

Раздел II. Сложнофункциональные блоки смещенных систем на кристалле

УДК 621.372

С.Г. Крутчинский, А.Е. Титов

СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА БАЗЕ МУЛЬТИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ (МОУ)

На базе обобщенной структуры электронных усилителей с мультидифференциальными ОУ решена задача синтеза принципиальной схемы инструментального усилителя с максимальным коэффициентом ослабления синфазного сигнала и минимальным дрейфом нуля. Такие устройства являются базой для построения аналоговых интерфейсов смешанных систем на кристалле.

Структура; кристалл.

S.G. Krutchinsky, A.E. Titov

TOOL AMPLIFIERS ON THE BASIS OF MOA STRUCTURAL SYNTHESIS

On the basis of the generalized structure of electronic amplifiers with multidifferential operational amplifiers the problem of synthesis of the basic scheme of the tool amplifier with the maximum factor of easing of an inphase signal and the minimum drift of zero is solved. Such devices are base for construction of analogue interfaces of the mixed systems on a chip.

Structure; chip.

Введение. Совершенствование аналоговых интерфейсов интеллектуальных датчиков и датчиковых систем непосредственно связано с повышением основных качественных показателей инструментальных (измерительных) усилителей (ИУ) и в первую очередь его коэффициента передачи синфазного сигнала ($K_{сн}$) и дрейфа нуля ($U_{др}$). Разработка новых схемотехнических принципов дифференциальных каскадов ОУ с минимальным $K_{сн}$ [1] не решает общую проблему для этого класса усилителей, по крайней мере, по двум причинам. Во-первых, в классических структурах ИУ на базе трех или четырех ОУ предельное (минимальное) значение коэффициента передачи синфазного сигнала определяется точностью отношения (ξ_R) четырех или восьми резисторов

$$K_{сн \min} \approx 2(4)\xi_R = 2(4)rppt \quad (1)$$

Во-вторых, при минимизации дрейфа нуля используется идентичное ЭДС смещения ($E_{см}$) двух или четырех ОУ

$$U_{др \min} = K_d (E_{см1} - E_{см2}) + 3(E_{см3} - E_{см4}) \quad (2)$$

где K_d - дифференциальный коэффициент передачи ИУ.

Приведенные оценки, следующие из анализа принципиальных схем и проверенные на целом ряде разработок показывают, что при использовании таких

ИУ в интерфейсах, функционирующих при воздействии жестких внешних факторов (температура, радиационное излучение и т.п.) даже в случае применения специальных технологических приемов ξ_R составляет 1 % и коэффициент ослабления синфазного сигнала не превышает 34 дБ.

Именно поэтому поиск структур ИУ, у которых $K_{сн\ min}$ не зависит от точности резистивных элементов схемы, остается актуальной научно-технической задачей в общей проблеме проектирования смешанных систем на кристалле (СнК).

Постановка задачи. Детальный анализ сформулированной проблемы в базе операционных усилителей (ОУ) показывает, что минимизация $K_{сн}$ в этом элементном базисе невозможна по причине необходимости использования резистивных элементов в дифференциальных сумматорах напряжения. С системной точки зрения такой вывод приводит к необходимости увеличения числа дифференциальных входов ОУ как потенциальных "степеней свободы" общей структуры. В [2] показано, что решение задачи на компонентном уровне без ухудшения этого базового показателя ОУ возможно путем применения во входных каскадах мультидифференциальных ОУ (МОУ) дополнительных компенсирующих $K_{сн}$ обратных связей, действие которых распространяется на любой дифференциальный каскад. Принципиально такие МОУ с общей стабилизирующей обратной связью являются инструментальными усилителями, у которых $K_{сн}$ не зависит от соотношения резистивных элементов, однако его величина и дрейф нуля пропорциональны реализуемому дифференциальному коэффициенту передачи, что в конечном итоге и ограничивает область его практического применения.

Для установления взаимосвязи базовых параметров ИУ с параметрами МОУ и поиска принципов минимизации коэффициента передачи синфазного сигнала и дрейфа нуля, а также для поиска новых структур ИУ решение общей задачи необходимо выполнять в рамках обобщенных структур, которые представляют собой полный сигнальный граф, образованный базисными структурами (мультидифференциальными ОУ) и физически реализуемыми связями между ними посредством пассивных элементов.

Обобщенная структура и основные свойства электронных схем с мультидифференциальными ОУ. Увеличение числа входов дифференциальных каскадов, приводит к снижению коэффициента ослабления синфазного сигнала усилителя, причем он может зависеть от требуемого количества входов. Кроме того, необходим поиск особенностей функционально-топологических принципов введения в схему дополнительных обратных связей, и, следовательно, анализ основных свойств электронных схем с МОУ[2].

Для решения этой частной задачи воспользуемся обобщенной структурой электронных схем с МОУ (рис. 1).

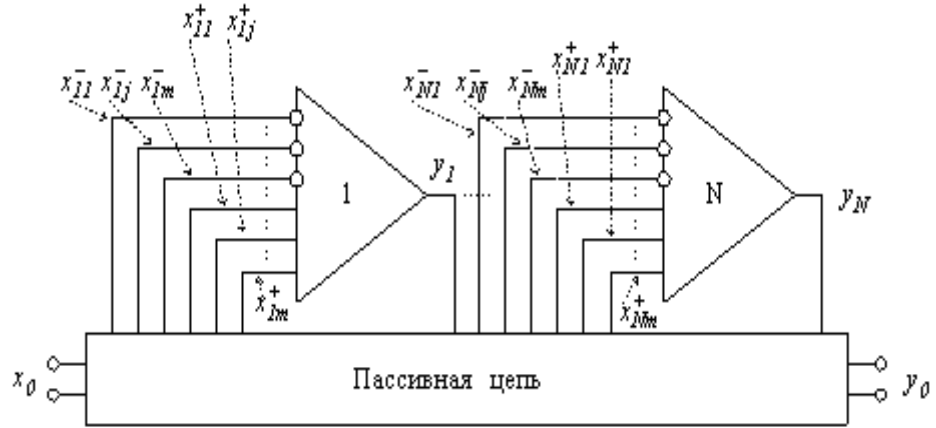


Рис. 1. Обобщенная структура с мультидифференциальными ОУ

Из векторного сигнального графа (рис. 2) этой структуры следует система векторно-матричных уравнений:

$$\begin{aligned}
 x_1^- &= A_1^- x_0 + B_1^- Y & x_1^+ &= A_1^+ x_0 + B_1^+ Y \\
 x_2^- &= A_2^- x_0 + B_2^- Y & x_2^+ &= A_2^+ x_0 + B_2^+ Y \\
 &..... & &..... \\
 x_j^- &= A_j^- x_0 + B_j^- Y & x_j^+ &= A_j^+ x_0 + B_j^+ Y \\
 &..... & &..... \\
 x_m^- &= A_m^- x_0 + B_m^- Y & x_m^+ &= A_m^+ x_0 + B_m^+ Y
 \end{aligned} \tag{3}$$

$$Y = \{K_{li}^-\} x_1^- + \{K_{2i}^-\} x_2^- + \dots + \{K_{mi}^-\} x_m^- + \{K_{li}^+\} x_1^+ + \{K_{2i}^+\} x_2^+ + \dots + \{K_{mi}^+\} x_m^+$$

$$y = TY$$

Смысл векторов $x_1^-, x_2^-, \dots, x_m^-; x_1^+, x_2^+, \dots, x_m^+, Y$ следует из рис. 2.

Рис. 2. Векторный сигнальный граф обобщенной структуры
 Векторы $A_j^- = (a_i^-), A_j^+ = (a_i^+)$ размерностью $N \times 1$ описывают расщепитель

входного сигнала x_0 и связывают его с инвертирующим (-) и неинвертирующим (+) входами ($j = \overline{1, m}$) мультидифференциальных ОУ ($i = \overline{1, N}$). Матрицы $\mathbf{B}_j^- = \|b_{ji}^-\|$ ($N \times N$), $\mathbf{B}_j^+ = \|b_{ji}^+\|$ ($N \times N$) образованы локальными передаточными функциями пассивной подсхемы, обеспечивающей передачу и масштабирование сигнала со входа i -го активного элемента на j -й инвертирующий или неинвертирующий входы l -го МОУ. Активные элементы описываются диагональными матрицами размера ($N \times N$):

$$\{K_{ji}^-\}, \{K_{ji}^+\} \quad j = \overline{1, m}, \quad i = \overline{1, N}, \quad (4)$$

компоненты, которых являются передаточными функциями i -го МОУ по j -му инвертирующему (-) и неинвертирующему (+) входам.

Связь выходов активных элементов с нагрузкой осуществляется через сумматор, локальные передачи которого образуют вектор $\mathbf{T} = [t_i]$ размера ($N \times 1$). Для учета влияния ослабления синфазного сигнала по различным входам введем в общем случае функции:

$$k_{ji}^- = \frac{K_{ji}^- - K_{li}^-}{K_{li}^-}, \quad k_{ji}^+ = \frac{K_{ji}^+ - K_{li}^+}{K_{li}^+}, \quad (5)$$

характеризующих неидентичность каналов усиления входного сигнала. Тогда

$$\{K_{ji}^-\} = -\{k_i^-\} [I_N + \{k_{ji}^-\}] \quad j = \overline{2, N} \quad (6)$$

$$\{K_{ji}^+\} = \{k_i^+\} [I_N + \{k_{ji}^+\}] \quad j = \overline{1, N} \quad (7)$$

Решение системы (3) приводит к следующему вектору выходных сигналов МОУ:

$$Y = [\{k_i^{-1}\}_+ \mathbf{B} + \Delta \mathbf{B}]^{-1} (\mathbf{A} + \Delta \mathbf{A}) x_0, \quad (8)$$

где

$$\mathbf{A} = \sum_{j=1}^m (A_j^+ - A_j^-); \quad (9)$$

$$\mathbf{B} = \sum_{j=1}^m [B_j^- - B_j^+]; \quad (10)$$

$$\Delta \mathbf{A} = \sum_{j=2}^m \{k_{ji}^+\} A_j^+ - \sum_{j=2}^m \{k_{ji}^-\} A_j^-; \quad (11)$$

$$\Delta \mathbf{B} = \sum_{j=2}^m \{k_{ji}^-\} B_j^- - \sum_{j=1}^m \{k_{ji}^+\} B_j^+. \quad (12)$$

Из (8) может быть получен дифференциальный коэффициент передачи ИУ с МОУ:

$$K_o = \frac{y_0}{x_0} = \mathbf{T} [\{k_i^{-1}\}_+ \mathbf{B} + \Delta \mathbf{B}]^{-1} (\mathbf{A} + \Delta \mathbf{A}). \quad (13)$$

Реально коэффициенты ослабления синфазного сигнала при использовании компенсирующих контуров в дифференциальных каскадах МОУ[1] достаточно велики, поэтому при анализе их влияния на функцию (13) можно исключить мультипликативные составляющие, представляющие собой величины второго порядка малости.

Рассмотрим влияние j -го коэффициента для инвертирующего входа i -того активного элемента. Из (12) следует (индекс j соответствует номеру матрицы):

$$\Delta \mathbf{B}(k_{ij}^-) = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 \\ b_{i1}^- & \dots & b_{iN}^- \\ 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} k_{ji}^- = [0 \dots k_{ij} \dots 0]^T [b_{i1}^{j-} \dots b_{iN}^{j-}]. \quad (14)$$

Тогда по методу Дуайра и Уо [3] (метода пополнения при обращении матрицы) получим:

$$[\mathbf{B} + \{k_{ji}^- \} \mathbf{B}_j^-]^I = \mathbf{B}^{-1} - \frac{I}{\gamma} \mathbf{B}^{-1} [0 \dots k_{ij} \dots 0]^T [b_{i1}^{j-} \dots b_{iN}^{j-}] \mathbf{B}^{-1}, \quad (15)$$

где $\gamma = I + [b_{i1}^{j-} \dots b_{iN}^{j-}] \mathbf{B}^{-1} [0 \dots k_{ij} \dots 0]^T$.

Следовательно,

$$K_o(k_{ji}^-) = -k_{ji}^- \frac{H_j F_j}{1 + k_{ji}^- F_j} - k_{ji}^- \mathbf{T} \mathbf{B}^{-1} [0 \dots a_j^- \dots 0]^T. \quad (16)$$

В выражении (16)

$$H_j = \mathbf{T} \mathbf{B}^{-1} [0 \dots 1 \dots 0]^T \quad (17)$$

является локальной передаточной функцией системы при подаче сигнала на j -й вход i -го активного элемента,

$$F_j = [b_{i1}^{j-} \dots b_{iN}^{j-}] \mathbf{B}^{-1} \mathbf{A} \quad (18)$$

представляет собой передаточную функцию при условии, что вектор \mathbf{T} образован компонентами i -й строки матрицы \mathbf{B}_j^- , а

$$\hat{F}_j = [b_{i1}^{j-} \dots b_{iN}^{j-}] \mathbf{B}^{-1} [0 \dots 1 \dots 0]^T \quad (19)$$

является передаточной функцией системы при подаче сигнала на j -й вход i -го МОУ при условии, что вектор \mathbf{T} образован указанным выше способом.

Аналогичный результат получается и для k_{ji}^+ . Однако, как это следует из (9) и (10) в соответствующих выражениях необходимо изменить знак слагаемых. С учетом структуры вектора (10) полное приращение дифференциального коэффициента передачи будет иметь следующий вид

$$K_o = \sum_{j=1}^m \left[\sum_{j=1}^m k_{ij}^+ \frac{H_{ji} \Phi_j^+}{1 - k_{ij}^+ \Phi_{jj}^+} - \sum_{j=2}^m k_{ij}^- \frac{H_{ji}(\rho) \Phi_j^-}{1 + k_{ij}^- \Phi_{jj}^-} + \sum_{j=1}^m k_{ij}^+ H_{ij}^+ - \sum_{j=2}^m k_{ij}^- H_{ij}^- \right]. \quad (20)$$

Здесь и далее

$$\begin{aligned} \Phi_j^+ &= [b_{i1}^{+j} \dots b_{iN}^{+j}] \mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}; \Phi_{jj}^+ = [b_{i1}^{+j} \dots b_{iN}^{+j}] \mathbf{B}^{-1} \mathbf{V}_j^+; H_{ji} = \mathbf{T} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{V}_j^+ \\ \Phi_j^- &= [b_{i1}^{-j} \dots b_{iN}^{-j}] \mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}; H_{ji}^+ = \mathbf{T} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{V}_j^- a_{ji}^-; \Phi_{jj}^- = [b_{i1}^{-j} \dots b_{iN}^{-j}] \mathbf{B}^{-1} \mathbf{V}_j^+ \end{aligned} \quad (21)$$

где \mathbf{V}_j^+ , (\mathbf{V}_j^-) – вектор-столбец размером $(N \times 1)$, имеющий отличную от нуля и равную единице компоненту, соответствующую j -му неинвертирующему (инвертирующему) входу i -го МОУ (см. структуру вектора (12); a_{ji}^+ , (a_{ji}^-) – передачи пассивной подсистемы от источника сигнала к j -му неинвертирующему (инвертирующему) входу i -го усилителя; k_{ij}^+ – коэффициент

ослабления синфазного сигнала i -го МОУ по j -му неинвертирующему входу; k_{ij}^- – коэффициент относительной неидеальности i -го МОУ j -му инвертирующему входу.

В соотношениях (20), (21) индекс j характеризует номер матрицы, входящей в ряд (11).

Структура приращения дифференциального коэффициента (20) указывает на возможность взаимной компенсации влияния неидентичности каналов мультидифференциальных ОУ.

Отметим, что структура синфазного коэффициента передачи аналогична (13), а его изменение под действием k_{ij} аналогично (20) и отличается только значением вектора входных воздействий. Так, при $N=3$ для получения K_o необходимо, как это следует из (3) использовать вектор

$$A_o = (1 \quad -1 \quad 0)^T, \quad (22)$$

а для получения $K_{сн}$

$$A_c = (1 \quad 1 \quad 0)^T. \quad (23)$$

Из вектора (3) можно также получить выражение для дрейфа нуля схемы. Действительно, эта величина определяется E_{cm} МОУ, поэтому входное воздействие на систему

$$Ax_0 = (E_{cm1}, E_{cm2}, \dots, E_{cmN})^T \quad (24)$$

приводит, как это видно из (13), к следующему результату

$$U_{др} = \sum_{j=1}^N H_j E_{cmj}. \quad (25)$$

Полученные выражения являются общими для рассматриваемой задачи и позволяют сформулировать важный для процедуры синтеза оптимальной структуры вывод – минимизация $K_{сн}$ и дрейфа нуля ИУ требует минимизации $\forall j$ локальных передаточных функций (передач) H_j . Именно последовательность этих частных задач связана с поиском таких принципов взаимодействия МОУ, которые независимо от соотношения пассивных элементов минимизирует эти локальные передачи.

Оптимальная структура инструментального усилителя. В общем случае задача синтеза структуры по сформулированным частным критериям предполагает минимизацию $\forall ji$ в пространстве b_{ji}^+ и b_{ji}^- следующих локальных передач:

$$H_1 = \Psi_1(b_{ji}^+, b_{ji}^-), H_2 = \Psi_2(b_{ji}^+, b_{ji}^-), H_3 = \Psi_3(b_{ji}^+, b_{ji}^-) \quad (26)$$

при условии, что (13) принимает конечное значение. В такой постановке исключить перебор вариантов не удастся, по крайней мере, в силу изоморфизма схемных решений. Поэтому из методических соображений рассмотрим её решение в классе 3 МОУ, два из которых (1 и 2) образуют двухканальную структуру усилителя, а третий дифференциальное суммирование и организацию общей обратной связи ($b_{13}^- = b_{23}^+ = 1, b_{31}^+ = b_{32}^- = \beta_0$).

Для автономной двухканальной структуры матрица (10) в общем случае будет иметь следующий вид:

$$B = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{21} \\ b_{12} & b_{22} \end{bmatrix}. \quad (27)$$

Поэтому, как это следует из (17)

$$H_1 = \frac{b_{22} - b_{21} + 1/K_2}{\Delta_2}, H_2 = \frac{b_{11} - b_{12} + 1/K_1}{\Delta_2}, \quad (28)$$

где $\Delta_2 = b_{11}b_{22} - b_{21}b_{12} + b_{22}/K_2 + b_{11}/K_1$

Следовательно, глобальный минимум возможен при выполнении следующих параметрических условий:

$$b_{11}^+ = b_{12}^+ = b_{22}^+ = b_{21}^+ = 0, b_{22}^- = b_{21}^- = 1 - \beta, b_{21}^- = b_{11}^- = \beta. \quad (29)$$

Тогда

$$H_3 = \frac{\Delta_2}{\Delta_2 + 2\beta_0(1 - \beta)}, \quad (30)$$

$$H_1 = \frac{1}{\beta + \frac{K_2}{K_1}(1 - \beta)}, H_2 = \frac{1}{1 - \beta + \frac{K_1}{K_2}\beta}. \quad (31)$$

Таким образом,

$$K_{сн} = \frac{\frac{1}{K_1} - \frac{1}{K_2}}{\frac{1 - \beta}{K_1} + \frac{\beta}{K_2}} / 2\beta_0 \quad (32)$$

минимизируется структурно, а его предельное значение определяется численными значениями статических коэффициентов передачи МОУ1 и МОУ2. Это же свойство определяет и уменьшение влияния $E_{см1}$ и $E_{см2}$, а вклад $E_{см3}$ минимизируется Δ_2 .

Принципиальная схема инструментального усилителя с найденными цепями приведена на рис 3. Если

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \beta_0 = \frac{r}{R + r}, \quad (33)$$

то

$$K_{сн} = \frac{1}{2\beta_0} \left(\frac{1}{1 - \beta + \beta K_1 / K_2} - \frac{1}{\beta + K_2 / K_1 (1 - \beta)} \right) \quad (34)$$

$$K_o = \frac{1}{2\beta_0} \quad (35)$$

$$U_{op} = \frac{E_{см2}}{\beta_0} - \frac{E_{см1}}{\beta_0} + \frac{E_{см3}}{2\beta_0(K_1 + K_2)} \quad (36)$$

Таким образом, $K_{сн}$ практически не зависит от соотношения резистивных элементов, а влияние $E_{см3}$ на U_{op} существенно (в K раз) уменьшается дейст-

вием местной обратной связи.

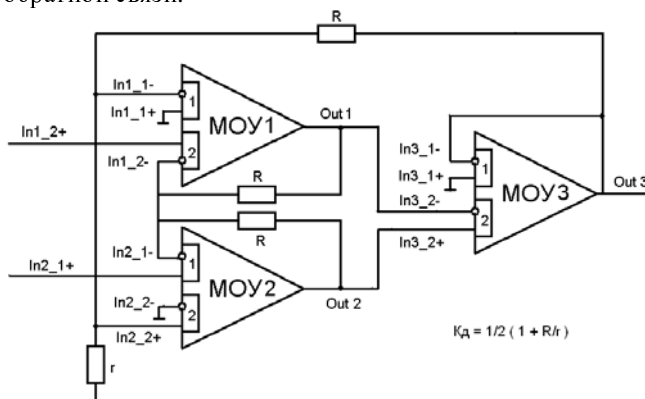


Рис. 3. Инструментальный усилитель на трех МОУ

При моделировании принципиальной схемы разработанной на базе компонентов радиационно-стойкого АБМК [5], используемого мультидифференциальные ОУ с параметрами, приведенными в табл. 1.

Таблица 1

Основные параметры радиационно-стойких МОУ

№ схемы	Параметры							
	$K_{сн}$ дБ	$f_{гр_сн}$ кГц	$U_{гр_сн}$ В	$U_{гр_вх}$ В	K_d дБ	$f_{гр}$ МГц	$E_{см}$ мкВ	ϑ В/мкс
МОУ1, МОУ2	-60	614	-3,2 5	-1,5 2	49	3	-266,41	0,3
Дифференци- ый сумматор МОУ3	-107	6	-3,9 5	-1,3 1,2	0	6,15	-267,34	0,3

Указанные параметры справедливы при напряжении питания МОУ $\pm 5В$ и потребляемом токе $\pm 4мА$.

При построении входных дифференциальных каскадов этих активных элементов использована предложенная в [1] методика введения компенсирующих синфазный сигнал дополнительных обратных связей. Достоверность моделей полупроводниковых компонентов базового кристалла проверенна на многочисленных практических разработках.

Результаты моделирования разработанного ИУ в среде SPice приведены в табл. 2.

Указанная в таблице погрешность обусловлена влиянием погрешности отношений ($\pm 1,5\%$) всех резистивных элементов принципиальной схемы как показанных на рис. 3, так и в ходящих в состав МОУ. Отметим, что погрешность отношения резистивных элементов в $\pm 1,2\%$ является предельной не только для АБМК, но и для всех используемых в настоящее время полупроводниковых технологий аналоговых ИС. Дополнительным важным свойством схемы является возможность изменения дифференциальным коэффициентом передачи за счет изменения глубины обратной связи β_0 (например, через ЦАП).

Таблица 2
 Результаты моделирования принципиальной схемы ИУ

Параметры схема	$K_{сн}$	$f_{гр_сн}$	$U_{гр_сн}$	$U_{гр_вх}$	$K_{д}$	$f_{гр}$	$E_{с.м}$	ϑ
	дБ	кГц	В	мВ	дБ	кГц	мкВ	В/мкс
рис. 3	131 $\pm 0,14$	$1 \pm 0,010$	-1 5	-100 70	33 $\pm 0,03$	57,5 $\pm 1,2$	40,9 $\pm 0,5$	0,4

Заключение. Синтезированная в работе принципиальная схема ИУ является оптимальной по совокупности параметров, входящих в постановку задачи для трех МОУ. Её свойства учитывают особенность производства для существующих полупроводниковых технологий, а качественные показатели заметно превышают аналоги ведущих зарубежных фирм. Однако важнейшим результатом работы необходимо считать предложенную методологию синтеза оптимальных структур инструментальных усилителей на базе МОУ.

Разработка смешанных систем на кристалле и аналого-цифровых интерфейсов как СФ (IP)-блоков, которые интегрируются в общую систему в соответствии с целью проекта и базовыми ограничениями, диктуемыми технологией производства, как показывает практика решения задач, требует создания "нестандартных" узлов и модулей и, следовательно, является устойчивым стимулом развития новых методов схемотехнического проектирования. Так, предложенная в настоящей работе методология структурного синтеза позволила создать еще более прецизионные ИУ, которые интегрированы с ограничителем спектра и АЦП.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

- 1 Крутччинский С.Г. Нефедова А.В. Структурная оптимизация дифференциальных каскадов. – Известия ЮФУ. Технические науки. 2008. – №7. – С. 41 - 48.
- 3 Крутччинский С.Г. Старченко Е. И Мультидифференциальные операционные усилители и прецизионная микросхемотехника – Международный НТЖ "Электроника и связь". №20. – Киев, 2004. – С. 19 - 23.
3. Фадеева В.И. Фадеев Д.К. Вычислительные методы линейной алгебры. – М.: Физматгиз, 1963. – 655 с.
4. Дворников О.В. Чеховский В.А. Аналоговый биполярно-полевой БМК с расширенными функциональными возможностями // Chip News. – 1999. – №2. – С. 21.

Крутччинский Сергей Георгиевич

Технологический институт федерального государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южный федеральный университет» в г. Таганроге

E-mail: sgkrutch@mail.ru

347928, Таганрог, ГСП 17А, Некрасовский, 44. Тел: 88634-371-689

Титов Алексей Евгеньевич

E-mail: alehan_26rus@mail.ru

Тел: 88634-371-689

Krutchinsky Sergey Georgevich

Taganrog Institute of Technology - Federal State-Owned Educational Establishment of Higher Vocational Education "Southern Federal University"

E-mail: sgkrutch@mail.ru

44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928. Phone: 88634-371-689

Titov Alexei Evgenevich

E-mail: alehan_26rus@mail.ru

Phone: 37-17-73

УДК 621.375

Н.Н. Прокопенко, Д.Н. Конев, А.И. Серебряков

**СИНТЕЗ СТРУКТУР АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМ С ПОВЫШЕННОЙ
СТАБИЛЬНОСТЬЮ НУЛЕВОГО УРОВНЯ В УСЛОВИЯХ РАДИАЦИИ**

Предлагается концепция синтеза аналоговых микросхем с малым напряжением смещения нуля при радиационных и температурных воздействиях.

Радиация; напряжение смещения нуля.

N.N. Prokopenko, D.N. Konev, A.I. Serebryakov

**SYNTHESIZE OF ANALOG CHIPS WITH IMPROVED STABILITY OF
ZERO IN RADIATION**

A concept of the synthesis of analog circuits with a small bias voltage of zero under influence the radiation and elevated temperature.

Radiation; the voltage bias of zero.

Радиационное и температурное воздействия изменяют напряжение эмиттер-база ($U_{эб}$), обратный ток коллекторного перехода $I_{кб.0}$ и коэффициент усиления по току базы (β) транзисторов. При этом два последних фактора приводят к нестабильности тока базы.

Для минимизации первой систематической составляющей $U_{см.1}$, обусловленной дрейфом $U_{эб}$, применяются хорошо известные параллельно-балансные схемы дифференциальных каскадов (ДК), в которых обеспечивается взаимная компенсация нестабильности $U_{эб}$ двух одинаковых входных транзисторов ДК. В результате эта составляющая напряжения смещения, например, операционных усилителей (ОУ), уменьшается: $U_{см.1} \approx 0$.

Что касается второй составляющей $U_{см.2}$, зависящей от изменений β транзисторов ОУ, то для ее минимизации необходимы специальные архитектурные решения входного каскада (ДК) и его выходной подсхемы (БУ), в которых реализуются эффекты взаимной компенсации абсолютных значений токов базы и их приращений, обусловленных температурной, радиационной или режимной зависимостью параметров транзисторов.

Анализ современных операционных усилителей с одним выходом показывает, что большинство их схем приводятся к архитектуре рис. 1,а, в которой можно выделить высокоимпедансный узел «А», обеспечивающий суммирование выходных токов (I_3 и I_4) обобщенного входного дифференциального каскада (ДК1) и входного тока ($I_{бу}$) выходной подсхемы (буферного усилителя, БУ):