

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Крутччинский С.Г. Смешанные системы на кристалле для систем автоматического управления и технической диагностики // Сб. трудов МЭС-06, 2006. – С. 217-222..
2. Крутччинский С.Г. Аналого-цифровые интерфейсы микроконтроллерных адаптивных регуляторов циклического типа для объектов электроэнергетики // Известия РАН "Автоматика и телемеханика". – 2006. – № 5. – С. 163-174.
3. Крутччинский С.Г., Старченко Е.И. Мультидифференциальные операционные усилители и прецизионная микросхемотехника. Международный научно-технический журнал "Электроника и связь". – 2004. – № 20. – С. 37-45.

Цыбин Михаил Сергеевич

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

E-mail: mc_tsibin@gmail.com.

347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44.

Тел.: 88634311310.

Tsibin Mixail Sergeevich

Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”.

E-mail: mc_tsibin@gmail.com.

44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia.

Phone: 88634311310.

УДК 621.372

А.Е. Титов

**ДВУХКАНАЛЬНЫЕ ПРЕЦИЗИОННЫЕ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ
УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ РАДИАЦИОННО СТОЙКИХ СИСТЕМ
НА КРИСТАЛЛЕ**

Рассматриваются результаты проектирования структурно-оптимальных принципиальных схем инструментальных усилителей с низким коэффициентом передачи синфазного напряжения. Показано, что использование в их структурах мультидифференциальных операционных усилителей позволяет минимизировать влияние резистивных элементов на коэффициент передачи синфазного сигнала при реализации необходимого дифференциального коэффициента усиления. Приводятся результаты моделирования набора принципиальных схем, реализованных на компонентах радиационно стойкого АБМК.

Системы на кристалле (СнК); инструментальные усилители (ИУ); коэффициент передачи синфазного сигнала (Ксн).

A.E. Titov

**TWO-CHANNEL PRECISION TOOL AMPLIFIERS
FOR RADIATION-PROOF SYSTEM ON CHIP**

Results of designing of structurally optimum basic schemes of tool amplifiers with low factor of transfer of inphase pressure are considered. It is shown that use in their structures of multi-differential operational amplifiers allows to minimise influence of resistive elements on factor of transfer of an inphase signal at realisation of necessary differential factor of strengthening. Results of modelling of a set of the basic schemes realised on components of a radiating-proof ABMC are resulted.

System on chip (SoC); tool amplifiers (TA); factor of transfer of an inphase signal.

Создание смешанных систем на кристалле (СнК) связано в первую очередь с построением аналоговых интерфейсов, обеспечивающих связь системы с первичными преобразователями (чувствительными элементами). Такие интерфейсы должны обеспечивать прецизионное выделение дифференциальных сигналов этих преобразователей, их масштабирование и ограничение спектра. Достаточно большой динамический диапазон измеряемых величин и относительно высокая точность преобразования предопределили использование в таких интерфейсах прецизионных операционных усилителей (ОУ) и резисторов, которые в конечном итоге и определяют предельный коэффициент ослабления синфазного напряжения. Кроме того, потребляемый ток СнК в основном определяется энергопотреблением аналоговой части и в ряде случаев приводит к необходимости использовать двух- или трехкристальный вариант построения системы в целом. Поэтому поиск альтернативных вариантов решения этой задачи приобретает важное практическое значение.

Создание аналоговых и аналого-цифровых интерфейсов смешанных СнК, ориентированных на взаимодействие с чувствительными элементами РЭА мостового типа всегда предполагает применение инструментальных усилителей (ИУ), выполняющих функции подавления синфазного сигнала (U_c) и усиление дифференциального напряжения (U_o). Как правило, такой ИУ реализуется на базе классической схемы, состоящей из трех операционных усилителей и семи прецизионных резисторов (рис. 1).

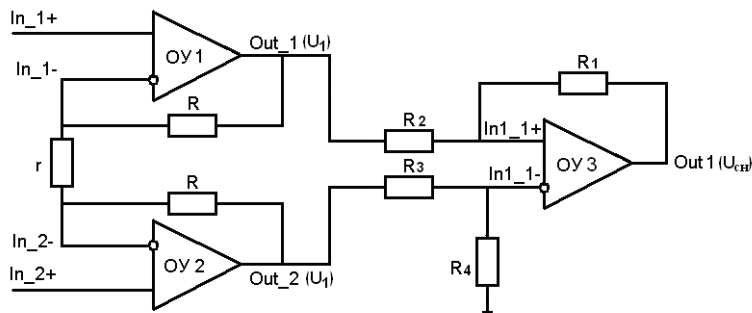


Рис. 1. Классический инструментальный усилитель

Анализ принципиальных схем показывает, что даже при использовании строго идентичных ОУ предельное значение коэффициента ослабления синфазного сигнала определяются соотношением

$$K_{сш} = \frac{U_{сш}}{U_1} = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) - \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3 - R_4 \frac{R_1}{R_2}}{R_3 + R_4}. \quad (1)$$

Влияние этих пассивных элементов на коэффициент ослабления синфазного сигнала определяется функцией чувствительности

$$S_{R_i}^{K_{сш}} = \frac{\Delta K_{сш} / K_{сш}}{\Delta R_i / R_i}, \quad (2)$$

где $\frac{\Delta R_i}{R_i} = \Theta_i$ – погрешность сопротивления резисторов схемы.

Можно показать, что в этом случае реальное значение коэффициента ослабления синфазного сигнала определится суммой

$$\Delta K_{сн} = S_{R_1}^{K_{сн}} K_{сн} \Theta_{R_1} + S_{R_2}^{K_{сн}} K_{сн} \Theta_{R_2} + S_{R_3}^{K_{сн}} K_{сн} \Theta_{R_3} + S_{R_4}^{K_{сн}} K_{сн} \Theta_{R_4}, \quad (3)$$

тогда при равенстве погрешностей резистивных элементов Θ_{R_i} получим

$$\Delta K_{сн} = \sqrt{\sum_{i=1}^4 (K_{сн} S_{R_i}^{K_{сн}})^2 \Theta_{R_i}^2} = \Theta_{R_i} \sqrt{\sum_{i=1}^4 (K_{сн} S_{R_i}^{K_{сн}})^2}, \quad (4)$$

поэтому при $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$

$$K_{снр} = \Delta K_{сн} = \Theta_R. \quad (5)$$

Из приведенного соотношения видно, что коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{сн}$ прямопропорционально зависит от погрешности сопротивления резисторов схемы Θ_{R_i} . Так, для прецизионных технологий ($\Theta_{R_i} = 0,1\%$), $K_{сн} = -54\text{дБ}$, что явно недостаточно для построения даже непрецизионных датчиков. Именно поэтому при производстве соответствующих СФ-блоков СнК в вариантах SiP, SoP используется специальная функциональная настройка, направленная на достижение требуемых качественных показателей ($K_{сн} < -75\text{дБ}$).

Можно достаточно строго показать, что предельное значение $K_{сн}$ рассматриваемой структуры определяется аналогичным коэффициентом ОУ1 и ОУ2. Так, синфазное напряжение на выходах этих активных элементов определяются следующими соотношениями:

$$U_{сн1} = \left(1 + \frac{(1+k_1+k_2)}{k_2}\right) + \frac{(1+k_1)K_{сн1}}{k_1} U_{вх}; \quad (6)$$

$$U_{сн2} = \left(1 + \frac{(1+k_1+k_2)}{k_1}\right) + \frac{(1+k_2)K_{сн2}}{k_2} U_{вх}, \quad (7)$$

где $k_1 = \frac{R_1}{r}$; $k_2 = \frac{R_2}{r}$.

Таким образом, для обеспечения независимости коэффициента подавления синфазного сигнала от резистивных элементов цепи обратной связи ИУ необходимо увеличивать коэффициент ослабления синфазного сигнала во входном дифференциальном каскаде операционных усилителей, входящих в состав ИУ.

Для решения указанной выше проблемы, с помощью эффективных схемотехнических решений, основанных на введении дополнительных функциональных обратных связей [1], построен ряд принципиально новых инструментальных усилителей, для которых коэффициент ослабления синфазного сигнала практически не зависит от резистивных элементов.

Главное отличие инструментального усилителя (ИУ), реализованного на одном мультидифференциальном операционном усилителе (МОУ), заключается в простоте реализации (рис. 2). Мультидифференциальный операционный усилитель (МОУ) состоит только из двух входных, одного промежуточного и одного выход-

ного каскадов, поэтому потребляемый ток такого инструментального усилителя практически в три раза меньше, чем в классической реализации. Созданная и испытанная схема МОУ ориентирована на компоненты радиационно стойкого АБМК [2]. Главное достоинство такого усилителя заключается в независимости его коэффициента ослабления синфазного сигнала от соотношения резистивных элементов схемы. Однако его предельное значение пропорционально дифференциальному коэффициенту усилителя (K_d).

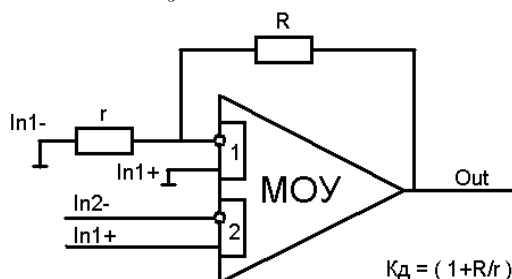


Рис. 2. Инструментальный усилитель на одном МОУ

Результаты моделирования приведенной схемы в среде PSpice сведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры ИУ на одном МОУ

парам.	$K_{сн}$	$f_{гр_сн}$	$U_{гр_сн}$	$U_{гр_вх}$	K_d	$f_{гр}$	$U_{др}$	E_{n_1}	I_1	E_{n_2}	I_2
схема	дБ	кГц	В	В	дБ	МГц	мкВ	В	мА	В	мА
Рис.2	-98	8,2	-4 5	-1,2 1,4	5,9	3	527	-5	2,8	5	4,5

Здесь $K_{сн}$ – коэффициент ослабления синфазного сигнала, $f_{гр_сн}$ – граничная частота $K_{сн}$, K_d – дифференциальный коэффициент усиления, $f_{гр}$ – граничная частота K_d , $U_{гр_сн}$ и $U_{гр_вх}$ – граничные напряжения при подаче синфазного и дифференциального коэффициента соответственно, $U_{др}$ – дрейф нуля инструментального усилителя, E_{n_2} и E_{n_1} – напряжения шины питания усилителя, I_1 и I_2 – потребляемые токи.

Отметим, что указанные в таблице параметры существенно лучше серийных аналогов типа INA фирмы Texas Instruments, состоящих из трех ОУ.

Используя полученные свойства, инструментального усилителя показывают, что его можно использовать в режиме вычитателя в двухканальной схеме (рис. 1). В этом случае приведенная на рис. 3 схема будет, как это следует из соотношения (4), характеризоваться более низким значением $K_{сн}$. Следовательно, достоинством данного ИУ является глубокое ослабление синфазного напряжения при большом дифференциальном коэффициенте усиления.

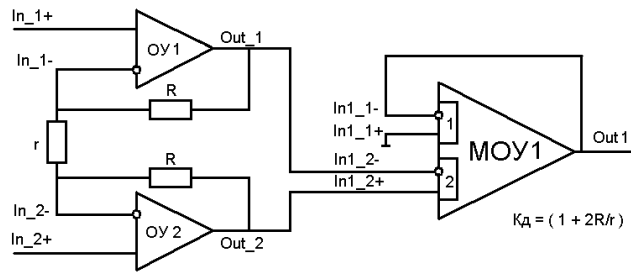


Рис. 3. Инструментальный усилитель на двух ОУ и одном МОУ

Результаты моделирования принципиальной схемы инструментального усилителя на базе компонентов АБМК приведены в табл. 2.

Таблица 2

Параметры инструментального одноканального усилителя с активным сумматором

Парам схема	$K_{сн}$ дБ	$f_{гр_сн}$ кГц	$U_{гр_сн}$ В	$U_{гр_вх}$ мВ	$K_{д}$ дБ	$f_{гр}$ МГц	$U_{др}$ мкВ	E_{n_1} В	I_1 мА	E_{n_2} В	I_2 мА
Рис.3*	-104	8,4	-1,15 4,1	-460 460	9,4	6,5	-264	-5	5,9	5	6,5

* – реализация инструментального усилителя с дополнительно введенными во входной каскад компенсирующими обратными связями

Высокое значение коэффициента ослабления синфазного напряжения (104дБ) объясняется тем, что МОУ используется в режиме повторителя ($K_{д}=1$) и его $K_{сн}$ определяется только свойствами входных дифференциальных каскадов.

Для определения предельного значения дифференциального коэффициента передачи необходимо учитывать допустимую погрешность его реализации и граничную частоту, которая определяется степенью влияния ОУ

$$\delta = \frac{1}{\mu} \left(1 + 2 \frac{R}{r}\right), \quad f_{зр} = 2 \frac{f_1}{K_o}, \tag{8}$$

где μ – статический коэффициент передачи операционного усилителя; R и r – сопротивления в цепи обратной связи. Причем

$$K\delta = \left(1 + 2 \frac{R}{r}\right). \tag{9}$$

Именно в силу указанных свойств, коэффициент усиления данного ИУ может превышать аналогичный параметр устройства на одном МОУ.

При условии $\delta \leq 12\%$ разработанный инструментальный усилитель имеет максимальное значение $K_{д}$ превышающее 8000. Результаты моделирования схемы при различной глубине обратной связи $\beta = \frac{r}{(r+R)}$ приведены в табл. 3.

Таблица 3

Влияние дифференциального коэффициента усиления на основные параметры ИУ

г, Ом	Кд	δ , %	Угр+, мВ	Угр-, мВ	Удр, мкВ	f _{гр} , кГц	Ксн, дБ
2	8722	12	10	-10	264	5,35	-104
10	1919	4	10	-10	264	20,5	-104
100	197,14	1,9	10	-10	264	168	-104
500	40,3	1,7	30	-30	264	669	-104
1000	20,65	1,67	60	-60	264	935	-104
5000	4,917	1,66	280	-280	264	1900	-104
10000	2,951	1,63	460	-460	264	2400	-104

Полученные результаты показывают, что двухканальный ИУ (рис. 3) имеет независимые (кроме граничной частоты полосы пропускания ($f_{гр}$)) от дифференциального коэффициента усиления основные метрологические характеристики. Его качественные показатели значительно превосходят аналогичные параметры функциональных аналогов фирм Texas Instruments, Analog Devises, Maxsim и позволяет создавать принципиально новые аналоговые интерфейсы и интеллектуальные датчики. Например, применение перспективных радиационно стойких тонкопленочных микросенсоров в современной датчиковой аппаратуре связано с созданием инструментальных усилителей с $K_d = 500$ при $K_{сн} = -80$ дБ. Из табл. 3 следует, что предложенный ИУ полностью удовлетворяет предъявленным требованиям.

Полученные результаты показывают, что использование в схемотехнике мультидифференциальных операционных усилителей, а также компенсирующих контуров обратной связи в структуре входных дифференциальных каскадов ОУ [1] 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. Так, в схеме энергоэкономичного ИУ (рис. 2) достаточно иметь два резистора с прецизионным отношением их сопротивлений, которое определяет реализуемый дифференциальный коэффициент усиления. В случае высоких требований к этой величине (сотни и тысячи единиц) целесообразно использовать предложенную схему двухканального ИУ (рис. 3), где аналогичные свойства обеспечиваются тремя резисторами с прецизионным отношением.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Крутччинский С.Г., Нефедова А.В. Структурная оптимизация дифференциальных каскадов // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2008. – № 7 (84). – С. 41-48.
2. Дворников О.В. Чеховский В.А. Аналоговый биполярно-полевой БМК с расширенными функциональными возможностями // Chip News. – 1999. – № 2. – С. 21-23.
3. Крутччинский С.Г. Структурный синтез аналоговых электронных схем // СКНЦ ВШ, Ростов-на-Дону, 2001. – С. 70-78.

Титов Алексей Евгеньевич

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

E-mail: alehan_26rus@mail.ru.
347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44.
Тел.: 89083258946.

Titov Alexey Evgen'evich

Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”.
E-mail: alehan_26rus@mail.ru.
44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia.
Phone: 89083258946.

УДК 621.317

Е.И. Старченко

**АРХИТЕКТУРА ИНТЕГРАЛЬНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ
С НУЛЕВЫМ ВЫХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ**

Рассматриваются вопросы проектирования интегральных стабилизаторов напряжения, обладающих близким к нулю выходным сопротивлением и предназначенных для изготовления в составе микроэлектронных устройств «система-на-кристалле».

Стабилизатор; нулевой выход.

E.I. Starchenko

**INTEGRATED VOLTAGE REGULATOR WITH ZERO OUTPUT
IMPEDANCE ARCHITECTURE**

Integral voltage regulators, having tended to a zero output impedance circuit techniques, oriented for integration in the system-on-crystal are considered.

Stabilized; zero output.

Введение. Несмотря на то, что современные системы электропитания выполняются по принципу импульсного преобразования энергии, зачастую только стабилизатор напряжения (СН) непрерывного типа может обеспечить электроэнергией необходимого качества узлы и блоки информационно-измерительных и управляющих систем, выполненных по технологии «система на кристалле». Дестабилизирующими факторами в СН могут быть нестабильность первичного источника питания, температура, радиационная обстановка, нестационарное токопотребление. Повышение петлевого усиления в контуре отрицательной обратной связи может решить многие проблемы повышения стабильности выходного напряжения, но увеличение глубины обратной связи порождает массу других проблем – обеспечение устойчивости, требуемой динамической стабильности и других [1]. Эффективным методом повышения точностных показателей СН становится формирование дополнительных каналов параметрической компенсации, в частности выходного сопротивления [2].

Классическая архитектура СН, содержащая в своем составе различным образом выполненные датчики тока нагрузки, приведена на рис. 1. Отметим, что чаще всего датчик тока нагрузки органично входит в состав структуры как элемент цепи защиты от токовой перегрузки и короткого замыкания выхода. В то же время наличие информации о токе нагрузки позволяет определенным образом воздейство-