

Прецизионные инструментальные усилители

С.Г. Крутчинский, А.Е. Титов

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

Аннотация — На базе обобщенной структуры выделены доминирующие параметры активных элементов, определяющие метрологические свойства инструментальных усилителей. Рассматриваются результаты проектирования структурно-оптимальных принципиальных схем с низким коэффициентом передачи синфазного напряжения. Показано, что использование в их структурах мультидифференциальных ОУ позволяет минимизировать влияние резистивных элементов на коэффициент передачи синфазного сигнала при реализации необходимого дифференциального коэффициента усиления. Приводятся результаты моделирования принципиальной схемы, реализованной на компонентах радиационно-стойкого АБМК.

Ключевые слова — Системы на кристалле (СнК), инструментальные усилители (ИУ), коэффициент передачи синфазного сигнала (Кси).

I. ВВЕДЕНИЕ

Создание аналоговых и аналого-цифровых интерфейсов смешанных систем на кристалле (СнК), ориентированных на взаимодействие с чувствительными элементами мостового типа, всегда предполагает применение инструментальных усилителей (ИУ), выполняющих подавление синфазного напряжения (U_c) и усиление дифференциального сигнала (U_d). Как правило, такой ИУ реализуется на базе двухканальной структуры, в рамках которой предварительно обеспечивается усиление дифференциального сигнала при сохранении уровня синфазного напряжения. Обеспечение высоких метрологических свойств этого ИУ требует применения прецизионных резисторов и прецизионного выходного ОУ. Именно поэтому поиск схемотехнических решений, свободных от указанных недостатков, является практически оправданным.

II. ДОМИНИРУЮЩИЕ ФАКТОРЫ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Получение фундаментальных свойств линейных электронных схем, разработка на их основе методов структурного синтеза и оптимальной топологической реализации, обеспечивающих практическую параметрическую оптимизацию в пространстве параметров электрических компонентов, предполагает предварительное исследование обобщенных структур [1]. Под обобщенными структурами понимается совокупность базисных структур и цепей их связи, образующих полный граф. Это свойство обобщенных структур

обеспечивает функциональную и схемотехническую полноту, которая гарантирует, что любое физически осуществимое решение конкретной задачи может быть получено из обобщенной структуры путем простейшего усечения. Для настоящей задачи базисным элементом является ОУ (рис. 1).

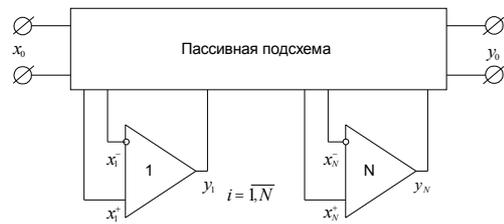


Рис. 1. Обобщенная структура с неразделенными цепями обратной связи

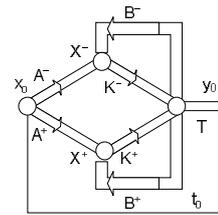


Рис. 2. Векторный сигнальный граф обобщенной структуры

Эта структура описывается следующей матрично-векторной системой уравнений:

$$\begin{cases} X^- = A^- x_0 + B^- Y & Y = K^- X^- + K^+ X^+ \\ X^+ = A^+ x_0 + B^+ Y & y_0 = T Y + t_0 x_0 \end{cases} \quad (1)$$

Смысл векторов X^- , X^+ , Y , T , A^+ , A^- и матриц B^- , B^+ , их структура поясняются на рис. 2 и в табл.1. При определении локальных (частных) передач необходимо, как это известно, узлы подключения выходов неиспользуемых ОУ соединить с общей шиной. Активные элементы описываются диагональными матрицами

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

размерностью $N \times N$, компоненты которых являются передаточными функциями ОУ по инвертирующему $K_i^-(p)$ и неинвертирующему $K_i^+(p)$ входам. Для современных ОУ, с достаточно низким коэффициентом передачи синфазного сигнала, можно считать, что

$$K_i^+(p) = -K_i^-(p) = K_i(p). \quad (3)$$

Следует отметить, что при $\mathbf{K}^+ = 0, \mathbf{V}^+ = 0, \mathbf{A}^+ = 0$ из рассматриваемой структуры следует известная модель Сандберга. Из системы уравнений (1) с учетом соотношения (2) определяется передаточная функция обобщенной структуры

$$\Phi(p) = t_0 + \mathbf{T} \left[\left\{ K_i(p) \right\}^{-1} \right]^{-1} \mathbf{A}, \quad (4)$$

где: $\mathbf{V} = \mathbf{V}^- - \mathbf{V}^+, \mathbf{A} = \mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^-$.

Для идеальных ОУ ($K_i(p) = \infty, i = \overline{1, N}$) функция (4) упрощается:

$$\Phi_u(p) = t_0 + \mathbf{T} \mathbf{V}^{-1} \mathbf{A} \quad (5)$$

Однако, когда условие (3) не выполняется, функция (4) определяется следующим соотношением:

$$\Phi(p) = t_0 + \mathbf{T} \left[\left\{ K_i^+ \right\}^{-1} + \mathbf{V}^- \left\{ K_{осси}^- \right\} \mathbf{V}^+ \right]^{-1} \left(\mathbf{A} + \left\{ K_{осси}^- \right\} \mathbf{A}^+ \right), \quad (6)$$

где $K_{осси} = K_i^+ / K_{си}$ - коэффициент ослабления синфазного напряжения i -го ОУ.

Таким образом, при любой структуре матриц \mathbf{V}^- и \mathbf{V}^+ , определяющих взаимодействие ОУ в инструментальном усилителе, его коэффициент передачи синфазного напряжения будет определяться $K_{осси}$ используемых ОУ. Этот вывод обосновывается анализом базовых вариантов, когда $\mathbf{V}^+ = 0, \mathbf{A}^- = 0$ или $\mathbf{A}^+ = 0, \mathbf{V}^- = 0$. Например, для классического ИУ, приведенного на рис. 3

$$\begin{cases} b_{11}^- = r + R_{02}/R_{\Sigma}, b_{12}^- = R_{02}/R_{\Sigma}, b_{33}^- = R_2/(R_1 + R_2), \\ b_{23}^+ = R_3/(R_3 + R_4), b_{21}^- = R_{01}/R_{\Sigma}, b_{22}^- = R_{01} + r/R_{\Sigma}, \\ b_{13}^- = R_1/(R_1 + R_2), \mathbf{A}^- = 0, \mathbf{A}_c^+ = [1 \ 1 \ 0], \mathbf{T} = [0 \ 0 \ 1], \end{cases} \quad (7)$$

где $R_{\Sigma} = r + R_{01} + R_{02}$.

В соответствии с соотношением (6), предельное значение при оптимальном соотношении резисторов схемы $R_1 = R_2 = R_3 = R_4, R_{01} = R_{02}$

$$K_{сmin} = K_0 (1/K_{осси2} - 1/K_{осси1}) - 1/K_{осси3} \quad (8)$$

определяется идентичностью ОУ1 и ОУ2 по этому параметру. Это объясняется тем, что дифференциальный коэффициент усиления схемы

$$K_0 = R_{\Sigma} / r > 1 \quad (9)$$

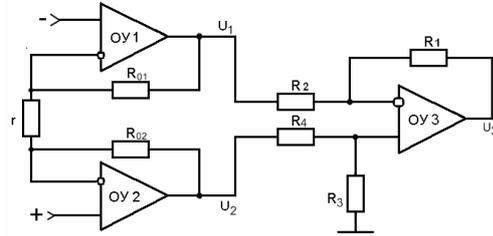


Рис. 3. Классический инструментальный усилитель

Таким образом, даже при выполнении условия $K_{осси1} = K_{осси2}$

$$K_{сmin} = \Delta K_{сmin} \approx K_0 (\Delta K_{осси1} - \Delta K_{осси2}), \quad (10)$$

и, следовательно, схемотехника ОУ должна предусматривать специальные меры, повышающие коэффициент ослабления синфазного сигнала.

Вторым доминирующим фактором, определяющим предельное значение $K_{си}$, является погрешность суммирования. Так, для схемы (рис. 3)

$$K_{си} = (R_3 - R_4 R_1 / R_2) / (R_3 + R_4) \quad (11)$$

Поэтому минимально реализуемое значение этого параметра определяется погрешностью сопротивления $R_1 \div R_4$

$$K_{си} = \Delta K_{си} = \sum_{i=1}^4 S_{SR_i}^{K_{си}} \Theta_{R_i}, \quad (12)$$

где $S_{SR_i}^{K_{си}}$ - полуотносительная чувствительность коэффициента передачи синфазного напряжения к нестабильности сопротивления i -го резистора; Θ_{R_i} - относительное изменение сопротивления i -го резистора.

Из (11) следует, что

Таблица 1

Матрицы и векторы обобщенной структуры

Матрица, вектор	Размерность	Физический смысл компонентов.
$\mathbf{V}^- = \ b_{ij}^-\ ^T$	$N \times N$	Локальная передаточная функция пассивной подсхемы от выхода i -го ОУ к инвертирующему входу j -го ОУ с учетом влияния входного сопротивления j -го ОУ
$\mathbf{V}^+ = \ b_{ij}^+\ ^T$	$N \times N$	Локальная передаточная функция пассивной подсхемы от выхода i -го ОУ к неинвертирующему входу j -го ОУ с учетом влияния входного сопротивления j -го ОУ
$\mathbf{A}^- = (a_i^-)$	$N \times 1$	Локальная передаточная функция пассивной подсхемы от источника входного сигнала к инвертирующему входу i -го ОУ с учетом влияния входного сопротивления i -го ОУ
$\mathbf{A}^+ = (a_i^+)$	$N \times 1$	Локальная передаточная функция пассивной подсхемы от источника входного сигнала к неинвертирующему входу i -го ОУ с учетом влияния входного сопротивления i -го ОУ
$\mathbf{T} = [t_j]$	$1 \times N$	Локальная передаточная функция пассивной подсхемы от выхода i -го ОУ к нагрузке.

$$S_{SR_2}^{K_{cn}} = -S_{SR_1}^{K_{cn}} = k(1 - \chi); \quad (13)$$

$$S_{SR_3}^{K_{cn}} = -S_{SR_4}^{K_{cn}} = \chi(1 - \chi)(1 + k), \quad (14)$$

где $k = R_1/R_2$, $\chi = R_3/(R_3 + R_4)$. Тогда при равенстве погрешностей $\Theta_{R_i} = \Theta_R$ получим

$$K_{cn \min} = \Theta_R \sqrt{\sum_{i=1}^4 (S_{SR_i}^{K_{cn}})^2}, \quad (15)$$

поэтому даже при оптимальном соотношении сопротивлений $R_{opt} = R_1 = R_2 = R_3 = R_4$

$$K_{cn \min} = \Delta K_{cn \min} = \Theta_R$$

Из приведенного соотношения следует, что K_{cn} ИУ непосредственно определяется погрешностью сопротивления резисторов сумматора. Так, даже при использовании прецизионных технологий $\Theta_R = 0.1\%$, и поэтому $K_{cn \min} = -60\text{дБ}$, что практически всегда недостаточно даже для неprecизионных датчиков измерительных систем. Например, при 10-ти разрядном преобразовании $K_{cn \max} < -68\text{дБ}$. Именно поэтому, ведущими производителями таких ИС используется специальная функциональная настройка резисторов.

Не менее важным фактором, определяющим метрологические свойства ИУ, является напряжение дрейфа нуля, непосредственно влияющее на динамический диапазон и точность преобразования физических величин. Для схемы рис. 3

$$U_{op} \approx \frac{K_0}{2} (E_{cm_2} - E_{cm_1}) + (1+k)E_{cm_3} \quad (16)$$

где E_{cm_i} - ЭДС смещения нуля i -го ОУ.

Даже при строго идентичных ОУ и оптимальном соотношении резисторов $U_{op} = 2E_{cm_3}$. Эта величина определяется структурой сумматора ИУ.

Полученные результаты показывают, что для высокоточных (прецизионных) инструментальных усилителей с высоким дифференциальным коэффициентом усиления необходимо создание: во-первых, активных дифференциальных сумматоров с низким и стабильным коэффициентом передачи синфазного напряжения; во-вторых, ОУ с высоким и стабильным коэффициентом ослабления синфазного напряжения (соот-

ношение (10)); наконец, эти сумматоры должны характеризоваться малым ЭДС смещения нуля.

III. ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С АКТИВНЫМ СУММАТОРОМ

Базовым узлом, обеспечивающим принципиальное уменьшение K_{cn} , при относительно мягких требованиях к стабильности компонентов схемы, является активный дифференциальный сумматор. Это устройство можно реализовать на базе мультидифференциального ОУ с высоким граничным напряжением, входные каскады которого имеют специальные обратные связи, компенсирующие синфазные напряжения [2]. Его параметры на компонентах радиационно-стойкого АБМК [3] приведены в табл. 2.

Для решения второй проблемы, с помощью эффективных схемотехнических решений, основанных на введении дополнительных функциональных обратных связей, создан ряд принципиально новых ОУ, для которых коэффициент ослабления синфазного сигнала практически не зависит от резистивных элементов. Примеры таких ОУ приводятся в докладе.

Указанные особенности отдельных активных элементов позволили реализовать прецизионный инструментальный усилитель (рис. 4), у которого

$$K_0 = 1 + 2R/r, f_{cp} = f_1/(1 + R/r), U_{op} = E_{cm_3} \quad (17)$$

где f_1 - частота единичного усиления ОУ.

Если допустимые погрешности реализации дифференциального коэффициента усиления малы, то его параметрические чувствительности к нестабильности f_1 и статического коэффициента усиления ОУ (μ) определяется следующими соотношениями:

$$S_{f_1}^{K_0} = (f/f_1)^2 (1 + R/r)^2 \quad (18)$$

$$S_{f_1}^{K_0} = (1 + R/r)/\mu \quad (19)$$

Реализация инструментального усилителя на компонентах радиационно-стойкого АБМК [4] позволила получить указанные в табл. 3 основные параметры.

Достоинством данного ИУ является глубокое ос-

Таблица 2

Параметры дифференциального сумматора на МОУ

K_{cm_3}	f_{cp_cn}	U_{cp_cn}	$U_{cp_вх}$	K_0	f_{cp}	E_{cm_3}	I_1	I_2
дБ	кГц	В	В	дБ	МГц	мкВ	мА	мА
-104	8,4	-4 5	-1,2 1,4	0	15	64	2,8	4,5

Примечание: K_{cm_3} - коэффициент ослабления синфазного напряжения, f_{cp_cn} - граничная частота коэффициента передачи синфазного напряжения, K_0 - дифференциальный коэффициент усиления, f_{cp} - граничная частота коэффициента усиления, U_{cp_cn} и $U_{cp_вх}$ - граничные напряжения при подаче синфазного и дифференциального коэффициента соответственно, E_{cm_3} - ЭДС смещения, I_1 и I_2 - потребляемые токи. При моделировании использовался источник питания $\pm 5\text{В}$.

Основные параметры инструментального усилителя с активным сумматором

параметры схема	K_0	f_{cp}	$S_{f_1}^{K_0}, S_{\mu}^{K_0}$	$U_{cp_ex}^-$	$U_{cp_ex}^+$	$K_{сн}$	$f_{cp_сн}$	$U_{cp_сн}^-$	$U_{cp_сн}^+$	$U_{др}$
Рис.4	-	кГц	-	мВ	мВ	дБ	кГц	В	В	мкВ
	9000	5,35	0,12	-10	10	-104	5.3	-4	5	64
	2000	20,5	0,04	-10	10	-104	8.4	-4	5	64
	200	168	0,02	-10	10	-104	8.4	-4	5	64
	40	669	0,017	-30	30	-104	8.4	-4	5	64
	20	935	0,017	-60	60	-104	8.4	-4	5	64
	5	1900	0,017	-280	280	-104	8.4	-4	5	64
3	2400	0,016	-460	460	-104	8.4	-4	5	64	

лабление синфазного напряжения при большом дифференциальном коэффициенте усиления.

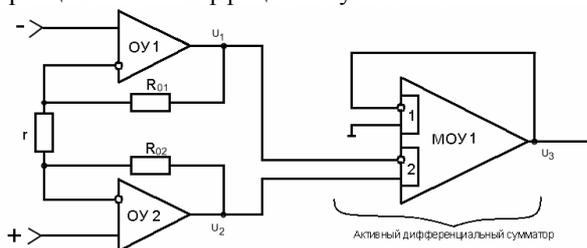


Рис. 4. Прецизионный инструментальный усилитель

Полученные результаты показывают, что двухканальный ИУ (рис. 4) имеет независимые (кроме граничной частоты полосы пропускания (f_{cp})) от дифференциального усиления основные метрологические характеристики. Его качественные показатели значительно превосходят аналогичные параметры функциональных аналогов фирм Texas Instruments и Analog Devices и позволяют создавать принципиально новые аналоговые интерфейсы и интеллектуальные датчики. Например, разработки перспективных радиационно-стойких тонкопленочных микросенсоров в современной датчиковой аппаратуре связано с применением инструментальных усилителей с $K_0 = 500$ при $K_{сн} = -80$ дБ. Из табл. 3 следует, что предложенный ИУ полностью удовлетворяет предъявленным требованиям. При этом, влияние параметров ОУ на погрешность дифференциального коэффициента усиления в диапазоне температур ($\Delta t = 100^\circ$) не превышает 0,15%, что позволяет использовать данный ИУ в системах с 12-ти разрядным АЦП.

IV. Выводы

Полученные результаты показывают, что использование в схемотехнике мультидифференциальных операционных усилителей, а также компенсирующих контуров обратной связи в структуре входных дифференциальных каскадов ОУ [2] позволяет существенно уменьшить параметрическую чувствительность принципиальных схем инструментальных усилителей.

Именно это свойство обеспечивает высокое ослабление синфазного напряжения и низкий дрейф нуля при воздействии различных дестабилизирующих факторов, включая и радиационное воздействие. Настоящая особенность позволяет также минимизировать число прецизионных резисторов и упростить требования к базовой технологии.

Дальнейшее повышение качественных показателей данного ИУ, как видно из табл. 3, должно быть направлено на уменьшение дрейфа нуля схемы. Это возможно либо совершенствованием схемотехники МОУ, либо структурным изменением выходного сумматора. Действительно, с учетом возможности создания в ИС двух идентичных дифференциальных сумматоров можно реализовать второй парафазный выход, который будет воспроизводить "виртуальную" для нагрузки схемы "общую" точку. Моделирование такого варианта реализации двухканального инструментального усилителя показывает, что величина дрейфа не превышает 1 мкВ при действии всех дестабилизирующих факторов на компоненты АБМК. В этом случае двухканальный парафазный инструментальный усилитель можно использовать в системах с 16-ти разрядным АЦП. Однако, в этом случае применение такого ИУ требует дополнительной системной интеграции аналогового интерфейса и входных аналого-цифровых цепей АЦП, встраиваемого в микроконтроллер.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Крутинский С.Г. Структурный синтез аналоговых электронных схем // Изд. СКНЦ ВШ, г. Ростов н/Д. 2001. 185 с.
- [2] Крутинский С.Г., Нефедова А.В. Структурная оптимизация дифференциальных каскадов // Известия ЮФУ, г. Таганрог. 2008. С. 41 - 48.
- [3] Дворников О.В., Чеховский В.А. Аналоговый биполярно-полевой БМК с расширенными функциональными возможностями // Chip News. 1999. №2. С. 21.
- [4] Каталог разработок Российско-Белорусского центра аналоговой микросхемотехники / Под ред. Крутинского С.Г., г. Шахты. 2006. 87 с.