

ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ.

/статья опубликована в журнале Chip News, Инженерная микроэлектроника N1, 2005 /
Матавкин В. В.

Рассматриваются параметры инструментального усилителя. Показано, что требуемые параметры по точности и линейности усиления сигнала, а также ослабления синфазного сигнала обусловили возникновение класса инструментальных усилителей, а также необходимость изготовления их в интегральном виде.

Инструментальный усилитель (ИУ) предназначен для задач, требующих прецизионного усиления с высокой точностью передачи сигнала, а также для работы с различными датчиками сигналов благодаря высокому входному сопротивлению, низкому значению напряжения смещения, точности передачи сигнала и высокой степени подавления синфазных сигналов. Инструментальный усилитель относится к классу операционных усилителей с одним принципиальным отличием, связанным с работой исключительно с замкнутыми линейными цепями обратных связей (ОС). Поэтому в ИУ отсутствует в качестве контролируемого параметра коэффициент усиления с разомкнутой ОС. Вместо этого вводятся параметры точности и нелинейности передачи сигналов при выбранных фиксированных значениях коэффициентов усиления по напряжению ($K_{У.ИУ}$), обычно, 1, 10, 100, 1000. Данные параметры оцениваются в относительных единицах *ppm* (10^{-6}) или в процентах. Например, точность передачи сигнала в 100 *ppm* соответствует в процентах величине $100 \cdot 10^{-6} \cdot 10^2 = 0,01\%$.

Появление схем инструментальных усилителей было обусловлено стремлением устранить недостатки дифференциальных усилителей (ДУ), построенных на операционном усилителе (ОУ). На рис. 1 показано включение ОУ в качестве ДУ. Выходное напряжение ДУ при действии на входе сигналов $U_{Г1}, U_{Г2}$ с выходными сопротивлениями $R_{Г1}, R_{Г2}$ равно

$$U_{ВЫХ(ДУ)} = -U_{Г1} \frac{R_2}{R_1 + R_{Г1}} + U_{Г2} \frac{R_4(R_1 + R_{Г1} + R_2)}{(R_{Г2} + R_3 + R_4)(R_1 + R_{Г1})} \quad (1)$$

или

$$U_{ВЫХ(ДУ)} = -U_{Г1} \frac{R_2}{R_{1(Г)}} + U_{Г2} \frac{R_4(1 + R_2/R_{1(Г)})}{R_{3(Г)}(1 + R_4/R_{3(Г)})}, \quad (2)$$

где

$$R_{1(Г)} = R_1 + R_{Г1}, \quad R_{3(Г)} = R_3 + R_{Г2}.$$

Только при $R_2/(R_1 + R_{Г1}) = R_4/(R_3 + R_{Г2})$, имеем

$$U_{ВЫХ(ДУ)} = (U_{Г2} - U_{Г1}) \frac{R_2}{R_{1(Г)}}. \quad (3)$$

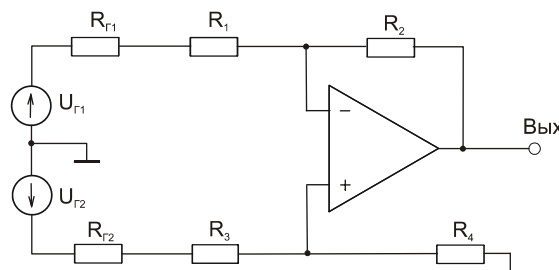


Рис.1 Дифференциальный усилитель на ОУ

Поэтому при выборе коэффициентов усиления $ДУ$ необходимо учитывать сопротивления источников сигналов. Различие данных сопротивлений определит ошибку в усилении разностного сигнала, а также повлияет на значительное ухудшение подавления синфазного сигнала ($C\Phi$). Действительно, из соотношения (1) при равенстве амплитуд и фаз сигналов $U_{Г1} = U_{Г2} = U_{ВХ}(C\Phi)$, получим

$$U_{ВЫХ(ДУ)} = U_{ВХ}(C\Phi) \frac{R_4(R_1 + R_{Г1}) - (R_3 + R_{Г2})R_2}{(R_{Г2} + R_3 + R_4)(R_1 + R_{Г1})}, \quad (4)$$

или, учитывая отклонения сопротивлений резисторов от заданных значений

$$\begin{aligned} U_{ВЫХ(ДУ)} &= U_{ВХ}(C\Phi) \frac{\sum R_{ij} \Delta R_{ij}}{R_{1(\Gamma)}(R_{3(\Gamma)} + R_4)} = \\ &= U_{ВХ}(C\Phi) \frac{R_{1,3} \Delta R_{2,4} + R_{2,4} \Delta R_{1,3} + R_{2,4} \Delta R_{Г1,2} + R_{Г1,2} \Delta R_{2,4}}{(R_{Г2} + R_3 + R_4)(R_1 + R_{Г1})}, \end{aligned}$$

где $R_{ij} = (R_i + R_j)/2$, $\Delta R_{ij} = R_i - R_j$.

Так как, $U_{ВЫХ(ДУ)} = U_{ВХ}(C\Phi)/K_{ОСФ}$, то коэффициент ослабления $C\Phi$ сигнала ($K_{ОСФ}$) для $ДУ$, рис.1, в децибелах равен

$$K_{ОСФ} = 20 \log \left[\frac{R_4(R_1 + R_{Г1}) - (R_3 + R_{Г2})R_2}{(R_{Г2} + R_3 + R_4)(R_1 + R_{Г1})} \right]^{-1} \quad (5)$$

или

$$K_{ОСФ} = 20 \log \left[\frac{\sum R_{ij} \Delta R_{ij}}{R_{1(\Gamma)}(R_{3(\Gamma)} + R_4)} \right]^{-1}.$$

Будем считать, что сопротивления цепей $ОС ДУ$ строго равны $R_1 = R_3 = 10k\Omega$, $R_2 = R_4 = 12k\Omega$, а сопротивления источников сигналов различны $R_{Г1} = 2,1k\Omega$, $R_{Г2} = 1,9k\Omega$. Подставив в соотношение (5), получим

$K_{ОСФ} = 20 \log[(12,1k - 11,9k)/24k]^{-1} = 41,58db$. При отличии сопротивлений источников сигналов $R_{Г1} - R_{Г2} = 0,1k\Omega$ ($R_{Г1} = 2,05k\Omega$, $R_{Г2} = 1,95k\Omega$), имеем $K_{ОСФ} = 47,6db$, что также недостаточно для многих практических применений.

Проблематично также достижение высоких параметров в $ДУ$ по точности передачи сигнала и ее линейности в заданном диапазоне выходных сигналов. Точность передачи сигнала в усилителе с замкнутой $ОС$ равна

$$\varepsilon = \frac{U_{ВЫХ(ид)} - U_{ВЫХ(реал)}}{U_{ВЫХ(ид)}} = 1 - \frac{U_{ВХ} K_{U0} / F_{ОС}}{U_{ВХ} / \gamma_{ОС(расч)}} = \frac{1}{F_{ОС}} + \frac{\gamma_{ОС(реал)} - \gamma_{ОС(расч)}}{\gamma_{ОС(реал)} + K_{U0}^{-1}}, \quad (6)$$

где $U_{ВХ}$ - входной сигнал, $U_{ВЫХ(ид)}$, $U_{ВЫХ(реал)}$ - выходные напряжения при идеальном и реальном коэффициентах усиления с разомкнутой $ОС$; $\gamma_{ОС(расч)}$, $\gamma_{ОС(реал)}$ - расчетный (идеальный) и реальный коэффициенты передач цепей $ОС$; $F_{ОС} = 1 + \gamma_{ОС(реал)} K_{U0}$ - фактор $ОС$, K_{U0} - коэффициент усиления с разомкнутой $ОС$. Значения $\gamma_{ОС(реал)}$ обычно лежат в пределах от 1 до 10^{-3} , а значения коэффициентов усиления K_{U0} , применяемых

усилителей, составляют от $10 \cdot 10^3$ и выше. То есть, практически всегда

$\gamma_{OC(реал)} \geq 10 \cdot K_{U0}^{-1}$ и, обозначив $\Delta\gamma_{OC} = \gamma_{OC(реал)} - \gamma_{OC(расч)}$, а $\gamma_{OC(реал)} = \gamma_{OC}$, соотношение (6) примет вид

$$\varepsilon = \frac{1}{F_{OC}} + \frac{\Delta\gamma_{OC}}{\gamma_{OC}}. \quad (7)$$

Таким образом, точность передачи сигнала зависит от фактора F_{OC} и отклонения коэффициента передачи по цепи OC от его расчетной величины, вызванного отклонениями сопротивлений цепи OC от требуемых расчетных значений. Например, для передачи сигнала с точностью 0,01% при коэффициенте усиления с замкнутой OC $K_{UOC} = 100$ требуется, чтобы усилитель имел коэффициент усиления с разомкнутой OC $K_{U0} = 10^6$, а для передачи сигнала с той же точностью, но при $K_{UOC} = 1000$ необходимо $K_{U0} = 10 \cdot 10^6$. Кроме того, требуется с высокой точностью подстроить сопротивления цепи OC и иметь их высокую стабильность в широком температурном диапазоне. Так как в OY сопротивления цепи OC внешние, то возникает трудность в подстройке величин сопротивлений и их температурной стабилизации. Другим важным параметром усилителя с замкнутой OC является нелинейность передачи сигнала в допустимом диапазоне изменений напряжений входного и выходного сигналов. Изменение точности передачи в небольших пределах может быть представлено, как

$$d\varepsilon = \frac{\partial\varepsilon}{\partial K_{U0}} dK_{U0} + \frac{\partial\varepsilon}{\partial\gamma_{OC}} d\gamma_{OC},$$

Считая $\frac{\partial\varepsilon}{\partial\gamma_{OC}} = 0$, получим соотношения нелинейности в дифференциальном виде

$$d\varepsilon = -\frac{dK_{U0}}{\gamma_{OC}^{-1} + K_{U0}} \frac{1}{F_{OC}} \approx -\frac{dK_{U0}}{K_{U0}} \frac{1}{F_{OC}},$$

или

$$d\varepsilon = -\frac{1}{\gamma_{OC}} \frac{dK_{U0}}{K_{U0}^2}, \quad (8)$$

из которых следует, что точность передачи сигнала зависит от изменений величин коэффициентов усиления с разомкнутой OC , стабилизируемых фактором OC .

Проинтегрировав (8) получим характер изменения точности передачи в широком диапазоне изменений напряжения сигналов, что и определит нелинейность коэффициента передачи усилителя с заданным усилением

$$\zeta_{нел} = \int_{K_{U \max}}^{K_{U \min}} -\frac{1}{\gamma_{OC}} \frac{dK_{U0}}{K_{U0}^2} = \frac{1}{\gamma_{OC}} \left(\frac{1}{K_{U0 \min}} - \frac{1}{K_{U0 \max}} \right). \quad (9)$$

Таким образом, нелинейность передачи сигнала зависит от разности между максимальным и минимальным значениями усилителя с разомкнутой OC , а также от коэффициента передачи цепи OC или выбранного коэффициента усиления с OC . Минимальные значения нелинейности будут при включении усилителя с максимальными значениями глубины OC (F_{OC}), в пределе - режим повторителя напряжения. Увеличение нелинейности будет происходить при уменьшении глубины OC . Для получения минимальных значений нелинейности необходимо повышать величины коэффициентов усиления с разомкнутой OC . Например, при заданном коэффициенте усиления 100

($\gamma_{OC} = 0,01$) и $K_{U0min} = 10 \cdot 10^3$, $K_{U0max} = 20 \cdot 10^3$, получим $\zeta_{нел} = 5000 ppm$. При том же усилении с замкнутой OC (коэффициент усиления 100) и $K_{U0min} = 1 \cdot 10^6$, $K_{U0max} = 2 \cdot 10^6$, получим $\zeta_{нел} = 50 ppm$. В том и другом случае коэффициенты усиления с разомкнутой OC отличаются между собой в два раза, но определяющими для нелинейности являются абсолютные значения данных коэффициентов усиления.

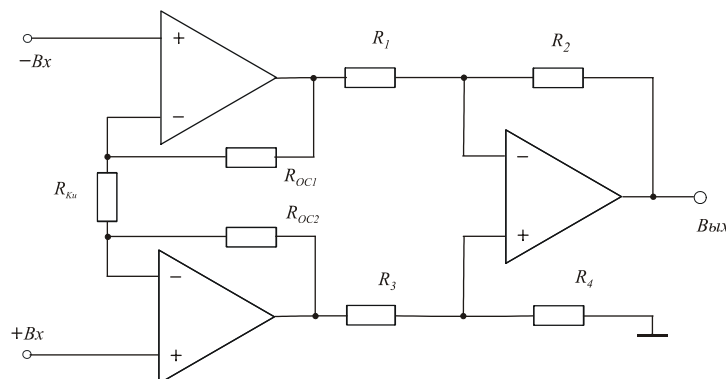


Рис 2 Инструментальный усилитель на трех ОУ

Следует, отметить, что дифференциальный усилитель на OU может выпускаться в интегральном исполнении с внутренними подстраиваемыми резисторами OC и иметь при небольших усилениях ($K_{U.ДУ} \leq 10$) приемлемые точностные характеристики. Например, микросхемы INA105, INA106, которые выпускались фирмой BURR - BROWN, микросхемы AMP03 ($ДУ$ с единичным усилением) фирмы ANALOG DEVICES. Однако, основные параметры данных микросхем гарантировались только при нулевых сопротивлениях источников сигналов.

Таким образом, для улучшения характеристик $ДУ$ требуется обеспечить развязку от сопротивлений источников сигналов с помощью дополнительных входных OU с высокими значениями коэффициентов усиления с разомкнутой OC . Введение общего резистора, регулирующего коэффициент усиления с замкнутой OC в данных OU , привело к созданию классической схемы инструментального усилителя на трех OU , показанной на рис. 2. При действии на входах $IУ$ дифференциальных сигналов, сигналы обратных связей, учитывая их противоположные фазы, взаимно вычитаются в точке делящей условно резистор R_{Ku} пополам. В этой точке под действием противофазных сигналов возникает виртуальная земля. Поэтому коэффициент усиления для дифференциальных сигналов схемы $IУ$, рис. 2, запишется, как

$$K_{U.IY} = \left(1 + \frac{R_{OC1,2}}{R_{Ku} / 2} \right) \frac{R_2}{R_1} = \left(1 + \frac{2R_{OC1,2}}{R_{Ku}} \right) \frac{R_2}{R_1}, \quad (10)$$

где $R_{OC1,2}$ - сопротивления резисторов OC входных OU , R_{Ku} - сопротивление регулирующее коэффициент усиления $IУ$.

Действие входного $СФ$ сигнала (сигнала общей помехи) приводит к тому, что сигналы по цепям OC входных OU на сопротивлении R_{Ku} повторяют амплитуду и фазу данного $СФ$ сигнала (увеличивая это сопротивление в фактор OC $R_{Ku.cф} \approx R_{Ku} \cdot \gamma_{OC1,2} K_{U01,2}$) и передаются в режиме повторителя напряжения на входы выходного OU , включенного в качестве $ДУ$. Данное обстоятельство является важным достоинством схемы $IУ$, так как позволяет усиливать входные дифференциальные сигналы с коэффициентом $K_{U.IY} = 1 + 2R_{OC} / R_{Ku}$, а синфазные сигналы передавать независимо от выбранного

усиления с коэффициентом передачи равным единице. Это обеспечивает возрастание полезного сигнала на фоне $СФ$ сигнала или отношения сигнал-помеха при увеличении коэффициента усиления $ИУ$. Подавление $СФ$ сигнала обеспечивается схемой дифференциального усилителя (выходной $ОУ$) и соответствует соотношениям (5) при пренебрежении сопротивлениями $R_{Г1}, R_{Г2}$, в качестве которых в данной схеме выступают выходные сопротивления входных $ОУ$.

Модернизацией классической схемы $ИУ$, является схема, представленная на рис. 3. В упрощенном виде данную схемную конфигурацию имеет $ИУ$ AD620 фирмы ANALOG DEVICES / 1 /, а также микросхемы $ИУ$ INA118, INA128, разработанных фирмой BURR - BROWN / 2 /. Параметры этих микросхем определили своего рода стандарт для разработок микросхем данного класса. Конфигурация схемы, рис. 3, также положена в основу при разработке микросхемы $ИУ$ 1463УБ1 фирмы АЛЬФА-РЗПП (г. Рига). Параметры перечисленных микросхем приведены в Таблице 1. Особенностью схемы, рис. 3, является входной каскад $ИУ$. В режиме повторителя напряжения (сопротивление $R_{Ки}$ отсутствует) данный $ИУ$ имеет два независимых канала передачи входных сигналов. При включении сопротивления регулировки усиления $ИУ$ ($R_{Ки}$) входной каскад превращается в дифференциальный каскад с действующими в цепях эмиттеров входных транзисторов сигналов $ОС$. Благодаря действию сигналов $ОС$, имеющих фазы сигналов совпадающие с фазами входных сигналов, в цепях эмиттеров, а также коллекторов входных транзисторов, становится возможным получение высоких значений входных сопротивлений

$$R_{BX(ИУ)} = [(\varphi_T / I_Э) \cdot (1 + \beta) \cdot F_{OC}] \parallel (r_{k\beta} \cdot F_{OC}) \parallel R_{нар}, \quad (11)$$

Полагая φ_T (температурный потенциал) при комнатной температуре равным $25 мВ$, эмиттерный ток $I_Э = 25 мкА$, коэффициент усиления по току $\beta = 2000$, сопротивление коллекторного перехода $r_{k\beta} \sim 10 \cdot 10^6 Ом$, а также полагая коэффициент усиления с разомкнутой $ОС$ входных усилителей равным $K_{У01(2)} = 5 \cdot 10^6$, получим величину входного сопротивления $ИУ$ при $K_{У.ИУ} = 1000$ ($\gamma_{OC} = 0,001$) равную $R_{BX(ИУ)} = 10 ГОм$. При уменьшении коэффициентов усилений $ИУ$ ($K_{У.ИУ} = 100, 10, 1$) входное сопротивление $R_{BX(ИУ)}$ в соответствии с (11) будет увеличиваться, ограничиваясь при этом величиной паразитного сопротивления $R_{нар}$ (сопротивления любых областей контактирующих с входными цепями $ИУ$, прежде всего участка печатной платы около входных шин). Коэффициент ослабления $СФ$ сигнала минимален при включении $ИУ$ с $K_{У.ИУ} = 1$. Из соотношения (5), имеем

$$K_{OCФ} = 20 \log \left[\frac{R_4 R_1 - R_3 R_2}{(R_3 + R_4) R_1} \right]^{-1}.$$

При $R_1 = R_2 = R_3 = 10 кОм$, $R_4 = 10,01 кОм$ (отклонение сопротивления R_4 от номинала в 0,1% составляет $10 Ом$), получим $K_{OCФ} = 66 db$. При отклонении одного из сопротивлений от номинала в 0,01% , то есть на $1 Ом$, получим $K_{OCФ} = 86 db$. Требуемая точность пленочных резисторов, напыляемых на кристалл $ИУ$, обеспечивается лазерной подгонкой. Учитывая возрастание отношения сигнал-помеха, благодаря единичному коэффициенту

передачи $C\Phi$ сигнала на входы $ДУ$ независимо от $K_{U.IV}$, имеем эквивалентное возрастание коэффициента $K_{OC\Phi}$

$$K_{OC\Phi} \approx 20 \log \left[\gamma_{OC} \frac{R_4 R_1 - R_3 R_2}{(R_3 + R_4) R_1} \right]^{-1} = 20 \log \left[\left(1 + \frac{2R_{OC}}{R_{Ku}} \right) \frac{(R_3 + R_4) R}{R_4 R_1 - R_3 R_2} \right].$$

При изменении усиления $K_{U.IV} = 1, 10, 100, 1000$ коэффициент ослабления $C\Phi$ сигнала может, соответственно, иметь значения, например, $K_{OC\Phi} = 60db, 80db, 100db, 120db$. В реальных микросхемах такая направленность сохраняется, однако на величины $K_{OC\Phi}$ будут влиять входной дифференциальный каскад при $K_{U.IV}$ больше единицы, а также коэффициент ослабления выходного ОУ. Точность передачи сигнала в соответствии с (7) равна

$$\varepsilon = \frac{1}{F_{OC}} + \frac{\Delta\gamma_{OC.IV}}{\gamma_{OC.IV}} = \frac{1}{F_{OC1,2}} + \frac{1}{F_{OC.DV}} + \frac{\Delta R_{Ku}}{R_{Ku}} \mp \frac{2\Delta R_{OC1,2}}{R_{Ku} + 2R_{OC1,2}} + \left(\frac{\Delta R_{4,3} \mp \Delta R_{2,1}}{R_{2,4} + R_{1,3}} \right) \frac{R_{2,4}}{R_{1,3}}, \quad (12)$$

где $\gamma_{OC.IV} = [R_{Ku} / (R_{Ku} + 2R_{OC1,2})] \cdot \gamma_{OC.DV}$; $F_{OC1,2} = 1 + \gamma_{OC1,2} K_{U01,2}$; $F_{OC.DV} = 1 + \gamma_{OC.DV} K_{U0,3}$.

Как уже отмечалось выше, влияние F_{OC} - фактора OC на величину ε наиболее критично при повышенных значениях $K_{U.IV} = 100, 1000$ и более. Считая $\Delta\gamma_{OC.IV} \rightarrow 0$, получим, что для обеспечения линейности $\varepsilon = 100 ppm$ при $K_{U.IV} = 100$ необходимо иметь $F_{OC} = 10^4$ или усиление с разомкнутой связью у входных усилителей $K_{U01(2)} = 10^6$. Выбор

$K_{U01(2)} = 10 \cdot 10^6$ позволяет свести влияние $F_{OC1,2}$ при $K_{U.IV} = 100$ к достаточно малой величине $\varepsilon = 10 ppm$. Расчетные значения коэффициентов усиления входных усилителей микросхемы 1463УБ1 лежат в пределах от 10^6 до $10 \cdot 10^6$. Влияние на точность передачи оказывают также отклонения сопротивлений резисторов OC от заданных значений, которое сводится к различию между собой условно парных резисторов $(R_{OC1}, R_{OC2}; R_1, R_3; R_2, R_4)$ симметричных каналов передачи сигналов. Например, $\Delta R_{OC1,2} = R_{OC1} - R_{OCрасч} - (R_{OC2} - R_{OCрасч}) = R_{OC1} - R_{OC2}$. При включении ИУ с $K_{U.IV} = 1$ влиянием фактора $F_{OC1,2} \geq 10^6$ можно пренебречь, кроме того, учитывая отсутствие влияния сопротивлений R_{OC1}, R_{OC2} при данном включении, получим из (12) соотношения для точности в приращениях или в абсолютных значениях

$$\varepsilon_{K=1} = \frac{1}{F_{OC.DV}} + \left(\frac{\Delta R_{4,3} \mp \Delta R_{2,1}}{R_{2,4} + R_{1,3}} \right) \frac{R_{2,4}}{R_{1,3}}, \quad \varepsilon_{K=1} = \frac{1}{F_{OC.DV}} + \frac{R_2(R_4 - R_3) - R_4(R_2 - R_1)}{(R_3 + R_4)R_1}. \quad (13)$$

Соотношения (13) позволяют оценить влияние различий между сопротивлениями резисторов цепи $OC ДУ$ на точность передачи сигнала в режиме повторителя ИУ. Расчетные значения резисторов схемы ИУ микросхемы 1463УБ1 составляют $R_1, R_2, R_3, R_4 = 10k\Omega$. При подстройке резисторов R_1, R_2 сигнал подается только на инвертирующий вход ИУ. В этом случае $\varepsilon_{K=1} = 1/F_{OC.DV} + \Delta R_{2,1}/R_{2,1}$. Поэтому, например, без учета влияния $F_{OC.DV}$, для получения $\varepsilon_{K=1} = 10 ppm$ необходимо иметь различие между резисторами R_1, R_2 не более $0,1 \Omega$. В свою очередь, чтобы обеспечить влияние фактора $F_{OC.DV}$ меньше или равно $10 ppm$, требуется иметь коэффициент усиления с разомкнутой связью выходного ОУ ($K_{U0,3}$), учитывая включение его по схеме $ДУ$ с

единичным коэффициентом передачи сигнала, не меньше $100 \cdot 10^3$. Подстройка резисторов R_{OC1}, R_{OC2} ведется по абсолютным значениям. Ошибка при подстройке резисторов $\Delta R_{OC1,2} = 2,47 \text{ Ом}$, учитывая, что расчетные значения резисторов в данной микросхеме равны $R_{OC1}, R_{OC2} = 24,7 \text{ кОм}$, приведет к составляющей погрешности точности передачи в 100 ppm . При $\Delta R_{OC1,2} = 0,24 \text{ Ом}$ составляющая погрешности передачи сигнала равна 10 ppm . На точность передачи сигнала, равенство (12), влияет также отклонение сопротивления R_{Ku} (задающего коэффициент усиления ИУ) от его расчетного значения, а также наличие паразитных значений сопротивлений контактирования и удлиненных шин проводников $R_{конт}$. Составляющая погрешности точности передачи сигнала от отклонения ΔR_{Ku} при разных значениях коэффициента усиления ИУ в этом случае равна

$$\varepsilon_{\Delta R_{Ku}} = (2R_{конт} + \Delta R_{Ku(расч)}) / R_{Ku} = (K_{ИУ} - 1)(2R_{конт} + \Delta R_{Ku(расч)}) / 2R_{OC} \quad (14)$$

Полагая $\Delta R_{Ku(расч)} = 0$, $R_{конт} = 0,11 \text{ Ом}$, $R_{Ku} = 49,45 \text{ Ом}$, что соответствует $K_{U.ИУ} = 1000$, получим погрешность усиления равную $0,44\%$ или 4400 ppm , что сравнимо с типовой величиной погрешности ИУ в данном включении. При уменьшении усиления ИУ, увеличении сопротивления R_{Ku} , данная погрешность уменьшается. Расчетные значения составляющих точности передачи сигнала отдельно по выделенному параметру в зависимости от ошибки подстройки резистора в диапазоне от $0,1$ до 10 Ом приведены на рис. 4. На рис. 5 даны зависимости составляющих точности при изменении коэффициента усиления ИУ в логарифмическом масштабе от 10 до 10 тысяч.

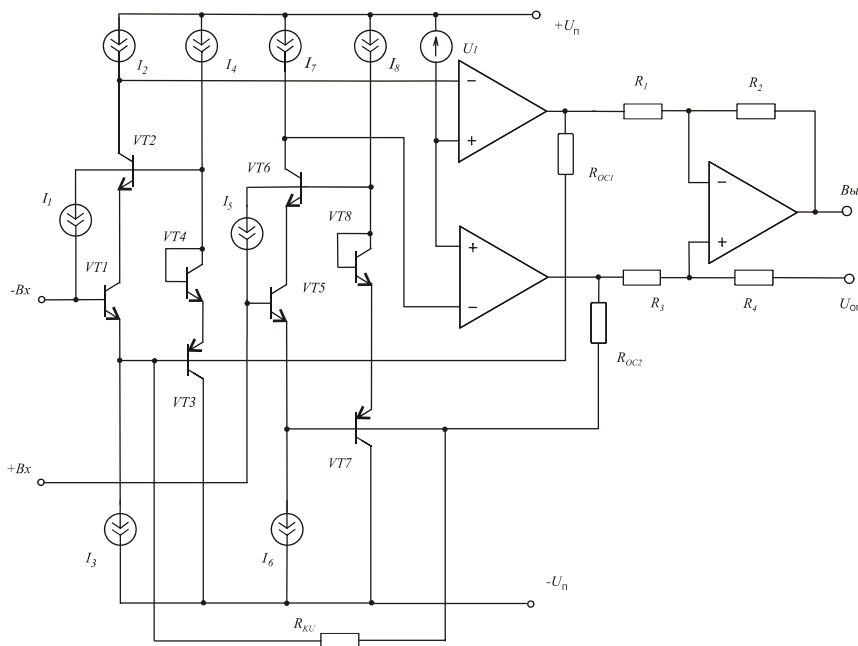


Рис. 3. Модернизированная схема ИУ с выделенным входным каскадом.

Нелинейность передачи сигнала для рассматриваемых схем ИУ, рис. 2 и рис. 3, определится в соответствии с (9), как сумма нелинейностей передач сигналов входных усилителей и выходного ОУ, включенного по схеме ДУ

$$\zeta_{нел.ИУ} = \zeta_{нел.1,2} + \zeta_{нел.ДУ} = \frac{1}{\gamma_{OC,1,2}} \left(\frac{1}{K_{U01,2min}} - \frac{1}{K_{U01,2max}} \right) + \frac{1}{\gamma_{OC,ДУ}} \left(\frac{1}{K_{U03min}} - \frac{1}{K_{U03max}} \right). \quad (15)$$

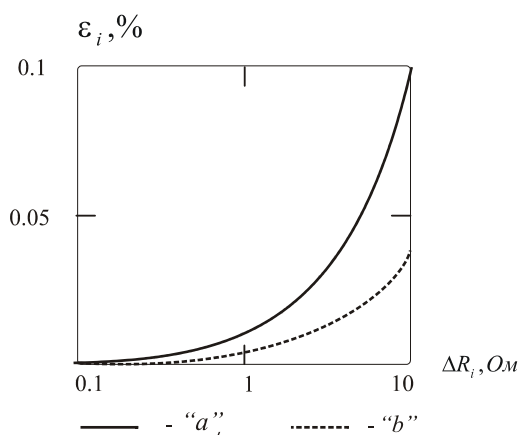


Рис.4. Зависимость составляющих точности передачи сигнала в процентах при изменении ΔR_i от 0,1 до 10 Ом. График "а" - $\varepsilon_{\Delta R_{2,1}} = (\Delta R_{2,1} / R_{2,1})100\%$, график "б" - $\varepsilon_{\Delta R_{OC2,1}} = (\Delta R_{OC1,2} / R_{OC1,2})100\%$.

Причем, на нелинейность входных усилителей $\zeta_{нел.1,2}$, в основном, влияет диапазон изменения напряжений входных сигналов. При работе с входными сигналами, создающими максимально допустимый размах по напряжению входных усилителей, нелинейность возрастает. Влияние (уменьшение) сопротивления нагрузки сказывается на нелинейности выходного ДУ $\zeta_{нел.ДУ}$. Например, при $\gamma_{OC1,2}=0,01$ ($K_{ИУ}=100$), $\gamma_{OC.ДУ}=1$ ($K_{У.ДУ}=1$) и, считая коэффициенты усиления с разомкнутой ОС входных усилителей $K_{U01,2max} = 5 \cdot 10^6$, $K_{U01,2min} = 2,5 \cdot 10^6$, а коэффициенты усиления с разомкнутой ОС выходного ОУ $K_{U03max} = 100 \cdot 10^3$, $K_{U03min} = 50 \cdot 10^3$, подставив в (15), получим $\zeta_{нел.1,2}=20$ ppm, $\zeta_{нел.ДУ}=10$ ppm и суммарную нелинейность $\zeta_{нел.ИУ}=30$ ppm. Предположим, что из-за увеличения напряжений входных сигналов, получили $K_{U01,2max} = 2,5 \cdot 10^6$, $K_{U01,2min} = 1,0 \cdot 10^6$, а из-за уменьшения сопротивления нагрузки - $K_{U03max} = 20 \cdot 10^3$, $K_{U03min} = 10 \cdot 10^3$. Тогда вычисления при сохранении условий $\gamma_{OC1,2}=0,01$ ($K_{ИУ}=100$), $\gamma_{OC.ДУ}=1$ ($K_{У.ДУ}=1$) дадут следующие результаты $\zeta_{нел.1,2}=60$ ppm, $\zeta_{нел.ДУ}=50$ ppm и суммарную нелинейность $\zeta_{нел.ИУ}=110$ ppm. Изменения коэффициентов усиления с разомкнутой ОС входных усилителей могут быть различны в зависимости от полярности действующих входных сигналов, а изменения величин K_{U03max} , K_{U03min} могут быть различны в зависимости от полярности выходных сигналов, что означает различие величин $\zeta_{нел.ИУ}$ при выбранном коэффициенте ИУ в зависимости от полярностей входных и выходных сигналов. В целом нелинейность ИУ минимальна при включениях с максимальными ОС ($K_{У.ИУ}=1-10$) и увеличивается при уменьшении ОС, то есть, увеличении $K_{У.ИУ}$.

При отсутствии внешних входных сигналов, приведенное ко входу полное напряжение равно

$$U_{ВХ.полн} = I_{ВХ1,2}\Delta R_{Г1,2} + \Delta I_{ВХ1,2}R_{Г1,2} + U_{СМ1,2} + (I_{ВХ.ДУ}\Delta R_{1,2} + \Delta I_{ВХ.ДУ}R_{1,2} + U_{СМ.ДУ}) \frac{1}{1 + 2R_{OC} / R_{Ku}}$$

где $I_{BX1,2} = I_{B1,2} + I_{КОМП}$, $I_{B1,2}$ - базовые токи входных транзисторов, $I_{КОМП}$ - токи компенсации. Для схемы, показанной на рис. 3 с учетом обозначений компонентов, имеем $I_{BX1,2} = I_{B1,5} + I_{1,5}$. Напряжение смещения $U_{CM1,2}$ будет зависеть от степени идентичности входных транзисторов $VT1, VT5$. Падение напряжения во входных цепях в дифференциальном усилителе, вызванное протеканием базовых токов его входных транзисторов $I_{BX,ДУ}$, суммируется с напряжением смещения данного усилителя $U_{CM,ДУ}$. И эта величина, деленная на коэффициент усиления входных усилителей, определит вторую составляющую приведенного ко входу напряжения $U_{BX,полн}$.

Из (16), положив $R_{Г1,2}=0$, получим выражение для напряжения смещения, состоящее из двух частей - напряжения смещения, приведенного ко входу $U_{CM,ВХ} = U_{CM1,2}$ и напряжения смещения выходного каскада ДУ- $U_{CM,ВЫХ}$

$$U_{CM} = U_{CM,ВХ} + U_{CM,ВЫХ} = U_{CM1,2} + (I_{BX,ДУ} \Delta R_{1,2} + \Delta I_{BX,ДУ} R_{1,2} + U_{CM,ДУ}) \frac{1}{1 + 2R_{OC} / R_{Ku}}, \quad (17)$$

Так как, $\Delta R_{1,2} \rightarrow 0$, $\Delta I_{BX,ДУ} \rightarrow 0$, тогда

$$U_{CM} = U_{CM1,2} + U_{CM,ДУ} / (1 + 2R_{OC} / R_{Ku}). \quad (18)$$

При $K_{У,ИУ} = 1 + 2R_{OC} / R_{Ku} = 1000$ напряжение смещения усилителя $U_{CM} \cong U_{CM,ВХ}$, при $K_{У,ИУ} = 1$ напряжение $U_{CM} = U_{CM,ВХ} + U_{CM,ВЫХ} = U_{CM1,2} + U_{CM,ДУ}$.

Для подстройки напряжений смещения $U_{CM,ВХ}, U_{CM,ВЫХ}$ в микросхеме 1463УБ1 используется лазерная подгонка резисторов, корректирующих токи во входных каскадах ИУ, а также выходного ОУ.

Входные токи и разность входных токов для рассматриваемой схемы, рис. 3, равны

$$I_{BX,ИУ(2)} = I_{B1(5)} - I_{1(5)}, \\ \Delta I_{BX,ИУ} = \Delta I_{B1,5} \mp \Delta I_{1,5}.$$

При измерении величин входных токов и их разности для исключения ошибки, связанной с влиянием напряжения смещения (17), необходимо выбирать сопротивления $R_{Г1,2} \geq 10U_{CM} / I_{BX1,2}$. В данной микросхеме имеется также возможность минимизации входных токов путем подстройки соответствующих резисторов.

Требуемые значения коэффициентов усиления схемы, рис. 3, определяются величиной сопротивления внешнего резистора R_{Ku}

$$R_{Ku} = \frac{2R_{OC}}{(K_{У,ИУ} R_1 / R_2) - 1}. \quad (18)$$

В схемах с единичным усилением ДУ, то есть при равенстве сопротивлений цепей ОС ДУ, например, для схемы 1463УБ1 $R_1, R_2, R_3, R_4 = 10k\Omega$, соотношение (18) равно

$$R_{Ku} = 2R_{OC} / (K_{У,ИУ} - 1).$$

Причем необходимо учитывать, особенно при $K_{У,ИУ} \geq 100$ влияние паразитных сопротивлений контактирования и соединительных проводников во входных цепях ИУ.

Ошибка в усилении ИУ будет определяться соотношением (13). При включении ИУ с $K_{U.IV} \geq 1000$ расчетное значение сопротивления R_{Ku} точнее определяется равенством

$$R_{Ku} = [2R_{OC} / (K_{U.IV} - 1)] - 2R_{КОНТ} . \quad (19)$$

Например, для получения $K_{U.IV} = 1000$, при $R_{OC} = 24,7k\Omega$, считая паразитное последовательное сопротивление по каждому из входов ИУ $R_{конт} = 0,15\Omega$, необходимо иметь $R_{Ku} = 49,15 \Omega$, а не $49,45 \Omega$ (расчетное значение из (18) без учета паразитных дополнительных сопротивлений) .

Упрощенная структурная схема ИУ 1463УБ1 с обозначениями внешних выводов показана на рис. 6. С помощью изменения опорного напряжения $U_{оп}$ (вывод 5) можно менять выходное напряжение ИУ. При этом необходимо максимально уменьшать выходное сопротивление источника $U_{оп}$.

В Таблице 1, кроме рассмотренных выше параметров, приведены также параметры коэффициентов подавления сигнала по цепям питания $K_{ПЦП}$, времени установления импульсного сигнала $t_{уст}$ с точностью 0,01%, скорости нарастания выходного напряжения SR , тока потребления $I_{ПОТР}$, а также приведен допустимый рабочий диапазон изменения температуры окружающей среды. Параметры микросхем в Таблице 1 соответствуют предельным значениям величин за исключением указанных типовых значений. В целом, приведенные в Таблице 1 параметры микросхем показывают высокую степень линейности передачи сигнала и подавления $C\Phi$ сигналов, недостижимые при дискретном исполнении схемы инструментального усилителя .

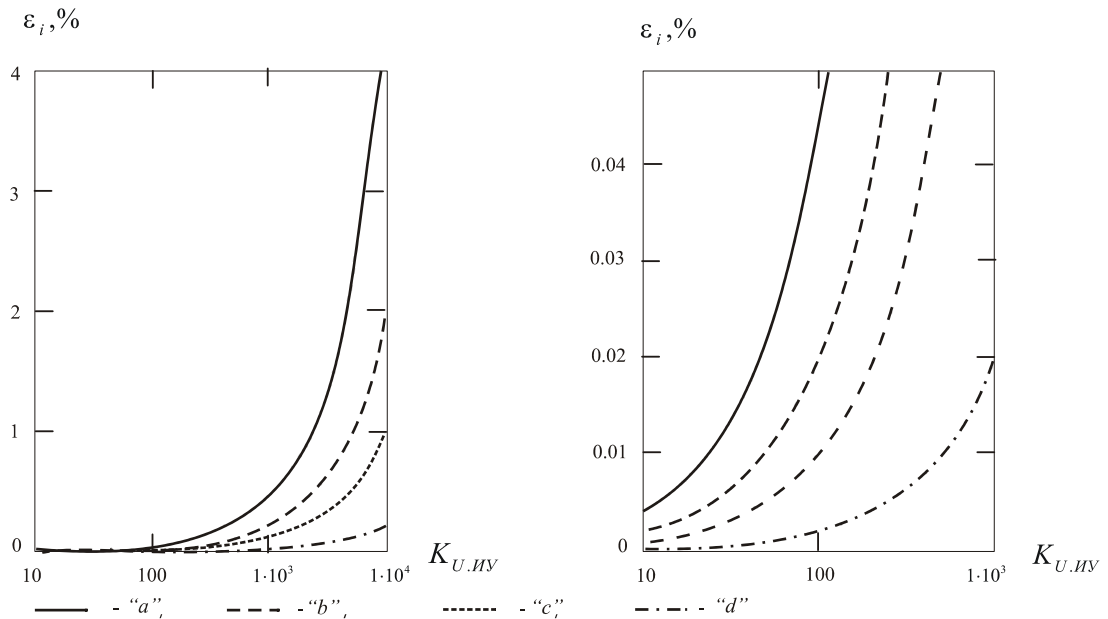


Рис.5. Зависимости составляющих точности передачи сигнала в процентах при изменении коэффициента усиления ИУ. На рисунке слева представлены графики при изменении усиления от 10 до $10 \cdot 10^3$ в масштабе изменения ε от 0 до 4%, на рисунке справа представлены графики при изменении усиления от 10 до 10^3 в масштабе изменения ε от 0 до 0,05%. График "a" - $\varepsilon_{\Delta R_{Ku}}$ определяется соотношением (10) при $\Delta R_{Ku(пасч)} = 0$ и при $R_{КОНТ} = 0,11\Omega$, $R_{OC} = 24,7k\Omega$; график "b" - $\varepsilon_{Foc} = 1 / F_{OC}$ при $K_{U01,2} = 0,5 \cdot 10^6$; график "c" - $\varepsilon_{\Delta R_{Ku}}$ - при $\Delta R_{Ku(пасч)} = 0$, $R_{КОНТ} = 0,05\Omega$ и $R_{OC} = 24,7k\Omega$; график "d" - ε_{Foc} при $K_{U01,2} = 5 \cdot 10^6$.

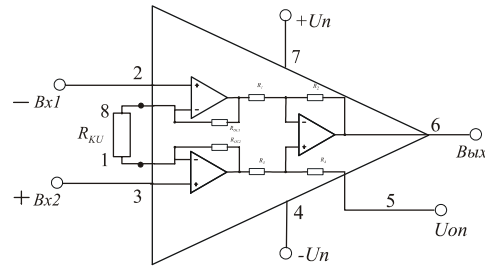


Рис 6 Упрощенная структурная схема ИУ 1463УБ1 с обозначениями внешних выводов

Список литературы

- / 1 / - Analog Devices, Designers` Reference Manual, 2002 .
 / 2 / - Linear Products, Burr-Brown Integrated Circuits Data Book, 1996.

Таблица 1. Параметры ИУ при $U_{II} = \pm 15В, T = +25^{\circ}С$.

	AD620S	AMP02E	INA118	INA128	1463УБ1
Точность в %					
$K_{иу}=1$	0,1	0,02	0,024	0,024	0,1
$K_{иу}=10-100$	0,3	0,3	0,4-0,5	0,4-0,5	0,4
$K_{иу}=1000$	0,7	0,5	1,0	1	0,8
Нелинейность					
$K_{иу}=1-100$	40 ppm	100 ppm	0,001-0,002%	0,0012-0,004%	90 ppm
Усм.вх, мкВ	125	100	50	51	125
Усм.вых, мВ	1	4	0,1	0,5	1
$I_{вх}$, нА	2	10	5	5	3
Косф, в db					
$K_{иу}=1$	73	80	73-80	73-80	70
$K_{иу}=10$	93	100	97	100	90
$K_{иу}=100-1000$	110	115	107	120	110
Кпцп, в db					
$K_{иу}=1$	80	80	-	-	80
$K_{иу}=10$	95	100	-	-	95
$K_{иу}=100-1000$	110	115	-	-	110
$R_{вх}$, ГОм пФ	10 2 тип	10 тип	10 1 тип	10 2 тип	10 тип
SR, В/мкс	0,75	4	0,9 тип	4 тип	0,7
$t_{уст}$, мкс (0,01%)	15 тип	10 тип	21тип	9 тип	16 тип
$I_{потр}$, мА	1,3	6	0,39	0,75	2,2
Температурный диапазон, $^{\circ}С$	-55 - +125	-55 - +125	-40 - +85	-40 - +85	-60 - +125