

Оптимизация структур инструментальных усилителей с мультидифференциальными операционными усилителями

С.Г. Крутчинский, А.Е. Титов

ИТА ЮФУ, МНТЦ «МикАн», sgkrutch@mail.ru

Аннотация — Рассматриваются теоретические основы структурного синтеза инструментальных усилителей на базе мультидифференциальных ОУ. На базе предложенной обобщенной структуры сформулированы условия взаимной компенсации влияния ЭДС смещения и коэффициента ослабления синфазного сигнала. Предложен принцип собственной компенсации влияния частоты единичного усиления на диапазон рабочих частот усилителей. Показано, что на структурном уровне можно оптимизировать основные качественные показатели инструментального усилителя – напряжение дрейфа нуля и коэффициент передачи синфазного напряжения при заданном дифференциальном коэффициенте усиления.

Ключевые слова — инструментальный усилитель, мультидифференциальный ОУ, собственная и взаимная компенсация, напряжение дрейфа нуля, дифференциальный коэффициент усиления, коэффициент ослабления синфазного сигнала.

I. ВВЕДЕНИЕ

Существенное повышение качественных показателей электронных схем связано с поиском новых структур с наперед заданными свойствами и параметрическими степенями свободы. На эту проблему впервые обратил внимание В. Кауэр и начал ее исследование в цикле работ по теории эквивалентных преобразований [1]. Развитие полупроводниковых технологий, потребности инженерной практики в новых типах функциональных устройств, расширение области практического применения изделий микроэлектронной техники и в первую очередь концепция микроэлектронных систем (МЭС) существенно повлияли не только на характер свертки критериев качества принципиальных схем, но и на методологию решения задачи структурного синтеза и соответствующей оптимизации. Эволюция этой предметной области изложена в монографии [2].

С точки зрения повышения качества инструментальных усилителей (ИУ) для МЭС свертка указанных выше критериев предельно усложняется и состоит из набора противоречивых требований. В работах [3]–[5] для уменьшения потребляемой мощности и удовлетворения требований к прецизионности резистивных компонентов предложен новый класс и схемотехника мультидифференциальных операционных усилителей (МОУ). Однако их непосредственное использование в инструментальных усилителях требует специальных и

в ряде случаев противоречивых мер по минимизации коэффициента передачи синфазного сигнала ($K_{сн}$), ЭДС смещения нуля ($E_{см}$) и увеличения диапазона рабочих частот. Решение в первую очередь этих проблем и является целью представленных исследований.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В рамках общей методологии [2] решение задачи структурного синтеза линейных электронных схем связано с детальным изучением свойств обобщенной структуры МОУ, автономность входных каналов которых позволяет реализовать относительно высокое ослабление входных синфазных напряжений. МОУ, условное обозначение которого как базисной структуры показано на рис. 1, по своей структуре являются также средствами для дифференциального (парного) суммирования входных сигналов x_{1i}^- , x_{1i}^+ и x_{2i}^- , x_{2i}^+ с высоким значением коэффициента ослабления их синфазных составляющих

$$K_{ослф} = (1 - K_j^- / K_j^+)^{-1}, \quad (1)$$

где $j=1,2$ номер входного канала МОУ; K_j^- , K_j^+ – коэффициенты усиления j -го канала для инвертирующего (-) и неинвертирующего (+) входов.

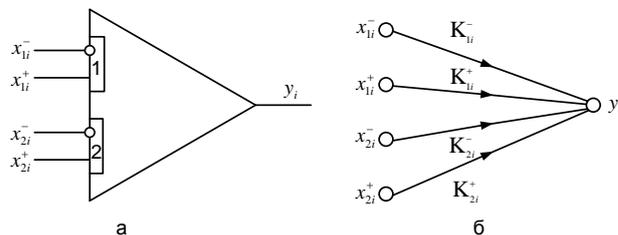


Рис. 1. Условное обозначение (а) и сигнальный граф (б) МОУ

Обобщенная структура (рис. 2) состоит из конечного числа N мультидифференциальных операционных усилителей (базисные структуры) и набора пассивных элементов и коммутаторов, обеспечивающих взаимодействие МОУ. Такая структура обладает свойством полноты и позволяет анализировать схемы в общем виде и делать обобщающие выводы и утверждения.

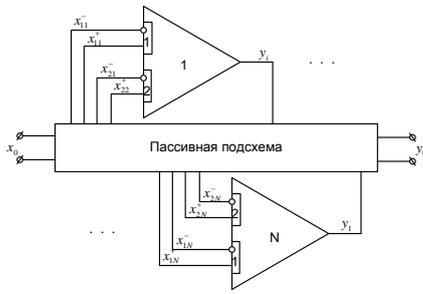


Рис. 2. Обобщенная структура на базе МОУ

Данная структура описывается следующей матрично-векторной системой уравнений

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_1^- &= \mathbf{A}_1^- \mathbf{x}_0 + \mathbf{B}_1^- \mathbf{Y} & \mathbf{x}_2^- &= \mathbf{A}_2^- \mathbf{x}_0 + \mathbf{B}_2^- \mathbf{Y} \\ \mathbf{x}_1^+ &= \mathbf{A}_1^+ \mathbf{x}_0 + \mathbf{B}_1^+ \mathbf{Y} & \mathbf{x}_2^+ &= \mathbf{A}_2^+ \mathbf{x}_0 + \mathbf{B}_2^+ \mathbf{Y} \\ \mathbf{Y} &= \{K_{ii}^-\} \mathbf{x}_1^- + \{K_{ii}^+\} \mathbf{x}_1^+ + \{K_{2i}^-\} \mathbf{x}_2^- + \{K_{2i}^+\} \mathbf{x}_2^+ \\ \mathbf{y}_i &= \mathbf{T} \mathbf{Y} & i &= \overline{1, N} \end{aligned} \quad (2)$$

Физический смысл векторов \mathbf{A}_1^- , \mathbf{A}_1^+ , \mathbf{A}_2^- , \mathbf{A}_2^+ , \mathbf{T} и матриц \mathbf{B}_1^- , \mathbf{B}_1^+ , \mathbf{B}_2^- , \mathbf{B}_2^+ поясняется таблицей 1. При этом векторы сигналов, характеризующие состояние входов и выходов МОУ, имеют следующий вид

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= [y_1, y_2, \dots, y_N]^T, \\ \mathbf{x}_1^- &= [x_{11}^-, x_{12}^-, \dots, x_{1i}^-, \dots, x_{1N}^-]^T, \\ \mathbf{x}_1^+ &= [x_{11}^+, x_{12}^+, \dots, x_{1i}^+, \dots, x_{1N}^+]^T, \\ \mathbf{x}_2^- &= [x_{21}^-, x_{22}^-, \dots, x_{2i}^-, \dots, x_{2N}^-]^T, \\ \mathbf{x}_2^+ &= [x_{21}^+, x_{22}^+, \dots, x_{2i}^+, \dots, x_{2N}^+]^T, \end{aligned} \quad (3)$$

здесь и далее знак T обозначает транспонирование. Базисные структуры описываются диагональными матрицами

$$\mathbf{K}_1^- = \{K_{ii}^-\}, \mathbf{K}_1^+ = \{K_{ii}^+\}, \mathbf{K}_2^- = \{K_{2i}^-\}, \mathbf{K}_2^+ = \{K_{2i}^+\}, \quad (4)$$

физический смысл компонентов которых показан на сигнальном графе МОУ (рис. 1б).

Данная обобщенная структура обладает свойством структурной полноты (является полным графом), поэтому любое физически реализуемое устройство на базе двухканальных МОУ может быть получено посредством усечения локальных передач пассивной подсхемы, т.е. компонент векторов \mathbf{A}_1^- , \mathbf{A}_1^+ , \mathbf{A}_2^- , \mathbf{A}_2^+ , \mathbf{T} и матриц \mathbf{B}_1^- , \mathbf{B}_1^+ , \mathbf{B}_2^- , \mathbf{B}_2^+ .

Такое усечение, как показано в [2], для минимизации процедуры перебора должно базироваться на результатах достаточно детального исследования основных свойств рассматриваемой структуры.

III. ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА ОБОБЩЕННОЙ СТРУКТУРЫ

Используя дифференциальные свойства каналов (j) МОУ и коэффициент ослабления синфазного сигнала каждого i -го активного элемента

$$K_{осциj} = \delta_{ji}^{-1} = (1 - K_{ji}^- / K_{ji}^+)^{-1}, \quad \Delta_j = \{\delta_{ji}\}, \quad (5)$$

вектор выходных сигналов МОУ будет определяться из следующего выражения

$$\mathbf{Y} = \mathbf{K}_1 (\mathbf{x}_1^+ - \mathbf{x}_1^-) + \mathbf{K}_1 \Delta_1 \mathbf{x}_1^- + \mathbf{K}_2 (\mathbf{x}_2^+ - \mathbf{x}_2^-) + \mathbf{K}_2 \Delta_2 \mathbf{x}_2^- \quad (6)$$

Поэтому, как следует из системы (2), выходные ко-

Таблица 1

Физический смысл векторов и матриц

Вектор, матрица	Размерность	Физический смысл компонент
$\mathbf{A}_1^- = (a_{1i}^-)$	$(N \times 1)$	Передача пассивной подсхемы с входа к инвертирующему входу первого канала i -го МОУ
$\mathbf{A}_1^+ = (a_{1i}^+)$	$(N \times 1)$	Передача пассивной подсхемы с входа к неинвертирующему входу первого канала i -го МОУ
$\mathbf{A}_2^- = (a_{2i}^-)$	$(N \times 1)$	Передача пассивной подсхемы с входа к инвертирующему входу второго канала i -го МОУ
$\mathbf{A}_2^+ = (a_{2i}^+)$	$(N \times 1)$	Передача пассивной подсхемы с входа к неинвертирующему входу второго канала i -го МОУ
$\mathbf{B}_1^- = \ b_{1ij}^-\ ^T$	$(N \times 1)$	Передача пассивной подсхемы с выхода i -го МОУ к инвертирующему входу первого канала j -го МОУ
$\mathbf{B}_1^+ = \ b_{1ij}^+\ ^T$	$(N \times 1)$	Передача пассивной подсхемы с выхода i -го МОУ к неинвертирующему входу первого канала j -го МОУ
$\mathbf{B}_2^- = \ b_{2ij}^-\ ^T$	$(N \times 1)$	Передача пассивной подсхемы с выхода i -го МОУ к инвертирующему входу второго канала j -го МОУ
$\mathbf{B}_2^+ = \ b_{2ij}^+\ ^T$	$(N \times 1)$	Передача пассивной подсхемы с выхода i -го МОУ к неинвертирующему входу второго канала j -го МОУ
$\mathbf{T} = [t_i]$	$(N \times 1)$	Передача пассивной подсхемы с выхода i -го МОУ к нагрузке

ординаты обобщенной структуры определяются следующим образом

$$\mathbf{Y} = [\{K_{1i}^{-1}\} - \mathbf{B}_1 - \{K_{2i}/K_{1i}\}\mathbf{B}_2 - \Delta_1\mathbf{B}_1^- - \{K_{2i}/K_{1i}\}\Delta_2\mathbf{B}_2^-]^{-1} \cdot (\mathbf{A}_1 + \{K_{2i}/K_{1i}\}\mathbf{A}_2)\mathbf{x}_0, \quad (7)$$

$$+ (\Delta_1\mathbf{A}_1^- + \{K_{2i}/K_{1i}\}\Delta_2\mathbf{A}_2^-)\mathbf{x}_0$$

где $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_1^+ - \mathbf{A}_1^-$, $\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_2^+ - \mathbf{A}_2^-$, $\mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_1^+ - \mathbf{B}_1^-$, $\mathbf{B}_2 = \mathbf{B}_2^+ - \mathbf{B}_2^-$.

Полученное соотношение является отправной точкой для анализа обобщенной структуры и последующих выводов.

При построении измерительных (инструментальных) усилителей входными каналами МОУ можно распорядиться следующим образом. Первый канал использовать для организации как локальных, так и общих контуров обратных связей, направленных на обеспечение требуемого коэффициента усиления и его стабильности ($\mathbf{A}_1 = 0$), а второй – для взаимодействия с источниками входных сигналов. При этом каждой компоненте вектора $\mathbf{A}_2\mathbf{x}_0$ можно поставить в однозначное соответствие свой (автономный) источник входного воздействия. Тогда, пренебрегая влиянием $K_{осси\dot{i}}$ на дифференциальный коэффициент усиления $K_{дi}$, получим вектор

$$(K_{дi}) = [\{K_{1i}^{-1}\} - \mathbf{B}_1 - \{K_{2i}/K_{1i}\}\mathbf{B}_2]^{-1} \cdot \{K_{2i}/K_{1i}\}\mathbf{A}_2 \quad (8)$$

или, согласно системе (2), скаляр

$$K_{дi} = \mathbf{T}(K_{дi}). \quad (9)$$

С точки зрения “экономичного” использования входных каналов МОУ необходимо стремиться к случаю, когда $\mathbf{B}_2 = 0$, тогда для идеализированного варианта инструментальных средств ($K_{1i} = \infty, i = \overline{1, N}$) получим результирующий вектор

$$(K_{дii}) = [\mathbf{B}_1^- - \mathbf{B}_1^+]^{-1} \{K_{2i}/K_{1i}\}\mathbf{A}_2. \quad (10)$$

Таким образом, с точки зрения параметрической чувствительности дифференциальных коэффициентов усиления, необходимо формирование определителя и компонентов присоединенной матрицы \mathbf{B}_1 без разностных членов.

Важнейшим показателем качества исследуемого класса электронных схем является достижимый диапазон рабочих частот, определяемый в первую очередь эффективностью использования “ресурса” МОУ, т.е. его частотой единичного усиления f_1 . Если использовать однополюсную аппроксимацию МОУ, то

$$K_i^+(p) = \frac{K_{0i}}{1 + p\tau_i}, \quad (11)$$

где $\tau_i = 1/2\pi f_{1i} K_{0i} = 1/\Pi_i K_{0i}$.

В этом случае соотношение (8) принимает следующий вид

$$(F_{дi}(p)) = [p\{1/\Pi_i\} - \mathbf{B}_1 - \{K_{02i}/K_{01i}\}\mathbf{B}_2]^{-1} \cdot \{K_{02i}/K_{01i}\}\mathbf{A}_2, \quad (12)$$

где $F_{дi}(p)$ – локальные передаточные функции на выходах МОУ ($i = \overline{1, N}$).

Как правило, допустимые частотные искажения в измерительных устройствах достаточно малы, поэтому всегда можно пренебречь составляющими, определяемыми произведением частот единичного усиления отдельных МОУ. В этой связи каждую из составляющих вектора (12) можно представить в виде ряда, а вектор $(F_{дi}(p))$ получить методом Дуайра и Уо [6].

В этом случае из соотношений (8) и (9) следует

$$K_{дi} = \mathbf{T}\mathbf{B}^{-1}\mathbf{A}, \quad (13)$$

$$F_{дi}(p) = K_{дi} - \sum_{i=1}^N \Delta F_{дi}(p), \quad (14)$$

где $\mathbf{B} = \mathbf{B}_1^- - \mathbf{B}_1^+ + \{K_{2i}/K_{1i}\}(\mathbf{B}_2^- - \mathbf{B}_2^+)$, $\mathbf{A} = \{K_{2i}/K_{1i}\}\mathbf{A}_2$.

Изменением компонента вектора \mathbf{T} , когда $t_i = 1$ при изменении i от 1 до N , можно получить любую из составляющих вектора (12) и, следовательно, передаточную функцию структуры на выходе i -го МОУ. Приращение передаточной функции, вызванное влиянием частоты единичного усиления МОУ, определяется следующим образом

$$\Delta F_{дi}(p) = \frac{H_i F_i}{1 + \frac{p}{\Pi_i} F_{ii}} \cdot \frac{p}{\Pi_i}, \quad (15)$$

здесь

$$H_i = \mathbf{T}\mathbf{B}^{-1}\mathbf{u}_i, \quad (16)$$

$$F_i = \mathcal{G}_i\mathbf{B}^{-1}\mathbf{A}, \quad (17)$$

$$F_{ii} = \mathcal{G}_i\mathbf{B}^{-1}\mathbf{u}_i, \quad (18)$$

где $\mathbf{u}_i = [0 \dots 1 \dots 0]^T$, $\mathcal{G}_i = [0 \dots 1 \dots 0]$.

Приведенные локальные передаточные функции имеют глубокий физический смысл. Действительно,

как следует из структуры векторов \mathbf{u}_i и \mathcal{G}_i , которые имеют только одну единицу на i -ой позиции, локальная передаточная функция F_{ii} реализуется на выходе i -го МОУ при использовании источника входного сигнала на неинвертирующем входе первого канала этого активного элемента. При аналогичном подключении источника на выходе схемы определяется локальная функция H_i , совпадающая с F_{ii} только при совпадении выхода схемы с выходом этого активного элемента (МОУ). Локальная функция F_i реализуется на выходе i -го МОУ при использовании источника сигнала на входе схемы. Эти функции достаточно строго определяют вклад активных элементов в основные качественные показатели функциональных устройств.

В первую очередь $|H_i|$ определяет нижний уровень динамического диапазона схемы

$$G_{\text{вых}}(\omega) = \sqrt{\sum |H_i|^2 [G_{1i}^2(\omega) + (K_{2i}/K_{1i})^2 G_{2i}^2(\omega)]}, \quad (19)$$

где $G_{\text{вых}}(\omega)$, $G_{1i}(\omega)$, $G_{2i}(\omega)$ – выходная и приведенная к неинвертирующим входам первого и второго i -го МОУ спектральные плотности шума активных элементов. Численное значение этой функции на постоянном токе определяет вклад ЭДС смещения конкретного МОУ в дрейф нуля схемы

$$y_{\text{др}} = U_{\text{др}} = \sum_{i=1}^N H_i (e_{1i} + (K_{2i}/K_{1i})e_{2i}), \quad (20)$$

где e_{1i} , e_{2i} – ЭДС смещения первого и второго канала i -го МОУ.

Отметим, что в общем случае e_{1i} , e_{2i} могут быть не коррелированы и зависеть от схемотехники этого класса активных элементов. При необходимости из (7) может быть определен вектор

$$\mathbf{Y}_{\text{др}} = (y_{\text{др}i}) = [\{K_{1i}^{-1}\} - \mathbf{B}_1 - \{K_{2i}/K_{1i}\}\mathbf{B}_2]^{-1}(\mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2), \quad (21)$$

где векторы ЭДС смещения нуля активных элементов следуют из соотношений

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_1 &= [e_{11} \ e_{12} \dots \ e_{1i} \dots \ e_{1N}]^T \\ \mathbf{E}_2 &= \{K_{2i}/K_{1i}\} [e_{21} \ e_{22} \dots \ e_{2i} \dots \ e_{2N}]^T. \end{aligned} \quad (22)$$

Соотношение (20) показывает, что теоретически возможна взаимная компенсация влияния ЭДС смещения нуля как отдельных МОУ, так и их каналов. Для этого необходимо чередование знаков в последовательности локальных коэффициентов усиления H_i . При этом в общей стратегии проектирования необходимо создание таких параметрических степеней свободы, которые обеспечивают минимизацию ряда (20) при сохранении иных качественных показателей и, в пер-

вую очередь, требуемого значения дифференциального коэффициента усиления.

Аналогично определяется влияние статического коэффициента усиления i -го МОУ на дифференциальный коэффициент усиления (13)

$$\Delta K_{\text{д}i} = -\frac{1}{K_{1i}} \cdot \frac{H_i F_i}{1 + F_{ii}/K_{1i}}, \quad (23)$$

а также соответствующую параметрическую чувствительность

$$S_{K_{1i}}^{K_{\text{д}}} = -\frac{H_i F_i}{K_{1i} K_{\text{д}}} \quad (24)$$

Полученные соотношения показывают, что локальная функция H_i определяет важнейшие качественные показатели инструментальных усилителей, а ее минимизация является главной в процедуре структурного синтеза этого класса электронных схем. Базовым ограничением при этом является достижимый коэффициент передачи синфазного напряжения

$$\begin{aligned} K_{\text{сн}} &= \mathbf{T}(K_{\text{сн}i}) \\ (K_{\text{сн}i}) &= [\{K_{1i}^{-1}\} - \mathbf{B}_1 - \{K_{2i}/K_{1i}\}\mathbf{B}_2]^{-1} \cdot \\ &\cdot (\Delta_1 \mathbf{A}_1^- + \{K_{2i}/K_{1i}\}\Delta_2 \mathbf{A}_2^-), \end{aligned} \quad (25)$$

который в основном определяется локальными коэффициентами ослабления этого сигнала (5).

Структура соотношений (21) и (25) показывает, что в силу различного принципа реализации векторов (22) и вектора столбца, входящего в (25), условия минимизации дрейфа нуля и коэффициента передачи синфазного напряжения на одном из выходов схемы могут быть не противоречивыми не только в структурном, но и в параметрическом отношениях.

IV. СОБСТВЕННАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ВЛИЯНИЯ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Выше отмечалось, что повышение качественных показателей инструментальных схем связано с минимизацией локальных функций H_i , при этом уменьшение функции F_{ii} также увеличивает и диапазон рабочих частот. В этом случае наблюдается уменьшение степени влияния активных элементов на характеристики и параметры проектируемого устройства (соотношения (14), (15)).

Предложенная ранее обобщенная структура является базовой для поиска структурных принципов, направленных на минимизацию этих локальных функций. Из соотношений (13) – (18) следует, что для резистивных пассивных подсхем указанные функции являются вещественными. Их влияние на целевую функцию (14) можно интерпретировать сигнальным графом, показанным на рис. 3 (вектор \mathbf{W} отсутствует). Здесь i -ый активный элемент для получения функций

(15) или (23) может описываться или площадью усиления ($P_i = 2\pi f_{li}$) или статическим коэффициентом передачи (K_{li}). Приведенный граф определяет принцип влияния МОУ и согласуется с аналогичными выводами, полученными в [2].

Локальные функции (16) – (18) определяются для идеализированных схем ($K_{li} = \infty, \forall i$) из соотношений (2), поэтому вектор \mathbf{x} определяется следующим образом

$$\mathbf{x} = \mathbf{x}_1^+ - \mathbf{x}_1^- = -\{K_{2i}/K_{li}\}(\mathbf{x}_2^+ - \mathbf{x}_2^-). \quad (26)$$

Это позволяет путем конкретизации F_i и K_d посредством соотношений (13), (17) получить эквивалентный векторный сигнальный граф (рис. 3).

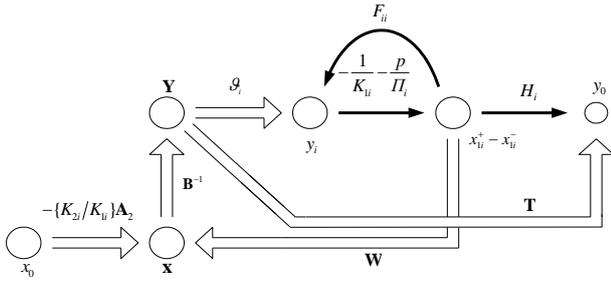


Рис. 3. Векторный сигнальный граф структуры с собственной компенсацией

Из рассмотрения векторного сигнального графа следует важный в теоретическом отношении вывод – изменение локальных передач H_i и F_{ii} при фиксированных функциях (13) и (17) идеализированной схемы возможно тогда и только тогда, когда дифференциальный вход первого канала i -го активного элемента связывается с дополнительным входом схемы. На рис. 3 это структурно показано вектором

$$\mathbf{W} = [0 \dots \varpi_k \dots 0]^T, \quad (27)$$

где компонента $\varpi_k = \varpi_k^+ - \varpi_k^-$ в общем случае отображает передачи с неинвертирующего ϖ_k^+ и инвертирующего ϖ_k^- входов.

В этом случае рассматриваемая структура будет иметь следующую систему уравнений

$$\begin{cases} \mathbf{x} = \mathbf{A}x_0 + \mathbf{W}x_{ii}, & x_{ii} = -y_i/K_{li}(p) \\ \mathbf{Y} = \mathbf{B}^{-1}\mathbf{x}, & y_0 = H_i x_{ii} + \mathbf{T}\mathbf{Y}, \\ y_i = g_i \mathbf{Y} + F_{ii} x_{ii} \end{cases} \quad (28)$$

где $x_{ii} = x_{ii}^+ - x_{ii}^-$, $\mathbf{A} = -\{K_{2i}/K_{li}\}\mathbf{A}_2$, $K_{li}(p)$ – определяется соотношением (11).

Решение этой системы приводит к следующему результату:

$$y_0 = -\mathbf{T} \left[\frac{1}{\zeta} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{u}_i g_i - \mathbf{I} \right] \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{A} x_0, \quad (\zeta = K_{li}(p) + F_{ii}). \quad (29)$$

При обращении матрицы \mathbf{Q} воспользуемся методом пополнения [6]

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}^{-1} &= [\zeta \mathbf{B} + \mathbf{W} g_i]^{-1} = \\ &= \frac{1}{\zeta} \left(\mathbf{B}^{-1} - \frac{1}{\zeta + g_i \mathbf{B}^{-1} \mathbf{W}} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{W} g_i \mathbf{B}^{-1} \right). \end{aligned} \quad (30)$$

Следовательно, передаточная функция структуры

$$F_d(p) = K_d - \frac{1}{K_i(p)} \cdot \frac{F_i(H_i + \Delta H_i)}{1 + \frac{1}{K_i(p)}(F_{ii} + \Delta F_{ii})}, \quad (31)$$

где

$$\Delta H_i = \mathbf{T} \mathbf{B}^{-1} \mathbf{W}; \quad \Delta F_{ii} = g_i \mathbf{B}^{-1} \mathbf{W}. \quad (32)$$

Таким образом, введение вектора \mathbf{W} обеспечивает изменение только локальных функций H_i и F_{ii} , сохраняя при этом неизменными передаточную функцию идеализированной структуры K_d и передаточную функцию на выходе i -го активного элемента F_i .

Можно сказать, что полученные топологические условия собственной компенсации являются достаточными и единственными.

Ответ на вопрос об уровне компенсации в общем случае остается открытым, так как зависит от структуры матрицы \mathbf{B}^{-1} и вектора \mathbf{W} и от числа неиспользованных входов активных элементов (структурных степеней свободы).

V. АЛГОРИТМИЗАЦИЯ ПРОЦЕДУРЫ СИНТЕЗА

Полученные соотношения и приведенные выводы качественного характера указывают на существование достаточно формализованной процедуры синтеза структур инструментальных усилителей на базе мультидифференциальных ОУ. Сформулируем ее в виде пошагового алгоритма.

Непротиворечивость минимизации (взаимной компенсации) дрейфа нуля (21) и коэффициента передачи синфазного сигнала (25) при требуемом дифференциальном коэффициенте усиления (8), (10) позволяет в значительной степени разделить синтез (поиск) матрицы \mathbf{B} (13) и векторов, обуславливающих структурные отличия этих параметров. Это, как отмечалось выше, связано с мультидифференциальными свойствами используемых активных элементов (базисных структур) и возможного чередования знаков локальных функций H_i (16). Именно поэтому процедуру синтеза схем целесообразно осуществлять для минимального числа МОУ (N). При этом необходимо учитывать, что возникающие параметрические условия минимизации тогда

требуют формирования дополнительных свойств МОУ и влияют на их схемотехнику. Например, симметричность отдельных входных каскадов или способов максимизации $K_{осч}$. В общем случае этот этап синтеза может осуществляться на базе решения предварительно составленной системы параметрических уравнений [2], часть из которых является логическими высказываниями. Именно поэтому первый этап синтеза приводит к формированию ограниченного набора альтернативных решений общей задачи, включая и изоморфные решения. Однако в силу небольшого числа N возникающий перебор не является проблемным.

Второй этап синтеза структур связан с дополнительным применением в рамках каждого из альтернативных вариантов принципа собственной компенсации (рис. 3), который позволяет целенаправленно влиять на локальные передачи H_i и F_{ii} (соотношения (31), (32)) и, следовательно, как на дрейф нуля схемы (20), так и на диапазон рабочих частот. В общем случае этот этап следует рассматривать как этап модернизации полученных ранее структур. Действительно, вводимая в схему компенсирующая обратная связь не изменяет дифференциальный и синфазный коэффициенты передачи, поэтому найденные ранее параметрические и структурные условия сохраняются. Влияние этой связи или ее совокупности для нескольких активных элементов на локальные функции (32) позволяет получить дополнительные параметрические степени свободы, которые могут использоваться для уменьшения дрейфа нуля (21) и (или) для уменьшения собственного шума схемы. В качестве альтернативы эти связи можно использовать и для минимизации функционалов (35), выравнивающих вклад отдельных МОУ как в частотный, так и в динамический диапазон усилителя.

VI. РЕЗУЛЬТАТЫ СТРУКТУРНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ ИНСТРУМЕНТАЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ

Приведенный выше пошаговый алгоритм структурного синтеза позволил при минимальном числе МОУ получить принципиальную схему ИУ, приведенную на рис. 4.

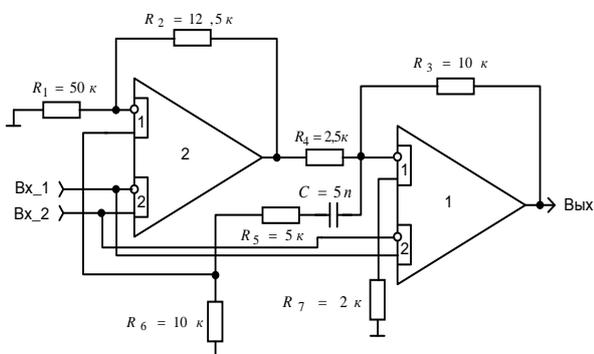


Рис. 4. Радиационно-стойкий ИУ на двух МОУ

Здесь согласно п. 5 наблюдается взаимная компенсация влияния $E_{см}$ на напряжение дрейфа нуля и $K_{осч}$

на коэффициент передачи синфазного напряжения. Кроме этого, согласно принципам, изложенным в п. 4, реализуется принцип собственной компенсации влияния частоты единичного усиления МОУ1 на диапазон рабочих частот схемы. Результаты анализа схемы по соотношениям п. 3 и п. 4 согласуются с результатами моделирования принципиальной схемы в среде PSpice на базе компонентов АБМК_1_4 [7].

Так при использовании только взаимной компенсации ($C = 0, R_6 = R_7 = 0$) в диапазоне рабочих температур от -40°C до $+85^{\circ}\text{C}$, дозы поглощенной радиации до 1 Мрад и высокоэнергетического потока нейтронов до $5 \cdot 10^{13}$ н/см² напряжение дрейфа нуля схемы не превышает 27 мкВ при $K_0 = 20$ дБ, при этом коэффициент передачи синфазного напряжения не хуже -120 дБ. Отметим, что при аналогичных условиях ИУ на одном МОУ (прототип) имеет напряжение дрейфа нуля в ± 12 мВ, а $K_{сн} = -60$ дБ. Применение компенсирующего контура обратной связи ($C \neq 0$) позволяет увеличить диапазон рабочих частот ИУ с 500 кГц до 3 МГц.

VII. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенные в работе условия взаимной компенсации влияния ЭДС смещения схемы и коэффициента ослабления синфазного сигнала, а также принцип собственной компенсации влияния частоты единичного усиления на диапазон рабочих частот усилителей позволяют получить высокие качественные показатели устройств. Приведенные результаты наглядно демонстрируют эффективность предложенного метода структурного синтеза инструментальных усилителей. В частности, предложенную структуру можно рассматривать в качестве СФ блока прецизионных смешанных микроэлектронных систем, а используемый мультидифференциальный операционный усилитель в качестве базового компонента структурного кристалла.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Cauer W. Theory der linearen Wechselstrom-shaltung. Academic-Verlag. 1954. 770 p.
- [2] Крутччинский С.Г. Структурный синтез аналоговых электронных схем / С.Г. Крутччинский // Ростов н/Д.: Изд-во СКНЦ ВШ. 2001. 180 с.
- [3] Крутччинский С.Г., Титов А.Е. Мультидифференциальный ОУ в режиме инструментального усилителя // НТВ СПбГУ. 2010. №3 (101). С. 200-204.
- [4] Krutchinsky S.G. Structural optimization of differential stage operational amplifiers / S.G. Krutchinsky, A.E. Titov, M.S. Tsibin // ICSES'10. 2010. P. 253-257.
- [5] Крутччинский С.Г., Титов А.Е. Прецизионные инструментальные усилители // МЭС'2010. 2010. С. 533-537. ISSN 2078-7707.
- [6] Фадеева В.И. Вычислительные методы линейной алгебры / Фадеева В.И., Фадеев Д.К. // М.: Физматгиз, 1963. 655 с.
- [7] Дворников О.В., Чеховский В.А. Аналоговый биполярно-полевой БМК с расширенными функциональными возможностями // Chip News. 1999. № 2. P. 21-24.