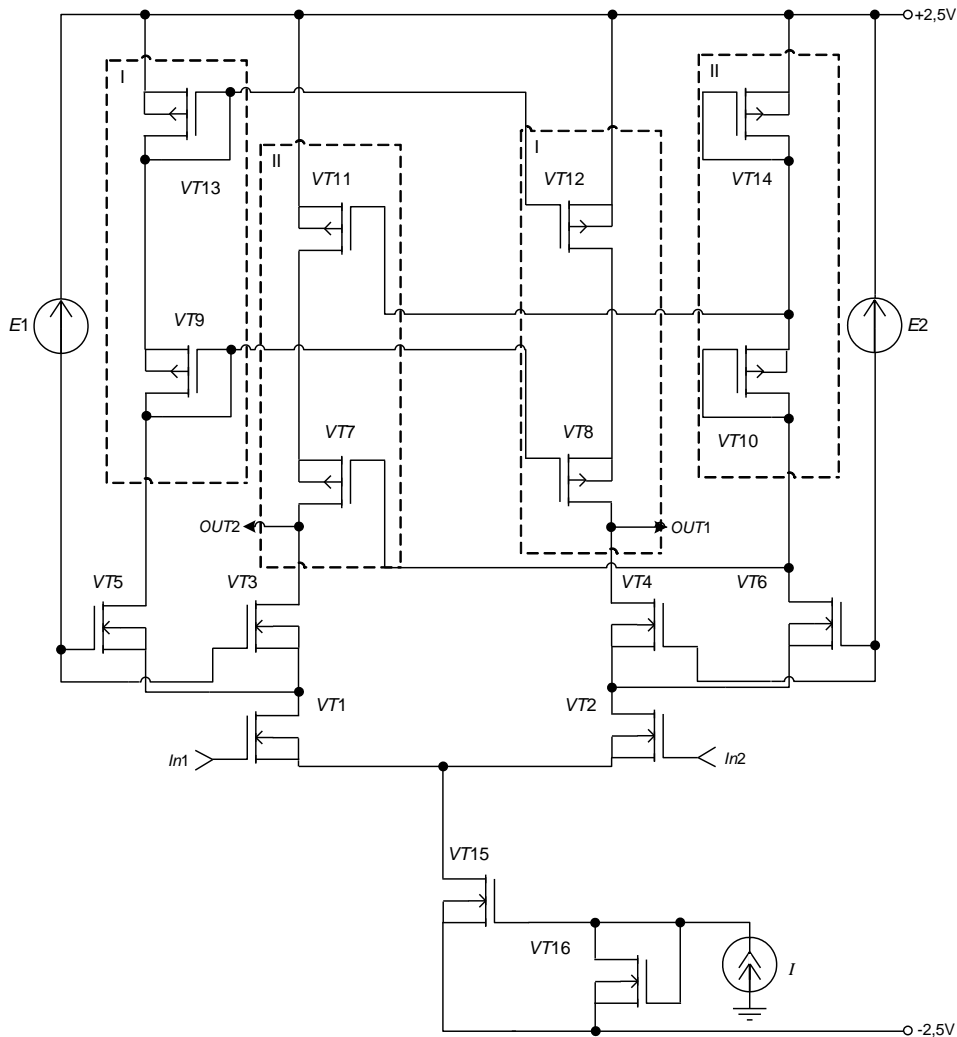


Рис. 1 Симметричный дифференциальный каскад с каскадной нагрузкой

Результаты моделирования схемы на КМОП-транзисторах технологического процесса SGB25VD в среде моделирования Cadence Virtuoso приведены в табл. 1. Предварительно отметим, что структура двойного «каскада» позволила увеличить дифференциальный коэффициент усиления практически на порядок.

Рассмотренные меры не влияют на коэффициент передачи синфазного сигнала (2). Как видно из таблицы 1, для данной схемы эта величина остается недостаточной для решения основных практических задач в СФ блоках СнК.

Сравнительная таблица дифференциальных каскадов

Параметр схема	$K_{сн}$ , дБ	$f_{гр\_сн}$ , МГц	$K_{д}$ , дБ	$f_{гр\_д}$ , МГц	$K_{сн} \cdot f_{гр\_сн}$ , МГц	$K_{д} \cdot f_{гр\_д}$ , МГц	$I_0$ , мА	$I_c$ , мА
Рис. 1, Схема с идеальным источником тока истоковой цепи	-135	0,0016	57	8	8997	5664	50	200
Рис. 1	-26	34	57	8	680	5664	50	200
Рис. 3	-80	6,1	57	2	61000	1416	25	145
Рис. 4 ( $I_3=40\text{мА}$ )	-73	18	37	65	80406	4602	25	195
Рис. 4 ( $I_3=70\text{мА}$ )*	-80	12	49	19	120000	5355	490	2259

Примечание:  $K_{сн}$  - коэффициент передачи синфазного напряжения,  $f_{гр\_сн}$  - граничная частота коэффициента передачи синфазного напряжения,  $K_{д}$  - коэффициент передачи дифференциального напряжения,  $f_{гр\_д}$  - граничная частота коэффициента передачи дифференциального напряжения,  $I_0$  - ток, протекающий в каждом из плечей каскада,  $I_c$  - ток потребляемый схемой,  $I_3$  - ток источника тока  $I$ , шина питания  $\pm 2,5\text{В}$ , \* шина питания  $\pm 3,5\text{В}$ .

### 3 Цепи собственной компенсации для коэффициента передачи синфазного напряжения

Как видно из (2) доминирующим фактором, определяющим предельное значение  $K_{сн}$  при фиксированном дифференциальном коэффициенте усиления (1) является проводимость участка цепи сток-исток ( $g_i$ ) источника тока (VT15 на рис. 1). Именно поэтому в рассмотренной схеме  $K_{сн} \approx -26\text{дБ}$ .

Для решения общей задачи повышения глубины подавления синфазного сигнала при неизменном коэффициенте усиления в [15] в рамках каскадов параллельного баланса предложена структура цепей собственной компенсации, изменяющих структуру соотношения (2). Согласно результатам [15] компенсирующие обратные связи в симметричном каскаде должны реализовывать отрицательные возвратные отношения выходных цепей основных транзисторов с их суммарными неинвертирующими входами. В этом случае

$$K_{сн} = K_{д} \frac{S_2 - S_1}{g_i + S_2 + S_1}, \quad (8)$$

где  $S_1$  и  $S_2$  - крутизны основных (входных) транзисторов.

Приведенное соотношение является предельным и оценочным и справедливо только при условии равенства коэффициентов передачи каждого плеча цепи собственной компенсации. Равенства  $S_1$  и  $S_2$  обеспечить практически невозможно, поэтому целесообразное значение глубины собственной компенсации можно определять посредством расчета технологической погрешности разности  $S_1$  и  $S_2$ .

В соответствии с выводами и рекомендациями [14] в рассмотренную структуру симметричного дифференциального каскада (рис. 1) указанные цепи с учетом численных значений крутизны  $p$ -МОП и  $n$ -МОП транзисторов целесообразно вводить так, как это показано на рис. 2.

В этом случае основное усиление общей цепи собственной компенсации определяется каскадом на VT19. Результаты моделирования каскада, приведенные в таблице 1, хорошо согласуются с настоящими теоретическими положениями. Введенная компенсирующая обратная связь и «каскадный» источник тока на VT15 и VT20 позволили уменьшить

выходное синфазное напряжение в 500 раз. Целесообразно подчеркнуть, что действие только компенсирующей обратной связи в VT15 обеспечивает  $K_{CH} \approx -70$  дБ.

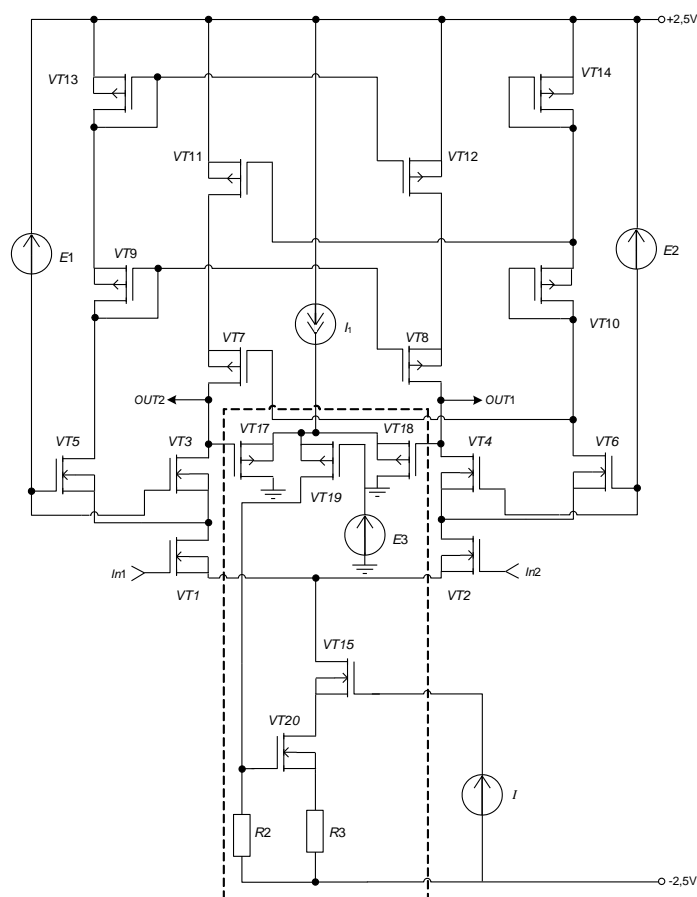


Рис. 2 Симметричный дифференциальный каскад с цепями компенсации синфазного напряжения

Таким образом, совокупность цепей собственной компенсации влияния выходных проводимостей на дифференциальный коэффициент усиления и коэффициент передачи синфазного напряжения позволяют на КМОП-транзисторах технологического процесса SGB25VD получить строго симметричный дифференциальный каскад, качественные показатели которого достаточны для построения широкого класса однокаскадных ОУ с парафазным выходом.

#### 4 Цепи взаимной компенсации влияния проходных емкостей КМОП-транзисторов

Для расширения диапазона рабочих частот дифференциальных каскадов на полевых транзисторах необходимо уменьшать влияние проходных емкостей активных элементов, обеспечивающих основное усиление сигнала. В структуре симметричного каскада к таким транзисторам относятся элементы с высокоимпедансными нагрузками (VT4, VT8 и VT3, VT7). Решение этой задачи предложено в [16] и связано с введением дополнительной компенсирующей обратной связи с положительным возвратным отношением, охватывающей инвертирующий вход активного элемента с его неинвертирующим входом через усилитель тока. В этом случае передаточная функция каскада будет описываться следующим соотношением

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + pK_0C_{\pi}(1 - K_{\pi})/S + pK_0\tau_B}, \quad (9)$$

где  $K_0$  – коэффициент передачи каскада в области низких частот,  $C_{\pi}$  – проходная емкость указанного выше транзистора,  $\tau_B$  – постоянная времени каскада, обуславливается другими паразитными емкостями схемы,  $K_{\pi}$  – коэффициент передачи по току вводимого усилителя тока.

Как видно из приведенного соотношения, при  $K_{\pi} > 1$  в схеме наблюдается взаимная компенсация влияния различных паразитных емкостей на эквивалентную постоянную времени и, следовательно, диапазон рабочих частот. С точки зрения физических процессов и способов организации компенсирующих контуров обратной связи рассматриваемый случай является единственным, имеющим прямую аналогию с биполярными транзисторами. Однако в структуре симметричного дифференциального каскада его применение связано с учетом ряда специфических особенностей. Во-первых, если ведущим выбрать транзистор каскодной динамической нагрузки, то для реализации  $K_{\pi} > 1$  потребуется или применение транзисторов с высокой (практически нереализуемой) крутизной преобразования или больших компонентных затрат. Во-вторых, использование цепей согласования режимов изменяет фазовые соотношения соседних плеч и уменьшает достигаемый уровень компенсации. Наконец, применение основных транзисторов в качестве ведущих, требует по тем же причинам разделения их истоковых цепей относительно высокоомным резистором. Последний вариант решения задачи является более предпочтительным в силу увеличения граничного напряжения каскада, увеличения его скорости нарастания и создания условий для реализации на базе симметричных каскадов мультидифференциальных парафазных ОУ.

Указанный вариант и положен в основу высокочастотного симметричного дифференциального каскада (рис. 3).

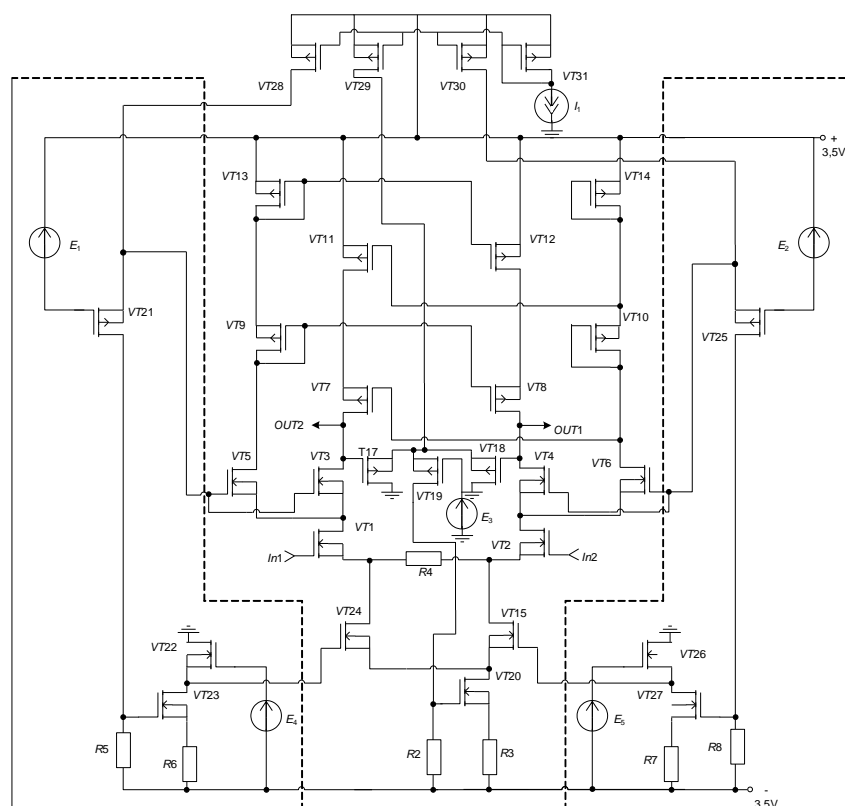


Рис. 3 Симметричный дифференциальный каскад с цепями взаимной компенсации проходных емкостей транзисторов

Численные значения указанных коэффициентов могут учитывать влияние на диапазон рабочих частот любых характерных для технологии паразитных емкостей. В качестве примера на рис. 4 приведена амплитудно-частотная характеристика рассматриваемого каскада для параметрического случая цепей взаимной компенсации, обеспечивающих небольшое перерегулирование. Этот случай характеризуется максимальным расширением диапазона рабочих частот каскада при заданном общей структурой порядке передаточной функции.

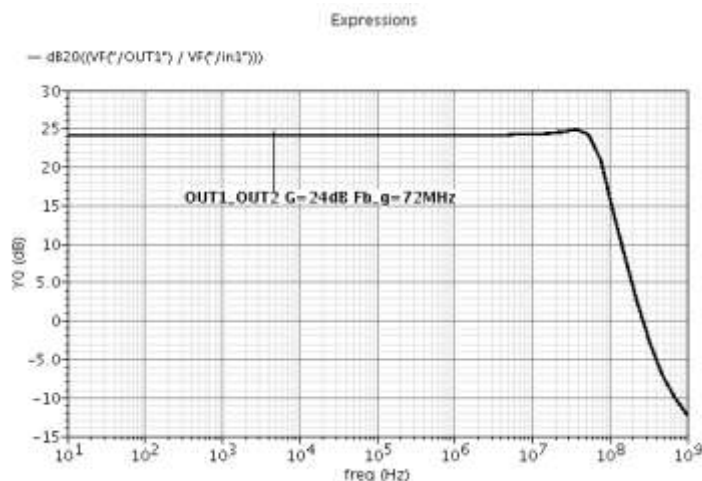


Рис. 4 АЧХ каскада рис. 3 с перерегулированием цепью взаимной компенсации

## 5 Реализация входного каскада для мультидифференциальных операционных усилителей

Отличительной особенностью предложенных схемотехнических решений симметричного дифференциального каскада является возможность создания мультидифференциальных каскадов для мультидифференциальных операционных усилителей (МОУ) путем параллельного подключения к схеме рис. 4 в истоки транзисторов  $VT3$  и  $VT4$  простейшего каскада параллельного баланса, как это показано на рис. 5.

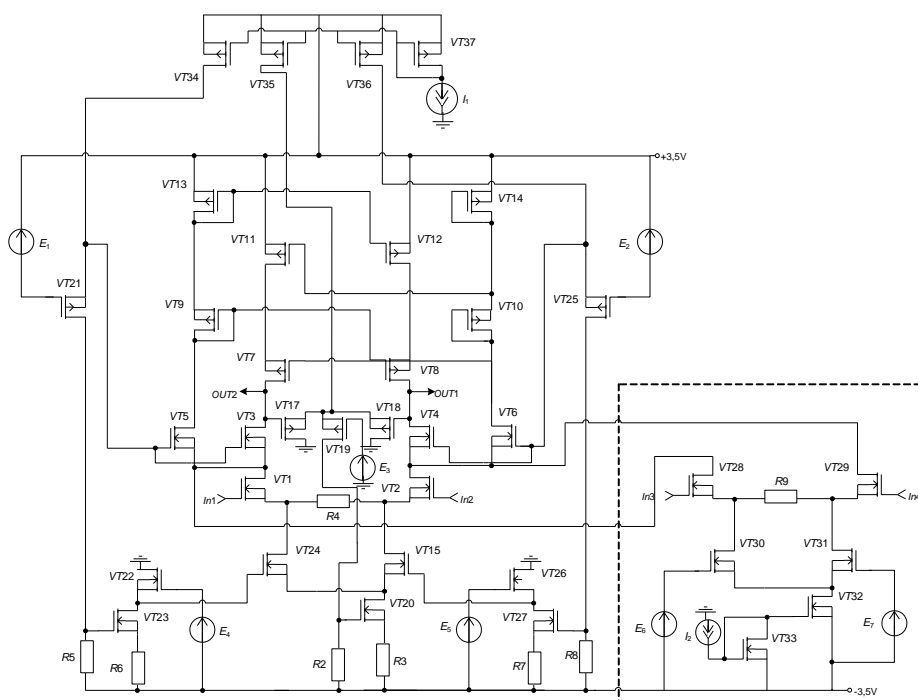


Рис. 5 Входной каскад для МОУ

Важно отметить, что действие использованных в схеме цепей компенсации распространяется и на параллельно работающий каскад. Такая реализация входного каскада позволяет получить высокие качественные показатели как при подаче сигнала на входы основного каскада, так и на входы параллельно работающего каскада (табл. 1). На рис. 6 приведены соответственно графики коэффициента ослабления синфазного сигнала рис.6а и дифференциального коэффициента усиления рис.6б при подаче сигнала на входы параллельно работающего каскада.

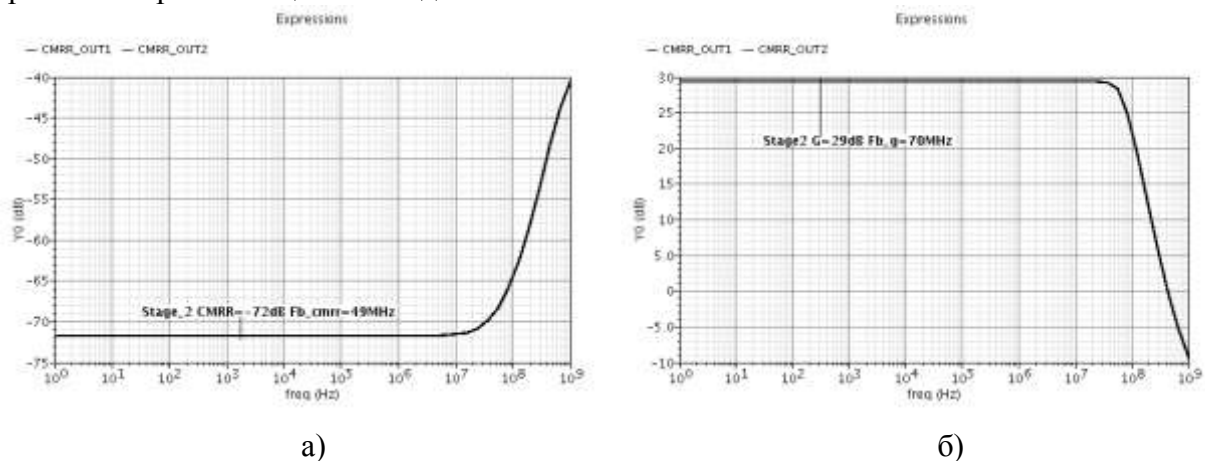


Рис. 6 Коэффициент ослабления синфазного сигнала  $K_{сн}$  (а) и дифференциальный коэффициент усиления  $K_{д}$  (б) при подаче сигнала на входы  $In3, In4$  дополнительного каскада (рис.5)

Отметим, что небольшое уменьшение коэффициента ослабления синфазного сигнала показанного на рис. 6а связано с использованием в дополнительном каскаде обычного источника тока, а не его каскадной реализации как в основном каскаде, что подтверждает приведенную выше теоретическую часть.

Таким образом, предложенный комплект схемотехнических решений позволяет создать новый класс мультидифференциальных операционных усилителей (МОУ) с парафазным выходом. Причем относительно высокий коэффициент усиления основного каскада позволяет решить поставленную задачу в однокаскадном варианте и существенно расширить возможности аналоговой электроники в СФ блоках смешанных СнК.

### Основные выводы

Рассмотренный метод композиции цепей собственной и взаимной компенсации влияния основных (доминирующих) паразитных параметров КМОП-транзисторов на основные качественные показатели дифференциальных каскадов позволяет:

- существенно, по крайней мере, на порядок, повысить дифференциальный коэффициент усиления при низкой (не превышающей единицы) параметрической чувствительности к малосигнальным параметрам КМОП-транзисторов;
- практически предельно уменьшить коэффициент передачи синфазного напряжения без уменьшения дифференциального коэффициента усиления и диапазона рабочих частот каскада;
- уменьшить влияние паразитных емкостей КМОП-транзисторов на их граничную частоту коэффициента усиления каскада;
- создать новый класс мультидифференциальных операционных усилителей с парафазным выходом для повышения помехозащищенности ряда функциональных устройств.

Важнейшей особенностью цепей собственной компенсации влияния выходной проводимости полевых транзисторов является не только увеличение дифференциального коэффициента усиления, но и расширение диапазона рабочих частот. При этом за счет



уменьшения парциальных чувствительностей повышается стабильность этих параметров каскада.

Действительно, из соотношений (3) и (7) следует, что

$$S_{S_1}^{K_d} = S_{S_2}^{K_d} = S_{S_8}^{K_d} = S_{S_7}^{K_d} = 1, \quad (12)$$

$$S_{g_{i10}}^{K_d} = S_{g_{i4}}^{K_d} = S_{g_{i3}}^{K_d} = S_{g_{i7}}^{K_d} = -\frac{g_{ij}}{\mu_j S_j} K_d \frac{S_k}{g_{ik} + g_{ij}}, \quad (13)$$

где  $j$  - номер основного транзистора,  $k$  - номер вспомогательного транзистора.

Именно поэтому, как это следует из (3), увеличение дифференциального коэффициента усиления за счет статического усиления транзисторов динамической нагрузки уменьшает параметрическую чувствительность на величину  $g_{ij}/g_{ik} + g_{ij}$ , т.е. в  $2 \div 3$  раза.

Рассмотренные цепи компенсации выходного синфазного напряжения практически не влияют на другие параметры каскада и являются автономными вспомогательными узлами общих схемотехнических решений. Их эффективность определяется эквивалентной крутизной транзисторов противоположного типа проводимости.

Дальнейшее расширение диапазона рабочих частот каскада связано с собственной и взаимной компенсацией влияния проходных емкостей транзистора на эквивалентные постоянные времени и позволяет также уменьшить влияние емкости на подложку общей СнК [17].

Как видно из результатов моделирования набора принципиальных схем совокупность цепей компенсации и их параметрическая оптимизация позволяют обеспечить высокие качественные показатели входных каскадов ОУ и МОУ в энергоэкономичном режиме.

Статья подготовлена при выполнении НИР по теме «Разработка и исследование аналоговой электронной компонентной базы нового поколения для систем связи, радиоэлектроники и технической кибернетики» в рамках федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009 - 2013 годы»

## Литература

1 A.S. Korotkov, D.V. Morozov, M.M. Pilipko, A. Sinha “Delta-Sigma ADC for Ternary Code System”, Proceeding International Symposium Signals, Circuit and Systems, Iasi, Romania, 2007, pp. 1-4.

2 Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В., Серебряков А.И. Метод собственной компенсации импедансов пассивной коллекторной нагрузки в широкополосных усилителях // Успехи современной радиоэлектроники. Зарубежная радиоэлектроника. 2011. № 9. С. 71-76.

3 Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Серебряков А.И. Метод повышения коэффициента усиления по напряжению классического каскада с общей базой в аналоговых микросхемах с низковольтным питанием // Известия Южного федерального университета. Технические науки. 2011. Т. 115. № 2. С. 99-105.

4 Prokopenko N.N., Serebryakov A.I., Budyakov P.S. Perspective high-frequency correction in differential and broadband amplifiers // 5th European Conference on Circuits and Systems for Communications, ECCSC'10. Belgrade, 2010. С. 135-139.

5 Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Манжула В.Г. Особенности проектирования дифференциальных усилителей с повышенным коэффициентом усиления при низкоомной нагрузке // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. 2010. № 103. С. 39-42.

6 Прокопенко Н.Н., Будяков П.С., Манжула В.Г. Метод повышения коэффициента усиления SiGe-операционных усилителей с низковольтным питанием // Научно-технические

ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. 2010. № 103. С. 58-62.

7 Architecture and circuit engineering of precision differential amplifiers with increased common-mode rejection Prokopenko N.N., Budyakov A.S., Kryukov S.V. // 4th European Conference on Circuits and Systems for Communications, ECCSC '08 sponsors: Romanian Ministry of Education. Bucharest, 2008. С. 211-216.

8 Крюков С.В., Прокопенко Н.Н., Конев Д.Н. Архитектура дифференциальных операционных усилителей с повышенной синфазной помехоустойчивостью // Известия Южного федерального университета. Технические науки. 2008. Т. 80. № 3. С. 195-198.

9 Крюков С.В., Прокопенко Н.Н., Конев Д.Н. Архитектура дифференциальных операционных усилителей с повышенной синфазной помехоустойчивостью // Всероссийская научно-техническая конференция "Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС)": Сборник трудов. 2008. № 1. С. 334-339.

10 Прокопенко Н.Н., Будяков А.С., Крюков С.В. Архитектура и схемотехника прецизионных дифференциальных усилителей с повышенным ослаблением синфазного сигнала // Всероссийская научно-техническая конференция "Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС)": Сборник трудов. 2006. № 1. С. 240-245.

11 Крутччинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И. Компенсация паразитных емкостей активных элементов в электронных устройствах. // Всероссийская научно-техническая конференция "Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС)": Сборник трудов. 2006, стр. 194 – 199.

12 Крутччинский С.Г. Структурный синтез в аналоговой микросхемотехнике. Издательство ЮРГУЭС. 2010. С. 287.

13 S.G. Krutchinsky, A.E. Titov, M.S. Tsybin Structural optimization of differential stage operation amplifiers // Proceeding International Conference on Signals and Electronic Systems, Gliwice, Poland, pp. 205-209, 2010.

14 Крутччинский С.Г. Нефедова А.В. Структурная оптимизация дифференциальных каскадов // Известия ЮФУ. Технические науки. 2008. №7. С. 41 -48.

15 Крутччинский С.Г. Прокопенко Н.Н., Ковбасюк Н.В., Будяков А.С., Савченко Е.М. Методы компенсации основных составляющих выходной емкости транзисторов в аналоговых микросхемах // Всероссийская научно-техническая конференция "Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС)": Сборник трудов, 2006. С. 223 – 228.

16 Прокопенко Н.Н., Крутччинский С.Г. Старченко Е.И. и др. Каталог разработок Российско-Белорусского центра аналоговой микросхемотехники. Шахты. Издательство ЮРГУЭС. 2010.

17 Крутччинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Старченко Е.И. Собственная компенсация в электронных усилителях // Международный научно-технический журнал «Электроника и связь». Киев. 2003. №21. С. 85-91