

Анализ схем на полностью дифференциальных усилителях

Джим КЭРКИ (Jim KARKI)
Перевод: Дмитрий ИОФФЕ
dsioffe@yandex.ru

Полностью дифференциальные усилители отличаются тем, что и на входе, и на выходе у них дифференциальный сигнал. Они широко используются для приема и передачи аналоговых сигналов в условиях сильных помех, для подачи сигналов на входы быстродействующих АЦП и во многих других областях.

Несмотря на то, что оригинальная статья написана достаточно давно, она до сих пор не устарела и является фундаментальным руководящим материалом при проектировании схем на полностью дифференциальных усилителях. Автор статьи — специалист фирмы Texas Instruments, которая выпускает наиболее широкую номенклатуру таких усилителей.

Введение

В одном из выпусков Analog Application Journal была опубликована вводная статья о полностью дифференциальных усилителях фирмы Texas Instruments, в которой рассказывалось об основах их работы [1, 2]. В статье, которую мы сегодня предлагаем вниманию читателя, приводится углубленный анализ усиления и шумов. Полностью дифференциальный усилитель имеет несколько цепей обратной связи, и анализ схемы требует пристального внимания к деталям. Кроме того, для полного анализа схемы необходимо рассмотреть использование вывода V_{OCM} .

Анализ схемы

В целом анализ схемы полностью дифференциального усилителя аналогичен анализу обычного несимметричного усилителя, но есть некоторые тонкости, которые невозможно понять без полного тщательного исследования. Схема, показанная на рис. 1, используется для получения обобщенной формулы и блок-схемы, из которых можно легко получить схемную конфигурацию и значения напряжений для конкретного случая.

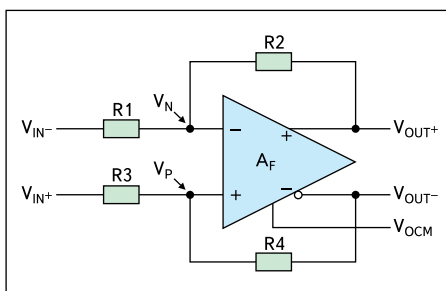


Рис. 1. Схема для анализа

Величина A_F используется для представления дифференциального усиления усилителя с разомкнутой обратной связью: $(V_{OUT+}) - (V_{OUT-}) = A_F(V_P - V_N)$. Здесь предполагается, что коэффициенты усиления с обеих сторон дифференциального усилителя хорошо согласованы, и их различие незначительно. В схемах, предназначенных для использования с отрицательной обратной связью, как правило, $A_F \gg 1$.

Определение входных напряжений

Дифференциальное входное напряжение:

$$V_{ID} = (V_{IN+}) - (V_{IN-}). \quad (1)$$

Синфазное входное напряжение:

$$V_{IC} = ((V_{IN+}) + (V_{IN-}))/2. \quad (2)$$

Определение

выходных напряжений

Дифференциальное выходное напряжение:

$$V_{OD} = (V_{OUT+}) - (V_{OUT-}). \quad (3)$$

Синфазное выходное напряжение:

$$V_{OC} = ((V_{OUT+}) + (V_{OUT-}))/2. \quad (4)$$

Связь между выходным и входным дифференциальными напряжениями:

$$(V_{OUT+}) - (V_{OUT-}) = A_F(V_P - V_N). \quad (5)$$

Значение выходного синфазного напряжения:

$$V_{OC} = V_{OCM} \quad (6)$$

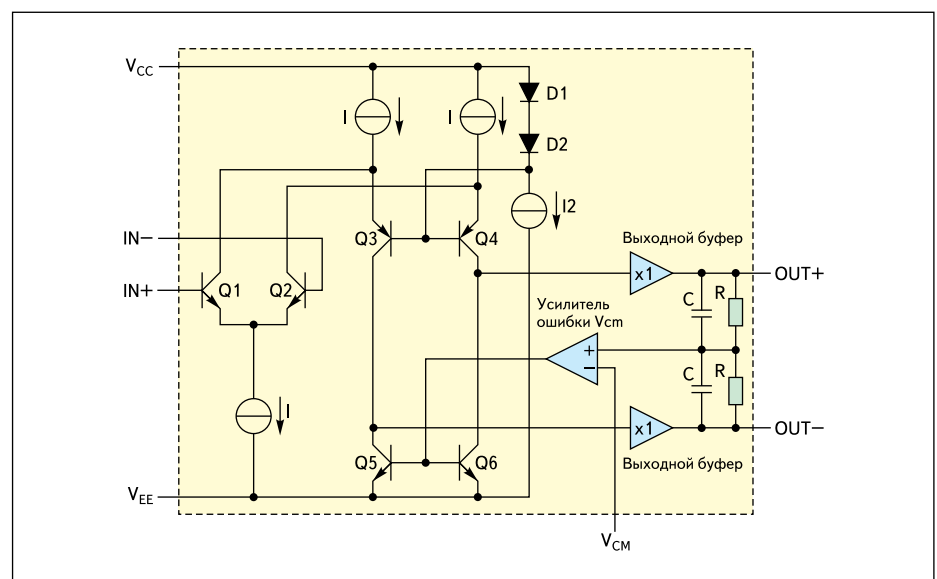


Рис. 2. Упрощенная схема полностью дифференциального усилителя

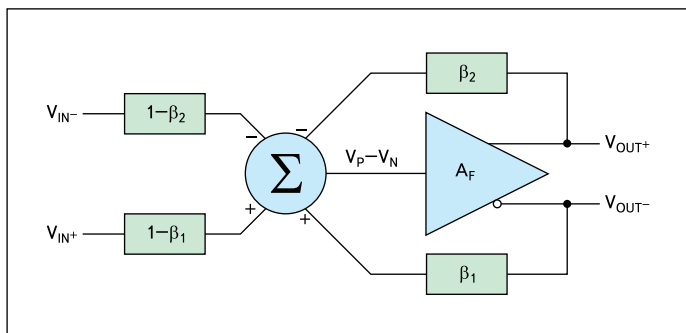


Рис. 3. Блок-схема основного дифференциального усилителя

где V_{OCM} — напряжение на входе ОСМ усилителя.

Полностью дифференциальный усилитель содержит два усилителя: основной дифференциальный усилитель (от V_{IN} до V_{OUT}) и усилитель ошибки V_{OCM} . Работа усилителя ошибки проще, и ее мы рассмотрим первой. Для этого обратимся к рис. 2.

Напряжения V_{OUT+} и V_{OUT-} фильтруются и суммируются на внутренней RC-цепи. Полученное напряжение поступает на вход усилителя V_{OCM} , который сравнивает его с напряжением, приложенным к выводу V_{OCM} . Действие внутреннего контура обратной связи приводит к тому, что напряжение ошибки (разность напряжений на входе усилителя V_{OCM}) стремится к нулю, то есть $V_{OC} = V_{OCM}$. Это основное выражение содержится в формуле (6).

Не существует более простого способа проанализировать работу основного дифференциального усилителя, чем сесть и написать несколько выражений для напряжений в узлах схемы, а затем при помощи алгебраических преобразований привести их к виду, удобному для использования. Сначала мы получим решение, основанное только на узловом анализе. Далее мы воспользуемся определениями напряжений, данными в формулах (1–6), чтобы получить выражения для напряжений на каждом из выходов, то есть V_{OUT+} и V_{OUT-} . А затем воспользуемся ими для расчета выходного дифференциального напряжения V_{OD} .

Запишем выражения для V_N и V_P :

$$V_N = (V_{IN-})(R2/(R1+R2)) + (V_{OUT+})(R1/(R1+R2))$$

$$V_P = (V_{IN+})(R4/(R3+R4)) + (V_{OUT-})(R3/(R3+R4)).$$

Если мы введем обозначения $\beta_1 = R3/(R3+R4)$ и $\beta_2 = R1/(R1+R2)$, то можно переписать выражения для V_N и V_P следующим образом:

$$V_N = (V_{IN-})(1-\beta_2) + (V_{OUT+})(\beta_2) \quad (7)$$

$$V_P = (V_{IN+})(1-\beta_1) + (V_{OUT-})(\beta_1). \quad (8)$$

Воспользовавшись выражениями (7) и (8), можно нарисовать блок-схему основного дифференциального усилителя так, как показано на рис. 3.

Используя эту блок-схему или комбинируя выражения (7) и (8) с выражением (5), мы можем найти соотношение между входом и выходом:

$$(V_{OUT+})(1+A_F\beta_2) - (V_{OUT-})(1+A_F\beta_1) = A_F[(V_{IN+})(1-\beta_1) - (V_{IN-})(1-\beta_2)]. \quad (9)$$

При всей своей точности, выражение (9) несколько громоздко, когда цепи обратной связи несимметричны. Используя определения напряжений из выражений (1–4) и выражение (6), мы можем получить формулы, более пригодные для практического использования.

Подставляя $(V_{OUT-}) = 2V_{OC-}(V_{OUT+})$ и $V_{OC} = V_{OCM}$, мы можем записать:

$$(V_{OUT+})(2+A_F\beta_1+A_F\beta_2) - 2V_{OCM}(1+A_F\beta_1) = A_F[(V_{IN+})(1-\beta_1) - (V_{IN-})(1-\beta_2)],$$

или

$$(V_{OUT+}) = \frac{1}{\beta_1 + \beta_2} \frac{(V_{IN+})(1-\beta_1) - (V_{IN-})(1-\beta_2) + 2V_{OCM} \left(\frac{1}{A_F} + \beta_1 \right)}{1 + \frac{2}{A_F\beta_1 + A_F\beta_2}} \quad (10)$$

В «идеальном» случае, когда $A_F\beta_1 \gg 1$ и $A_F\beta_2 \gg 1$, это сокращается до:

$$(V_{OUT+}) = \frac{(V_{IN+})(1-\beta_1) - (V_{IN-})(1-\beta_2) + 2V_{OCM}\beta_1}{\beta_1 + \beta_2}. \quad (11)$$

Аналогично найдем V_{OUT-} :

$$(V_{OUT-}) = \frac{1}{\beta_1 + \beta_2} \frac{-(V_{IN+})(1-\beta_1) + (V_{IN-})(1-\beta_2) + 2V_{OCM} \left(\frac{1}{A_F} + \beta_2 \right)}{1 + \frac{2}{A_F\beta_1 + A_F\beta_2}} \quad (12)$$

Снова предположим, что $A_F\beta_1 \gg 1$ и $A_F\beta_2 \gg 1$, тогда последняя формула сократится до:

$$(V_{OUT-}) = \frac{-(V_{IN+})(1-\beta_1) + (V_{IN-})(1-\beta_2) + 2V_{OCM}\beta_2}{\beta_1 + \beta_2}. \quad (13)$$

Чтобы найти $V_{OD} = (V_{OUT+}) - (V_{OUT-})$, вычтем выражение (12) из выражения (10):

$$V_{OD} = \frac{1}{\beta_1 + \beta_2} \frac{2[(V_{IN+})(1-\beta_1) - (V_{IN-})(1-\beta_2)] + 2V_{OCM}(\beta_1 - \beta_2)}{1 + \frac{2}{A_F\beta_1 + A_F\beta_2}}. \quad (14)$$

Если $A_F\beta_1 \gg 1$ и $A_F\beta_2 \gg 1$, то это выражение сократится до:

$$V_{OD} = \frac{2[(V_{IN+})(1-\beta_1) - (V_{IN-})(1-\beta_2)] + 2V_{OCM}(\beta_1 - \beta_2)}{\beta_1 + \beta_2}. \quad (15)$$

Из формул (11, 13 и 15) видно, что, несмотря на то, что полностью дифференциальный усилитель обычно используется с симметричными цепями обратной связи, усилением можно управлять при помощи только одной из этих цепей.

Если в схеме для анализа на рис. 1 использовать согласованные резисторы $R1 = R3$ и $R2 = R4$, то цепи обратной связи будут сбалансированы, $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, и передаточная функция равна:

$$\frac{(V_{OUT+}) - (V_{OUT-})}{(V_{IN+}) - (V_{IN-})} = \frac{A_F}{(1+A_F\beta)} = \frac{1-\beta}{\beta} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{A_F\beta}\right)}.$$

Синфазные напряжения на входе и на выходе не входят в это выражение, V_{IC} подавляется, а V_{OC} задается напряжением на входе ОСМ. Идеальное усиление (предполагаем, что $A_F\beta \gg 1$) задается соотношением:

$$(1-\beta)/\beta = R2/R1.$$

Отметим, что вместо нормальной инверсии, которую мы могли бы ожидать от двух сбалансированных усилителей, мы получаем, в соответствии с определениями выходных напряжений, положительный коэффициент усиления.

Во многих приложениях требуется преобразование несимметричного сигнала в дифференциальный. Схемы на рис. 4–8 показывают различные способы его получения. Эти схемы мы можем легко расчитать, используя формулы (11, 13 и 15).

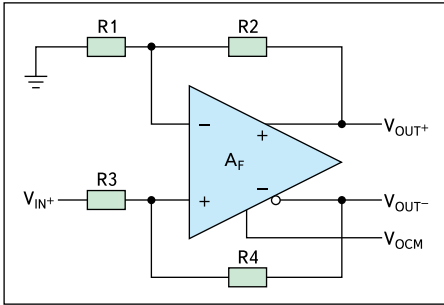


Рис. 4. Схема для усиления несимметричного сигнала и преобразования его в дифференциальный

На рис. 4 показана схема, которая представляет собой слегка измененный рис. 1. Она усиливает несимметричный сигнал и преобразует его в дифференциальный. Вход V_{IN-} здесь заземлен, а сигнал приложен ко входу V_{IN+} . Подставляя $V_{IN-} = 0$ в выражения (11, 13 и 15), получаем:

$$\begin{aligned} (V_{OUT+}) &= \frac{(V_{IN+})(1-\beta_1)+2V_{OCM}\beta_1}{\beta_1+\beta_2}, \\ (V_{OUT-}) &= \frac{2V_{OCM}\beta_2-(V_{IN+})(1-\beta_1)}{\beta_1+\beta_2}, \\ (V_{OD}) &= \frac{2(V_{IN+})(1-\beta_1)+2V_{OCM}(\beta_1-\beta_2)}{\beta_1+\beta_2}. \end{aligned}$$

Если входной сигнал отсчитывается не от «земли», то напряжение смещения будет усиливаться вместе с полезным сигналом. В результате уменьшается динамический диапазон усилителя. Чтобы устранить нежелательное постоянное смещение, сигнал на V_{IN} подается через разделительный конденсатор. Если сохранять $\beta_1 = \beta_2$, то V_{OCM} не будет влиять на смещение выходного дифференциального напряжения V_{OD} .

В схемах, показанных на рис. 5–8, обратная связь сделана несимметричной. Поэтому V_{OCM} по-разному влияет на V_{OUT+} и V_{OUT-} , из-за чего составляющая от V_{OCM} появляется в V_{OD} . В результате смещаются рабочие точки во внутренних узлах дифференциального усилителя, и согласование усиления с разомкнутой обратной связью ухудшается. Ослабление синфазного сигнала в усилителе с несимметричным входом не требуется, но анализ показывает, что коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС, или CMRR, common-

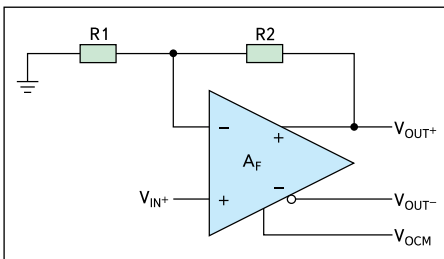


Рис. 5. Схема при $\beta_1 = 0$

mode rejection ratio) значительно ухудшается при использовании несимметричной обратной связи. Далее, при обсуждении анализа шумов, мы увидим, что несимметричная обратная связь также увеличивает влияние шумов на выводе V_{OCM} . Поэтому, даже несмотря на то, что схемы на рис. 5–8 были проверены на соответствие их работы приведенным формулам, они здесь представлены, главным образом, для обучения. Они не рекомендуются для практического применения без тщательного лабораторного тестирования.

В схеме, показанной на рис. 5, $V_{IN-} = 0$ и $\beta_1 = 0$. Выходные напряжения равны:

$$\begin{aligned} V_{OUT+} &= (V_{IN+}/\beta_2), \\ V_{OUT-} &= 2V_{OCM}-(V_{IN+}/\beta_2), \\ V_{OD} &= (2V_{IN+}/\beta_2)-2V_{OCM}. \end{aligned}$$

При $\beta_1 = 0$ эта схема аналогична неинвертирующему усилителю.

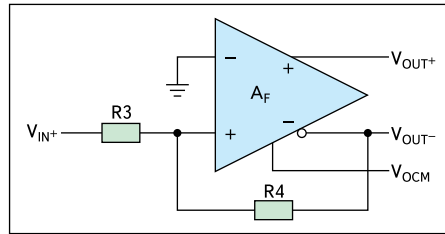


Рис. 6. Схема при $\beta_2 = 0$

В схеме на рис. 6 $V_{IN-} = 0$ и $\beta_2 = 0$. Выходные напряжения равны:

$$\begin{aligned} (V_{OUT+}) &= \frac{(V_{IN+})(1-\beta_1)}{\beta_1} + 2V_{OCM}, \\ (V_{OUT-}) &= \frac{-(V_{IN+})(1-\beta_1)}{\beta_1}, \\ (V_{OD}) &= \frac{2(V_{IN+})(1-\beta_1)}{\beta_1} + 2V_{OCM}. \end{aligned}$$

При $\beta_2 = 0$ усиление вдвое больше, чем у инвертирующего усилителя (без учета знака минус).

В схеме, показанной на рис. 7, $V_{IN-} = 0$ и $\beta_2 = 1$. Выходные напряжения равны:

$$(V_{OUT+}) = \frac{(V_{IN+})(1-\beta_1)+2V_{OCM}\beta_1}{\beta_1+1},$$

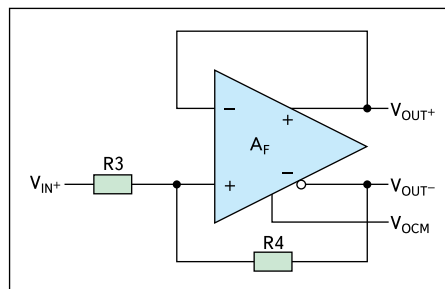


Рис. 7. Схема при $\beta_2 = 1$

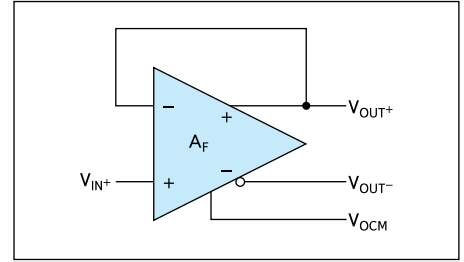


Рис. 8. Схема при $\beta_1 = 0$ и $\beta_2 = 1$

$$(V_{OUT-}) = \frac{2V_{OCM}-(V_{IN+})(1-\beta_1)}{\beta_1},$$

$$(V_{OD}) = \frac{2(V_{IN+})(1-\beta_1)+2V_{OCM}(\beta_1-1)}{\beta_1+1}.$$

При $\beta_1 = 0,333$ усиление равно 1, а при $\beta_1 = 0,6$ оно равно 1/2.

В схеме, показанной на рис. 8, $V_{IN-} = 0$, $\beta_1 = 0$ и $\beta_2 = 1$. Выходные напряжения равны:

$$\begin{aligned} (V_{OUT+}) &= (V_{IN-}), \\ (V_{OUT-}) &= 2V_{OCM}-(V_{IN+}) \\ \text{и } V_{OD} &= 2[(V_{IN+})-V_{OCM}]. \end{aligned}$$

Схема дает коэффициент усиления 2 без использования резисторов.

Анализ шумов

Источники шумов показаны на рис. 9. Этот рисунок будет использован для анализа с применением приведенных далее определений.

E_{IN} — это приведенное ко входу среднеквадратичное напряжение шума усилителя. Оно рассчитывается по формуле:

$$E_{IN} = e_{IN} \times \sqrt{ENB}$$

(составляющей шума вида $1/f$ пренебрегаем),

где e_{IN} — это спектральная плотность входного белого шума в вольтах, поделенная на квадратный корень из частоты в Гц; ENB — эффективная полоса шума. E_{IN} моделируется как дифференциальное напряжение на входе.

I_{IN+} и I_{IN-} — это приведенные ко входу среднеквадратичные шумовые токи, которые текут через каждый вход. Они считаются равными и обозначаются как I_{IN} . I_{IN} рассчитывается по формуле:

$$I_{IN} = i_{IN} \times \sqrt{ENB}$$

(составляющей шума вида $1/f$ пренебрегаем),

где i_{IN} — это спектральная плотность белого шума в амперах, поделенная на квадратный корень из частоты в Гц; ENB — эффективная полоса шума. I_{IN} преобразуется в напряжение пропорционально эквивалентному входному импедансу, рассчитанному для входных узлов. Пусть в эквивалентном входном импедансе доминирует параллельное сопротивление резисторов, задающих усиление:

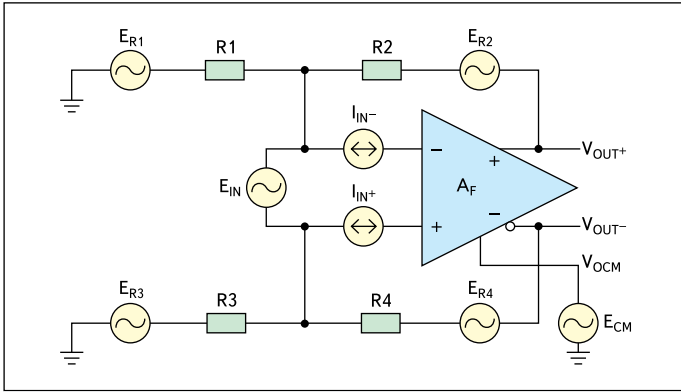


Рис. 9. Схема для анализа шумов

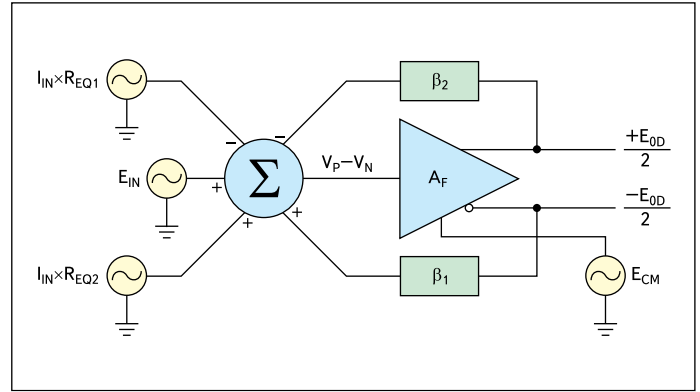


Рис. 10. Схема приведенных ко входу шумов усилителя

$$R_{EQ1} = (R1 \times R2) / (R1 + R2)$$

и

$$R_{EQ2} = (R3 \times R4) / (R3 + R4).$$

E_{CM} — это среднеквадратичный шум на выводе V_{OCM} , который рассчитывается из спектральной плотности и полосы как шум приведенного ко входу источника.

Шумовой ток через вывод V_{OCM} преобразуется в шумовое напряжение через импеданс этого узла. Предполагается, что развязка вывода V_{OCM} для уменьшения эффективной полосы сделана правильно, и этим напряжением можно пренебречь. Если это не так, то этот шум необходимо добавить к E_{CM} так, как показано далее.

$E_{R1} \dots E_{R4}$ — это среднеквадратичные напряжения шумов, порождаемых резисторами. Они рассчитываются по формуле:

$$E_{Rn} = \sqrt{4kTR \times ENB},$$

где n — номер резистора, k — постоянная Больцмана ($1,38 \times 10^{-23} \text{ Дж/К}$); T — абсолютная температура, в градусах Кельвина (K), R — сопротивление, Ом (Ω); ENB — эффективная полоса шума.

E_{OD} — это среднеквадратичное дифференциальное выходное напряжение. $E_{OD} = A(E_{ID})$, где E_{ID} — это шум на входе, а A — усиление от входа до выхода. Половина E_{OD} относится к положительному выходу ($+E_{OD}/2$), а половина — к отрицательному выходу ($-E_{OD}/2$). Поэтому $(+E_{OD}/2)$ и $(-E_{OD}/2)$ коррелированы друг с другом и со входным шумом и могут быть непосредственно сложены, то есть:

$$(+E_{OD}/2) - (-E_{OD}/2) = E_{OD} = A(E_{ID}).$$

Независимые источники шума обычно не коррелированы. Для того, чтобы комбинировать некоррелированные шумовые напряжения, используется метод сложения квадратов. Итоговое среднеквадратичное шумовое напряжение, возведенное в квадрат,

равно сумме квадратов среднеквадратичных напряжений отдельных источников шума.

Блок-схема, показанная на рис. 10, может проанализировать источники шума в усилителе.

Рассматривая только E_{IN} , согласно блок-схеме мы можем записать:

$$E_{OD} = A_F [E_{IN} + ((-E_{OD}\beta_1)/2) - ((+E_{OD}\beta_2)/2)].$$

После преобразований получим:

$$E_{OD} = \left(\frac{2E_{IN}}{\beta_1 + \beta_2} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{2}{A_F(\beta_1 + \beta_2)}} \right).$$

Считая, что $A_F\beta_1 \gg 1$ и $A_F\beta_2 \gg 1$, запишем:

$$E_{OD} = 2E_{IN}/(\beta_1 + \beta_2).$$

Пусть $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ (симметричная обратная связь), тогда

$$E_{OUT} = E_{IN}/\beta,$$

так же, как и в обычном несимметричном усилителе с обратной связью по напряжению.

Аналогично, вклад шумов от $I_{IN} \times R_{EQ1}$ и $I_{IN} \times R_{EQ2}$ будет иметь вид:

$$\frac{(2I_{IN} \times R_{EQ1}) / (\beta_1 + \beta_2)}{\text{и}} \frac{(2I_{IN} \times R_{EQ2}) / (\beta_1 + \beta_2)}{\text{соответственно.}}$$

Усилитель ошибки V_{OCM} генерирует синфазное шумовое напряжение на выходе, равное E_{CM} . Через коэффициенты обратной связи β_1 и β_2 оно пересчитывается ко входу как $E_{CM}(\beta_1 - \beta_2)$. Это напряжение усиливается как обычное входное напряжение и появляется на выходе как дифференциальное шумовое напряжение, равное:

$$(2E_{CM}(\beta_1 - \beta_2)) / (\beta_1 + \beta_2).$$

Усиление шума от входа V_{OCM} может лежать в диапазоне от 0 (если $\beta_1 = \beta_2$) до максимальной величины 2 (если $\beta_1 = 1$ и $\beta_2 = 0$ или $\beta_1 = 0$ и $\beta_2 = 1$).

Шум от резисторов $R1$ и $R3$ проявляется как сигналы на входах V_{IN+} и V_{IN-} на рис. 1. Согласно сделанному выше анализу схемы, вклад в дифференциальный входной шум равен:

$$\frac{(2(E_{R1})(\beta_1 - \beta_2)) / (\beta_1 + \beta_2)}{\text{и}} \frac{(2(E_{R3})(\beta_1 - \beta_1)) / (\beta_1 + \beta_2)}$$

для каждого резистора соответственно.

Шумы резисторов $R2$ и $R4$ (E_{R2} и E_{R4} соответственно) включаются в выходной сигнал непосредственно, без усиления.

Сложение шумов от отдельных источников дает общий дифференциальный шум на выходе (формула внизу страницы).

Отдельные источники шумов складываются методом суммы квадратов. Приведенные ко входу члены усиливаются с коэффициентом шумового усиления схемы:

$$G_n = 2 / (\beta_1 + \beta_2).$$

Если обратная связь симметрична и $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, то шумовое усиление равно:

$$G_n = 1/\beta = 1 + (R_F/R_G),$$

где R_F — это сопротивление обратной связи и R_G — входное сопротивление, так же, как в обычном несимметричном усилителе с обратной связью по напряжению. ■

Литература

1. www.ti.com/sc/techlit
2. Karki J. Fully differential amplifiers // Analog Applications Journal. August 2000.

$$E_{OD} = \sqrt{\frac{(2E_{IN})^2 + (2I_{IN} \times R_{EQ1})^2 + (2I_{IN} \times R_{EQ2})^2 + [2E_{CM}(\beta_1 - \beta_2)]^2 + [2E_{R1}(1 - \beta_2)]^2 + [2E_{R3}(1 - \beta_1)]^2}{(\beta_1 + \beta_2)^2} + E_{R2}^2 + E_{R4}^2}$$