

Входные каскады дифференциальных и мультидифференциальных операционных усилителей с высоким ослаблением синфазного напряжения

С.Г. Крутччинский, М.С. Цыбин, А.Е. Титов

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

Аннотация — На базе результатов анализа обобщенной структуры электронных схем с полупроводниковыми компонентами, предложена достаточно эффективная структура дифференциальных каскадов с минимальным коэффициентом передачи синфазного сигнала и максимальным дифференциальным коэффициентом усиления. Показано, что применение дополнительных компенсирующих синфазный сигнал обратных связей позволяет получить схемы входных каскадов с относительно высокими качественными показателями. Приведены результаты моделирования и сопоставительного исследования принципиальных схем в среде PSpice.

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

I. ВВЕДЕНИЕ

Создание смешанных систем на кристалле (СнК) не только аналого-цифрового (D/a), но и цифроаналогового типов (A/d) предполагает разработку широкодиапазонных и энергоэкономичных инструментальных усилителей (ИУ) как с фиксированными, так и управляемыми параметрами. Эти устройства являются основой, как для аналоговых портов, так и для целого класса сложно-функциональных блоков (СФ блоков) СнК. С этих позиций использование классических инструментальных усилителей оказывается невозможным. Можно показать, что независимо от структуры этих ИУ предельные качественные показатели определяются коэффициентом передачи синфазного сигнала ($K_{сн}$), при заданном дифференциальном коэффициенте усиления ($K_{д}$) как операционных усилителей (ОУ), так и мультидифференциальных операционных усилителей (МОУ).

В данной работе предлагается достаточно эффективный схемотехнический способ повышения коэффициента ослабления синфазного сигнала в дифференциальных каскадах для классических ОУ и МОУ.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для получения фундаментальных соотношений и качественных выводов в соответствии с методикой [2], рассмотрим основные свойства обобщенной структуры рис. 1, которая поглощает любые элек-

тронные устройства, построенные на полевых и (или) биполярных транзисторах. Эта структура характеризуется следующей векторной системой уравнений

$$\begin{cases} \mathbf{X}^- = \mathbf{A}^- \mathbf{x}_0 + \mathbf{B}^- \mathbf{Y} & \mathbf{Y} = \mathbf{K}^- \mathbf{X}^- + \mathbf{K}^+ \mathbf{X}^+ \\ \mathbf{X}^+ = \mathbf{A}^+ \mathbf{x}_0 + \mathbf{B}^+ \mathbf{Y} & \mathbf{y}_0 = \mathbf{T} \mathbf{Y} \end{cases} \quad (1)$$

Векторы \mathbf{X}^- , \mathbf{X}^+ , \mathbf{Y} образуются компонентами x_i^- , x_i^+ , y_i (рис. 1), смысл векторов \mathbf{A}^- , \mathbf{A}^+ , \mathbf{T} и матриц \mathbf{B}^- , \mathbf{B}^+ поясняется в табл. 1.

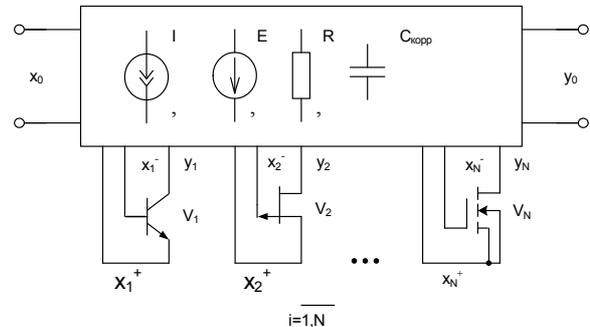


Рис. 1. Обобщенная структура электронных усилителей

Диагональные матрицы

$$\mathbf{K}^- = \{K_i^-\}, \quad \mathbf{K}^+ = \{K_i^+\} \quad (2)$$

состоят из компонентов

$$K_i^- = \frac{S_i R_{mi}}{1 + S_i R_{mi}}; \quad K_i^+ = S_i R_{mi}, \quad (3)$$

которые являются коэффициентами усиления i -го каскада по инвертирующему (K_i^-) и неинвертирующему (K_i^+) входам, где S_i - эквивалентная крутизна усиления i -го активного элемента, R_{mi} - эквивалентное сопротивление нагрузки в цепи коллектора или стока i -го транзистора, R_{mi} - эквивалентное сопротивление в цепи эмиттера или истока (в режиме эмиттерного или истокового повторителя). Учитывая, что

$$K_i^- = K_i^+ (1 - K_{mi}), \quad K_{mi} = \frac{S_i R_{mi}}{1 + S_i R_{mi}}, \quad (4)$$

где K_{mi} - коэффициент передачи эмиттерного или истокового повторителя. Решение системы (1) позволяет получить передаточную функцию обобщенной структуры

Матрицы и векторы обобщенной структуры

Матрица, вектор	Размерность	Физический смысл компонента (передача КЧС)
$\mathbf{V}^- = \ b_{ij}^-\ ^T$	$N \times N$	Передача с выхода i -го каскада (i -й транзистор) к базе (затвору) j -го транзистора
$\mathbf{V}^+ = \ b_{ij}^+\ ^T$	$N \times N$	Передача с выхода i -го каскада (i -й транзистор) к эмиттеру (истоку) j -го транзистора
$\mathbf{A}^+ = (a_i^+)$	$N \times 1$	Передача от источника сигнала к эмиттеру (истоку) i -го транзистора
$\mathbf{A}^- = (a_j^-)$	$N \times 1$	Передача от источника сигнала к базе (затвору) i -го транзистора
$\mathbf{T} = [t_j]$	$1 \times N$	Передача с выхода i -го каскада на нагрузку

$$\Phi = \mathbf{T} \left[\{K_i^+\}^{-1} + \mathbf{V}^- - \mathbf{V}^+ - \{K_{II}\} \mathbf{V}^- \right]^{-1} (\mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^- + \{K_{II}\} \mathbf{A}^-) \quad (5)$$

При подаче на i -ый и j -ый инвертирующие входы активных элементов синфазного сигнала ($x_0 = U_{сн}$), структура векторов имеет следующий вид

$$\mathbf{A}_{C1} = \mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^- + \{K_{II}\} \mathbf{A}^- = -[0 \dots (1 - K_{II}) \dots (1 - K_{II}) \dots 0]^T \quad (6)$$

В случае использования дифференциального сигнала на тех же входах ($x_0 = U_{д}$) знак j -ой компоненты этих векторов изменится на противоположный

$$\mathbf{A}_{\delta 1} = \mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^- + \{K_{II}\} \mathbf{A}^- = -[0 \dots (1 - K_{II}) \dots - (1 - K_{II}) \dots 0]^T \quad (7)$$

Таким образом, решение поставленной задачи сводится к поиску компонентов матриц \mathbf{V}^- , \mathbf{V}^+ , обеспечивающих минимизацию функций

$$K_{сн} = \mathbf{T} \left[\{K_i^+\}^{-1} + \mathbf{V}^- - \{K_{II}\} \mathbf{V}^- \right]^{-1} \mathbf{A}_{C1} \quad (8)$$

при выполнении ограничений на дифференциальный коэффициент усиления

$$K_{\delta} = \mathbf{T} \left[\{K_i^+\}^{-1} + \mathbf{V}^- - \{K_{II}\} \mathbf{V}^- \right]^{-1} \mathbf{A}_{\delta 1} \quad (9)$$

В [3] показано, что минимальная параметрическая чувствительность $K_{сн}$ обеспечивается в структуре каскада "параллельного баланса" (рис. 2)

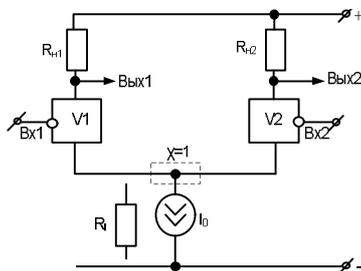


Рис. 2. Классический дифференциальный каскад

Здесь

$$K_{сн_i} = K_i^+ (K_{II_1} + K_{II_2} - 1) \quad (10)$$

$$K_{\delta_i} = K_i^+ (1 + K_{II_{i\pm 1}} - K_{II_i}) \quad (11)$$

Как это следует из соотношений (3) и (4), предельные значения

$$K_{сн_1} = -\frac{R_{н_1} S_1}{1 + R_f (S_1 + S_2)} \quad (12)$$

$$K_{сн_2} = -\frac{R_{н_2} S_2}{1 + R_f (S_1 + S_2)} \quad (13)$$

определяются соотношениями между дифференциальным сопротивлением источника тока (R_f) и крутизной транзисторов V1 и V2, реализуемыми дифференциальным коэффициентом усиления ($R_{н_i} S_i$) и не требует согласования параметров используемых компонентов. Попытки уменьшить $K_{сн_i}$ увеличением I_0 не приводит к ощутимому результату в силу того, что R_f определяется отношением напряжения Эрли биполярного транзистора к величине тока. Таким образом, свойства, наиболее рациональной структуры дифференциального каскада для создания современных активных элементов СФ блоков смешанных СнК, оказываются недостаточными и требуют поиска более эффективных структур.

III. СТРУКТУРНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ КАСКАДОВ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО БАЛАНСА

Решение сформулированной задачи возможно в рамках обобщенной структуры (рис. 1) при выполнении условия сохранения основных принципов взаимодействия активных компонентов V1 и V2 (рис. 2), при этом инвертирующие входы транзисторов "закрепляются" за источниками входных сигналов $U_{сн}$ и $U_{д}$ и не могут быть использованы для организации цепей обратных связей. В этом случае матрица $\mathbf{V}^- = 0$ и векторы, входящие в (8) и (9), конкретизируются

$$\mathbf{A}_{C1} = -[1 - K_{II_1} - K_{II_2} \quad 1 - K_{II_1} - K_{II_2}]^T, \quad (14)$$

$$\mathbf{A}_{\delta 1} = -[1 - K_{II_1} + K_{II_2} \quad 1 + K_{II_1} - K_{II_2}]^T. \quad (15)$$

Тогда полнота структуры обеспечивается только компонентами матрицы \mathbf{V}^+ и, следовательно, для

$T_1 = [1 \ 0]$ и $T_2 = [0 \ 1]$, указанные параметры дифференциального каскада определяются следующими соотношениями

$$K_{ch_i} = -\frac{K_i^+(1-K_{\Pi_1}-K_{\Pi_2})}{1-b_{11}^+K_1^+-b_{22}^+K_2^+} [1-K_j^+(b_{jj}^+-b_{ji}^+)] \quad (16)$$

$$K_{\theta_i} = \frac{K_i^+(1-K_{\Pi_1}+K_{\Pi_2})}{1-b_{11}^+K_1^+-b_{22}^+K_2^+} [1-K_j^+(b_{jj}^++b_{ji}^+)], \quad (17)$$

где $i=1, 2; j=2, 1$.

Структура полученных соотношений показывает, что при выполнении неравенств

$$b_{11}^+ < 0, \quad b_{22}^+ < 0, \quad b_{12}^+ < 0, \quad b_{21}^+ < 0 \quad (18)$$

действие соответствующих обратных связей направлено на уменьшение коэффициента передачи синфазного напряжения K_{ch} при условии не уменьшения дифференциального коэффициента усиления. Рассмотрим два основных случая.

Для каскада с симметричным выходом ($K_{\theta_1} = -K_{\theta_2}$) условие независимости дифференциальных коэффициентов усиления от вводимых компонентов матрицы \mathbf{V}^+ , как это следует из (17), определится следующими соотношениями

$$b_{11}^+K_1^+ = b_{21}^+K_2^+, \quad b_{22}^+K_2^+ = b_{12}^+K_1^+. \quad (19)$$

Требуемое условие легко реализуется при $R_{n_1} = R_{n_2}$, так как нагрузки вводимых в схему источников тока управляемых напряжением (ИТУН) являются общими (рис. 3).

В этом случае реализуются равенства

$$-b_{11}^+ = -b_{12}^+ = \gamma_1, \quad -b_{22}^+ = -b_{21}^+ = \gamma_2, \quad (20)$$

и в соответствии с (16)

$$K_{ch_i} = -\frac{K_i^+(1-K_{\Pi_1}-K_{\Pi_2})}{1+\gamma_1K_1^++\gamma_2K_2^+}. \quad (21)$$

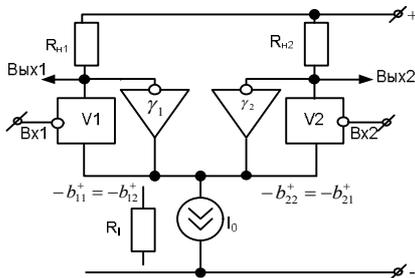


Рис. 3. Структура дифференциального каскада с компенсирующими U_{ch} обратными связями

Однако, уменьшение K_{ch_i} объясняется не только структурой настоящего соотношения, но и влиянием контуров $\gamma_i K_i^+$ на входное сопротивление соответствующего каскада по не инвертирующему входу, что приводит к пропорциональному увеличению крутиз-

ны преобразования в каждом плече схемы. Тогда

$$K_{ch_i} = -\frac{K_i^+}{1+R_i[S_1(1+\gamma_1K_1^+)+S_2(1+\gamma_2K_2^+)]}, \quad (22)$$

и действие введенных контуров обратной связи эквивалентно увеличению дифференциального сопротивления источника тока R_i . Определяя минимально допустимое (реализуемое) значение K_{ch_i} (21), необходимо учитывать, что в реальных схемах его значение ограничивается влиянием проходной проводимости транзистора h_{22_i}

$$K_{ch_i, \min} = \frac{R_{n_i} h_{22_i}}{1+R_{n_i} h_{22_i}}. \quad (23)$$

Аналогично проходной емкостью активного элемента ограничивается и диапазон рабочих частот для синфазного сигнала. Соотношение (23) определяет предельное значение K_{ch} , которое можно получить введением обсужденных обратных связей.

Рассмотрим методику применения полученного результата для простейших симметричных дифференциальных каскадов. На рис. 4 приведена простейшая схема каскада параллельного баланса с диодной нагрузкой. В случае использования компонентов радиационно-стойкого АБМК [4], результаты её моделирования в среде PSpice приведены в табл. 2.

Сравнение полученных параметров со случаем, когда в схеме используется идеальный источник тока (I_0), показывает, что влияние параметров транзистора V5, реализуемого источник тока, приводит к увеличению K_{ch} на 40 дБ и трехкратному уменьшению граничной частоты $f_{гр, ch}$. В соответствии с полученным теоретическим результатом в схему каскада (рис.5) введены две отрицательные обратные связи на транзисторах V7 и V8. Результаты моделирования полученной схемы при сохранении режимов работы транзисторов V1 и V2 приведены в табл. 2.

Ухудшение до -55 дБ коэффициента передачи синфазного сигнала K_{ch} объясняется влиянием h_{22} транзисторов V7 и V8 на величину R_i . Отметим, что h_{22} транзисторов p-n-p типа всегда больше, чем у n-p-n транзисторов, поэтому в случае, когда они являются основными, необходимо использовать "каскадную" реализацию источников тока и выходные цепи каскадов обратной связи в её токозадающую часть (рис. 6). Как видно из табл. 2, реализуемый в этом случае коэффициент передачи синфазного напряжения хорошо согласуется с аналогичным параметром в случае применения идеального источника тока (строка 1 табл.2). Таким образом, применение предложенных в работе компенсируемых K_{ch} обратных связей минимизирует передачу синфазного напряжения при сохранении других дифференциальных параметров каскада. От-

Сравнительная таблица дифференциальных каскадов

Парам. № схемы	№ вых.	$K_{сн}$	$f_{гр_сн}$	$U_{гр_сн}$	$U_{гр_вх}$	$K_{д}$	$f_{гр}$	$K_{сн} \cdot f_{гр_сн}$	I_0
		дБ	МГц	В	мВ				
ДК с идеальным I_0	Вых1	-100	0,052	-4	-50	-6	2200	5,2	200
	Вых2			4.9	400				
Рис. 4	Вых1	-62	1.7	-4	-50	-6	670	105	213
	Вых2			4.9	400				
Рис. 5	Вых1	-55	6.1	-4	-50	-6	63	335	423
	Вых2			4.9	400				
Рис. 6	Вых1	-113	0.012	-2.7	-50	-6	56	1.4	465
	Вых2			4.8	400				
Рис. 7	Вых1	-113	0.009	-2.7	-50	-4	204	1	315
	Вых2		0.008	4.8	400	-9	91	0.9	

Примечание: $K_{сн}$ - коэффициент передачи синфазного напряжения, $f_{гр_сн}$ - граничная частота коэффициента передачи синфазного напряжения, $U_{гр_сн}$ - граничные напряжения для синфазного сигнала, $U_{гр_вх}$ - граничные напряжения для дифференциального сигнала, $K_{д}$ - коэффициент передачи дифференциального напряжения, $f_{гр}$ - граничная частота коэффициента передачи дифференциального напряжения, I_0 - потребляемый схемой ток. Шина питания $\pm 5В$.

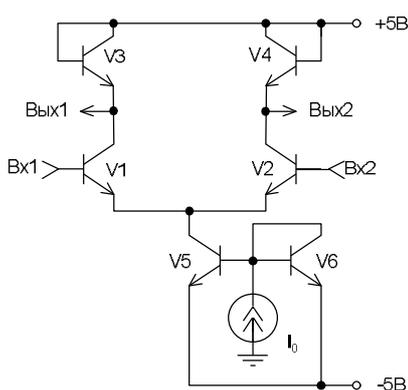


Рис. 4. Структура обычного дифференциального каскада с реальным источником тока

метим, что указанные в табл. 2 изменения диапазонов рабочих частот дифференциального $f_{гр}$ и синфазного $f_{гр_сн}$ сигналов объясняется влиянием проходных и входных емкостей, как основных, так и дополнительных транзисторов.

Как видно из соотношений (16) и (17), исключение одного из компенсирующих контуров сохраняет механизм уменьшения $K_{сн}$, однако, влияет на реализуемый дифференциальный коэффициент передачи, причем, введение обратной связи в j -е плечо уменьшает K_{θ} , но увеличивает K_{ϕ} . Реализация этого варианта построения схемы показана на рис. 7. Результаты её моделирования при сохранении типов и режимов работы транзисторов приведены в табл. 2.

Отметим, что введение предложенных обратных связей в структуру дифференциального каскада

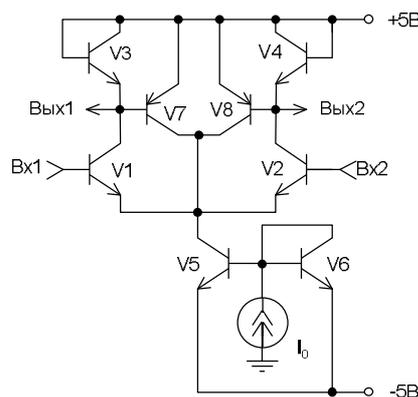


Рис. 5. Дифференциальный каскад с дополнительными обратными связями

(рис.5) существенно расширяет одну из интегральных оценок дифференциальных каскадов $K_{сн} \cdot f_{гр_сн}$.

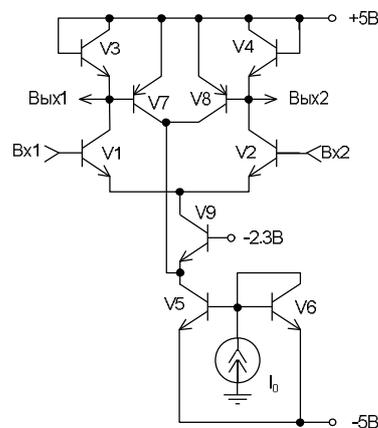


Рис. 6. Структура дифференциального каскада с максимальным коэффициентом ослабления синфазного сигнала

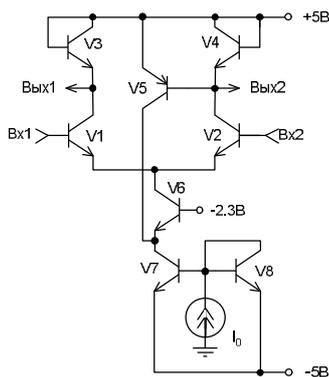


Рис. 7. Структура дифференциального каскада с одним компенсирующим контуром

IV. ВХОДНЫЕ КАСКАДЫ ОУ И МОУ

В схемотехнике дифференциальных ОУ входные каскады должны не только обеспечивать максимально глубокое ослабление синфазного напряжения, но и максимально большое усиление дифференциального сигнала. С этой целью в их структуре целесообразно использовать динамические нагрузки на транзисторах с противоположным типом проводимости. Однако, в простейшей структуре каскада такое решение связано с уменьшением численных значений γ_1 , γ_2 и, как это следует из соотношения (22), к уменьшению эффективности компенсирующих контуров. Устранить указанное противоречие можно применением базовой "каскадной" структуры симметричного входного каскада, где относительно низкое сопротивление нагрузки основного "плеча" преобразования обеспечивает увеличение численных значений крутизны преобразования дополнительных ИТУН. Принципиальная схема одного из возможных вариантов решения этой задачи приведена на рис.8, а результаты её моделирования на указанных выше компонентах АБМК и идентичных режимах работы - в табл. 3.

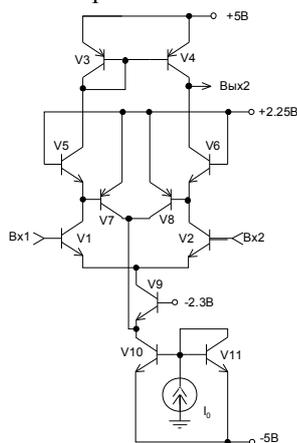


Рис. 8. Структура входного каскада дифференциального ОУ с цепями компенсации $K_{сн}$

Относительно высокому дифференциальному коэффициенту усиления каскада глубокое ослабление

синфазного напряжения показывает эффективность предложенного схемотехнического способа решения задачи. Действительно, коэффициент ослабления синфазного напряжения $K_{оссн} = K_{д}/K_{сн}$, как интегральная мера качества каскада (соотношение (16) и (17)) "каскадной" схемы, показанной на рис.8, составляет 10^8 , а для схемы, показанной на рис.6 - 10^6 .

Для мультидифференциальных ОУ входные дифференциальные каскады должны не только обеспечивать ослабление синфазных напряжений, но и суммирование сигналов дифференциальных пар. Исследование возможных схемотехнических способов взаимодействия отдельных дифференциальных каскадов в этой структуре показывает, что с точки зрения решения общей задачи наиболее рациональным является их работа на общие нагрузки, когда осуществляется суммирование токов. Именно в этом случае, согласно соотношениям (16) и (22), действие компенсирующих обратных связей γ_1 и γ_2 распространяется на любой автономный канал преобразования синфазных составляющих. Вторая особенность схемотехники таких входных каскадов связана с необходимостью реализации относительно больших граничных напряжений как для синфазного напряжения ($U_{гр,сн}$), так и для дифференциального сигнала ($U_{гр,вх}$). Это требование связано с особенностью функционирования МОУ в инструментальных усилителях и иных операционных преобразователях [1]. Исключения, очевидно, составляют схемы устройств частотной селекции с собственной компенсацией. Для увеличения граничных напряжений в структуре входных каскадов целесообразно использовать полевые транзисторы с высоким напряжением отсечки. Именно такой входной каскад демонстрируется на рис. 9.

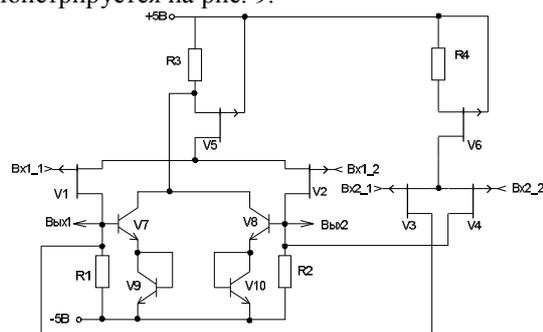


Рис. 9. Структура входного каскада МОУ

В структуре радиационно-стойкого АБМК такие активные элементы (V1 ÷ V6 транзисторы типа p-JFET) обеспечивают хорошую стабильность основных малосигнальных параметров под действием основных детализирующих факторов. Результаты моделирования схемы в среде PSpice приведены в табл. 3 и хорошо подтверждают основные теоретические положения – действие компенсирующей обратной связи распространяется на два плеча преобразования синфазных напряжений. Целесообразно отметить, что без

Сравнительная таблица входных каскадов для дифференциальных и мультидифференциальных ОУ

Парам. № схемы	№ кан.	$K_{сн}$	$f_{гр_сн}$	$U_{гр_сн}$	$U_{гр_вх}$	K_d	$f_{гр}$	$K_{сн} \cdot f_{гр_сн}$	I_0
		дБ	кГц	В	мВ				
Рис. 8	-	-98	3.8	-2.1	-0.1	53	1.5	380	400
				2	0.1				
Рис. 9	1	-77	35,24	-4	-0,25	4	7.6	2731.5	592
				5	0,25				
	2	-82	20	-4	-0,5		7.3	1640	
				5	0,5				
Рис. 10	1	-88	7,3	-4.3	-1,27	-7	8.9	642.4	592
				5	1,4				
	2	-81	15.7	-4.5	-1,3		9	1271.7	
				5	1,65				

Примечание: № канала определяется первым индексом указанных на принципиальных схемах входов. Учитывая симметрию схем, приведенные параметры соответствуют как первому, так и второму выходу. В докладе дается сравнение характеристик рассматриваемых каскадов с традиционными.

компенсирующих обратных связей (V7 ÷ V10 исключены) коэффициент передачи синфазного напряжения составляет -60дБ.

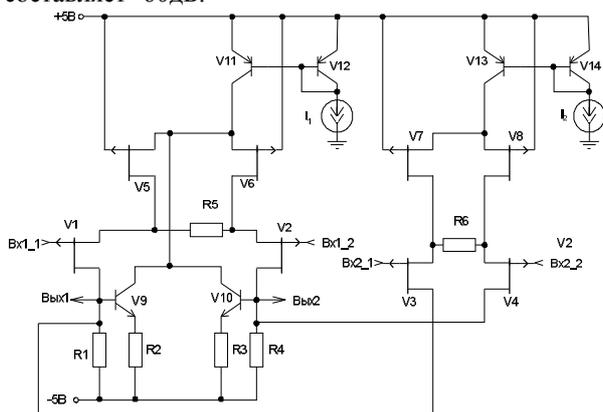


Рис. 10. Структура входного каскада МОУ с увеличенным диапазоном граничных напряжений

Для увеличения граничных напряжений можно в истоковых цепях использовать дополнительные резисторы, однако, для обеспечения требуемой глубины компенсирующих обратных связей γ_1, γ_2 целесообразно использовать дополнительные источники тока так, как это показано на рис. 10. Результаты моделирования схемы при аналогичных режимах работы транзисторов приведены в табл. 3. Указанная особенность уменьшает влияние малосигнальных параметров V1 ÷ V4 на дифференциальный коэффициент передачи и диапазон рабочих частот входного каскада, но сопровождается уменьшением K_d . Отметим, что их отношение для различных каналов определяется соотношением сопротивлений резисторов R5 и R6.

Использование p-n-p транзисторов V11 ÷ V14 не ухудшает качественные показатели входного каскада так, как нагрузка для цепей компенсации определяется, в основном, крутизной полевых транзисторов.

V. ВЫВОДЫ

Предложенный в работе метод схемотехнического проектирования входных каскадов как классических, так и МОУ, позволяет существенно (на несколько порядков) увеличить коэффициент ослабления синфазного сигнала без изменения дифференциального коэффициента усиления. Это достигается введением в схему дополнительных, компенсирующих этот сигнал обратных связей и создает в его структуре дополнительные параметрические степени свободы, которые можно, в частности, использовать и для уменьшения потребляемого усилителем тока. С точки зрения создания СФ блоков для смешанных систем на кристалле указанная особенность позволяет существенно повысить их качественные показатели и, в частности, минимизировать число прецизионных резисторов. Так, высокое ослабление синфазного напряжения входных каскадов позволяет создавать инструментальные усилители на одном МОУ.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Крутчинский С.Г., Щербинин И.П. Структуры современных аналоговых интерфейсов // Международный научно-технический журнал "Электроника и связь". 2004. № 21. С. 95 – 101.
- [2] Крутчинский С.Г. Структурный синтез аналоговых электронных схем // Изд. СКНЦ ВШ, г. Ростов н/Д. 2001. 185 с.
- [3] Крутчинский С.Г., Нефедова А.В. Структурная оптимизация дифференциальных каскадов // Известия ЮФУ, г. Таганрог. 2008. С. 41.
- [4] Каталог разработок Российско-Белорусского центра аналоговой микросхемотехники / Под ред. Крутчинского С.Г., г. Шахты. 2006. 87 с.