

Раздел I. Математические методы синтеза систем

УДК 621.372

С.Г. Крутччинский, А.В. Нефедова

СТРУКТУРНЫЕ ПРИЗНАКИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ КАСКАДОВ

Создание смешанных систем на кристалле (СнК) не только аналого-цифрового (D/a), но и цифроаналогового типов (A/d) предполагает разработку широкодиапазонных и энергоэкономичных инструментальных усилителей как с фиксированными, так и управляемыми параметрами. Эти устройства являются основой как для аналоговых портов, так и для целого класса сложно-функциональных блоков (СФ блоков) СнК. Кроме того, их схемотехника должна ориентироваться на базовые компоненты и технологические процессы, применяемые при производстве СнК. С этих позиций использование классических инструментальных усилителей, состоящих из трех прецизионных операционных усилителей (ОУ) и семи резисторов, оказывается невозможным по следующим основным причинам. Во-первых, коэффициент ослабления синфазного сигнала ($K_{сн}$) будет непосредственно определяться точностью изготовления этих резисторов. Например, для резисторов с классом точности 0,1% $K_{сн}$ не превышает 60дБ, что при полупроводниковой технологии требует специальной дорогостоящей функциональной подстройки [1]. Во-вторых, для реализации трех ОУ требуется относительно большое число транзисторов (75 - 100), с оптимальным режимом работы соответствующих каскадов. Наконец, и это самое главное, потребляемая от источников питания мощность, оказывается соизмеримой с мощностью программируемого ядра СнК.

В [1] отмечалось, что решение таких задач целесообразно ориентировать на мультидифференциальные ОУ (МОУ), в рамках которых используется только один выходной и промежуточные каскады. Однако базовая структура входных цепей МОУ непосредственно определяет достижимый $K_{сн}$ при заданном коэффициенте усиления (K_{δ}). Таким образом, практическое использование МОУ в СнК различных типов возможно только при небольшом коэффициенте усиления.

В данной работе получены необходимые структурные признаки дифференциальных каскадов и показана возможность оптимизации их основных параметров, а в работе [2], которая является логическим продолжением, выполненных исследований предлагается достаточно эффективный схемотехнический способ повышения коэффициента ослабления синфазного сигнала в дифференциальных каскадах для классических ОУ и МОУ.

Для получения фундаментальных соотношений и качественных выводов в соответствии с методикой [3] рассмотрим основные свойства обобщенной структуры рис. 1, которая поглощает любые электронные устройства, построенные на полевых и (или) биполярных транзисторах. Эта структура характеризуется следующей векторной системой уравнений:

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

Векторы \mathbf{X}^- , \mathbf{X}^+ , \mathbf{Y} образуются компонентами x_i^- , x_i^+ , y_i (рис. 1).

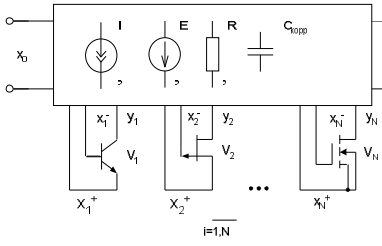


Рис. 1. Обобщенная структура электронных усилителей

Векторы $\mathbf{A}^- = (a_i^-)$, $\mathbf{A}^+ = (a_i^+)$ образуются локальными передачами пассивной подсистемы с входа x_0 на инвертирующий (-) и неинвертирующий (+) входы i -го транзистора. Вектор $\mathbf{T}_k = [t_j^k]$ — аналогичной передачей с выхода i -го компонента к нагрузке y_0 . Матрицы $\mathbf{B}^- = \|b_{ij}^-\|^T$, $\mathbf{B}^+ = \|b_{ij}^+\|^T$ состоят из локальных передач пассивной подсистемы с выхода i -го каскада (i -й транзистор) к базе или затвору (знак -), а также к эмиттеру или истоку (знак +) j -го транзистора.

Диагональные матрицы

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

состоят из компонентов

$$K_i^- = \frac{S_i R_{ni}}{1 + S_i R_{ni}}; \quad K_i^+ = S_i R_{ni}, \quad (3)$$

которые являются коэффициентами усиления i -го каскада по инвертирующему (K_i^-) и неинвертирующему (K_i^+) входам, где S_i — эквивалентная крутизна усиления i -го активного элемента, R_{ni} — эквивалентное сопротивление нагрузки в цепи коллектора или стока i -го транзистора, R_{mi} — эквивалентное сопротивление в цепи эмиттера или истока (в режиме эмиттерного или истокового повторителя). Учитывая, что

$$K_i^- = K_i^+ (1 + K_{mi}); \quad K_{mi} = \frac{S_i R_{mi}}{1 + S_i R_{mi}}, \quad (4)$$

где K_{mi} — коэффициент передачи эмиттерного или истокового повторителя. Решение системы (1) позволяет получить передаточную функцию обобщенной структуры

$$\Phi = \mathbf{T} \left[\{K_i^+\}^{-1} + \mathbf{B}^- - \mathbf{B}^+ - \{K_{mi}\} \mathbf{B}^- \right]^{-1} (\mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^- + \{K_{mi}\} \mathbf{A}^-). \quad (5)$$

Отметим, что для современных каскадов ($K_i^+ = K_i^- = K_i$), к которым, в частности, относятся операционные усилители, передаточная функция (5) конкретизируется

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

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

При подаче на i -й и j -й входы активных элементов синфазного сигнала ($x_0 = U_{cn}$) структура векторов, входящих в функции (5) и (6), имеет следующий вид:

$$\mathbf{A}_{c1} = \mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^- + \{K_{m1}\}\mathbf{A}^- = -[0 \dots (1-K_{m1}) \dots (1-K_{mj}) \dots 0]^T; \quad (7)$$

$$\mathbf{A}_{c2} = \mathbf{A} = -[0 \dots 1 \dots 1 \dots 0]^T. \quad (8)$$

В случае использования дифференциального сигнала на тех же входах ($x_0 = U_\phi$) знак j -й компоненты этих векторов изменится на противоположный

$$\mathbf{A}_{\phi 1} = \mathbf{A}^+ - \mathbf{A}^- + \{K_{m1}\}\mathbf{A}^- = -[0 \dots (1-K_{m1}) \dots -(1-K_{mj}) \dots 0]^T; \quad (9)$$

$$\mathbf{A}_{\phi 2} = \mathbf{A} = -[0 \dots 1 \dots -1 \dots 0]^T. \quad (10)$$

Таким образом, решение поставленной задачи сводится к поиску компонентов матриц \mathbf{B}^- , \mathbf{B}^+ , обеспечивающих минимизацию функций:

$$\Phi_{c1} = \mathbf{T} \left[\{K_i^+\}^{-1} + \mathbf{B} - \{K_{m1}\}\mathbf{B}^- \right]^{-1} \mathbf{A}_{c1}; \quad (11)$$

$$\Phi_{c2} = \mathbf{T} \left[\{K_i^+\}^{-1} + \mathbf{B} \right]^{-1} \mathbf{A}_{c2}. \quad (12)$$

при выполнении ограничений на дифференциальный коэффициент усиления

$$\Phi_{\phi 1} = \mathbf{T} \left[\{K_i^+\}^{-1} + \mathbf{B} - \{K_{m1}\}\mathbf{B}^- \right]^{-1} \mathbf{A}_{\phi 1} \geq K_\phi; \quad (13)$$

$$\Phi_{\phi 2} = \mathbf{T} \left[\{K_i^+\}^{-1} + \mathbf{B} \right]^{-1} \mathbf{A}_{\phi 2} \geq K_\phi. \quad (14)$$

С точки зрения развития схемотехники анализируемых узлов решение задачи (11) и (12) в базисе функциональных компонент матриц \mathbf{B}^- и \mathbf{B}^+ целесообразно сосредоточить на поиске структурных признаков дифференциальных каскадов, которые в последующем ранжируются по критериям достижимого дифференциального коэффициента усиления и параметрической чувствительности.

Для дифференциальных каскадов приведенные выше соотношения можно конкретизировать при $N=2$, тогда из (11) для $\mathbf{T} = [1 \quad 0]$ коэффициент передачи для синфазного напряжения на выходе первого канала

$$K_{cn1} = - \frac{\left(\frac{1}{K_2^+} + b_{22} - K_{m2}b_{22}^-\right)(1-K_{m1}) - (b_{21} - K_{m1}b_{21}^-)(1-K_{m2})}{\Delta}, \quad (15)$$

а для $\mathbf{T} = [0 \quad 1]$ на выходе второго канала

$$K_{cn2} = - \frac{\left(\frac{1}{K_1^+} + b_{11} - K_{m1}b_{11}^-\right)(1-K_{m2}) - (b_{12} - K_{m2}b_{12}^-)(1-K_{m1})}{\Delta}, \quad (16)$$

$$\Delta = \frac{1}{K_1^+ K_2^+} + \frac{1}{K_1^+} (b_{22} - K_{m2}b_{22}^-) + \frac{1}{K_2^+} (b_{11} - K_{m1}b_{11}^-) + \Delta_B + K_{m1}K_{m2}\Delta_{B^-} - \quad (17)$$

$$- K_{m1}(b_{22}b_{11}^- - b_{12}b_{21}^-) - K_{m2}(b_{11}b_{22}^- - b_{21}b_{12}^-),$$

где

$$b_{22} = b_{22}^- - b_{22}^+, \quad b_{21} = b_{21}^- - b_{21}^+, \quad b_{11} = b_{11}^- - b_{11}^+, \quad b_{12} = b_{12}^- - b_{12}^+, \quad \Delta_B = b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21}, \quad \Delta_{B^-} = b_{11}^-b_{22}^- - b_{12}^-b_{21}^-.$$

Аналогично из (13) вытекает выражение для дифференциальных коэффициентов усиления:

$$K_{\phi 1} = \frac{\left(\frac{1}{K_2^+} + b_{22} - K_{m2}b_{22}^-\right)(1-K_{m1}) + (b_{21} - K_{m1}b_{21}^-)(1-K_{m2})}{\Delta}; \quad (18)$$

$$K_{o2} = - \frac{\left(\frac{1}{K_1^+} + b_{11} - K_{m1}b_{11}^-\right)(1 - K_{n2}) + (b_{12} - K_{n2}b_{12}^-)(1 - K_{m1})}{\Delta}. \quad (19)$$

Соотношения (15), (18), а также (16), (19) достаточны для решения задачи минимизации коэффициента передачи синфазного сигнала при физически осуществимых ограничениях на дифференциальный коэффициент усиления как для симметричного, и для несимметричного выходов.

Рассмотрим вариант построения дифференциального каскада без дополнительных местных обратных связей, когда

$$b_{11}^+ = b_{11}^- = 0; \quad b_{22}^+ = b_{22}^- = 0. \quad (20)$$

В этом случае

$$K_{cn1} = - \frac{K_1^- + K_1^+ K_2^- b_{21}^+ - K_1^- K_2^- b_{21}^-}{\Delta_1}, \quad K_{cn2} = - \frac{K_2^- + K_1^- K_2^+ b_{12}^+ - K_1^- K_2^- b_{12}^-}{\Delta_1}. \quad (21)$$

$$K_{o1} = \frac{K_1^- + K_1^- K_2^- b_{21}^- - K_1^+ K_2^+ b_{21}^+}{\Delta_1}, \quad K_{o2} = - \frac{K_2^- + K_1^- K_2^- b_{12}^- - K_1^- K_2^+ b_{12}^+}{\Delta_1}, \quad (22)$$

где $\Delta_1 = 1 - K_1^+ K_2^+ b_{12}^+ b_{21}^+ + K_1^+ K_2^- b_{12}^- b_{21}^+ + K_1^- K_2^+ b_{12}^+ b_{21}^- - K_1^- K_2^- b_{12}^- b_{21}^-$.

Учитывая полную симметричность выражений, связанную с индексами локальных передач базисных структур и элементов связи между ними, дальнейший анализ вариантов решения задачи можно рассматривать только для дифференциального каскада с одним выходом. Так, из (21) и (22) следует, что минимизация K_{cn1} и максимизация K_{o1} возможна при $b_{21}^+ = 0$ ($b_{12}^+ = 0$), поэтому

$$K_{cn1} = - \frac{K_1^- - K_1^- K_2^- b_{21}^-}{1 - K_1^- K_2^- b_{21}^- b_{12}^-}, \quad K_{o1} = - \frac{K_1^- + K_1^- K_2^- b_{21}^-}{1 - K_1^- K_2^- b_{21}^- b_{12}^-}. \quad (23)$$

Для выполнения параметрического условия $K_2^- b_{21}^- = 1$ задача имеет однозначное решение

$$K_{cn1} = 0, \quad K_{o1} = \frac{2K_1^-}{(1 - K_1^- b_{12}^-)}, \quad (24)$$

а при $b_{12}^- = 0$ осуществляется также и максимизация $K_{o1} = K_1^-$.

Таким образом, наличие связи выхода второго каскада с инвертирующим входом первого каскада (b_{21}^-) обеспечивают минимизацию коэффициента ослабления синфазного сигнала на его выходе. Указанная функциональная связь эквивалентна связи (χ) выхода повторителя первого каскада с неинвертирующим входом второго каскада.

Действительно,

$$K_2^- b_{21}^- K_1^- = K_{n2} K_1^+ \chi \quad (25)$$

с учетом соотношений (4) и $K_2^- b_{21}^- = 1$

$$\chi = \frac{1 - K_{m1}}{K_{n2}} = \frac{1 + S_2 R_{n2}}{1 + S_1 R_{m1}} \cdot \frac{1}{S_2 R_{n2}}. \quad (26)$$

Условие (26) хорошо известно. Например, при использовании одного источника тока (I_0) в общей цепи эмиттера (истока) 1 и 2 транзисторов следует

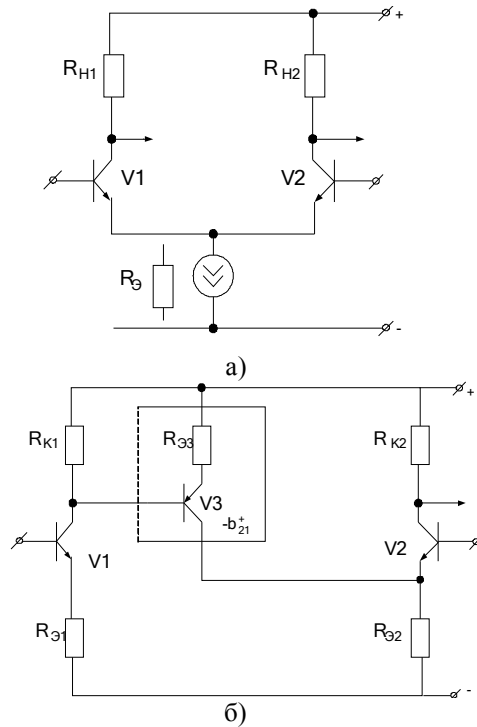


Рис. 2. Классический дифференциальный (а) и квазидифференциальный (б) каскады

$$R_{H2} = \frac{1}{S_1}; \quad R_{H1} = \frac{1}{S_2}; \quad \chi \equiv 1. \quad (27)$$

Условие (26) хорошо известно. Например, при использовании одного источника тока (I_0) в общей цепи эмиттера (истока) 1 и 2 транзисторов следует

$$R_{H2} = \frac{1}{S_1}; \quad R_{H1} = \frac{1}{S_2}; \quad \chi \equiv 1. \quad (27)$$

Однако в случае применения в цепях истока или эмиттера резистора (R_E на рис. 2, а) или незначительной величины напряжения Эрли используемого в качестве источника тока транзистора условие (27) нарушится и минимизация K_{cn} параметрически оказывается невозможной.

Из соотношений (4) и (21) $R_E \neq \infty$ следует

$$K_{cn2} = -\frac{R_{H2}S_2}{1 + R_E(\frac{1}{S_1} + \frac{1}{S_2})}, \quad K_{cn1} = -\frac{R_{H1}S_1}{1 + R_E(\frac{1}{S_1} + \frac{1}{S_2})}, \quad (28)$$

где $S_i \approx \frac{1}{h_{11i}}$, $R_E \approx \frac{1}{h_{22}}$.

Таким образом, параметрическая чувствительность коэффициента передачи синфазного напряжения к нестабильности малосигнальных параметров транзисторов не превышает единицы. Далее будет показано, что только эта схема ха-

характеризуется таким свойством и поэтому не требует согласования различных компонентов.

Необходимая параметрическая “степень свободы”, как видно из (21) может быть создана в случае применения дополнительных каскадов, обеспечивающих любое численное значение b_{ji} не только с положительным, но и отрицательным значением. Действительно, при $b_{21}^- = 0$ условие минимизации $K_{сн1}$ связано с выполнением условия

$$b_{21}^+ = -\frac{K_1^-}{K_1^+ K_2^-}, \quad (29)$$

при этом численное значение дифференциального коэффициента усиления остается неизменным. Несложно установить, что функциональная связь b_{21}^+ реализуется инвертирующим каскадом, например, так, как это показано на рис. 2, б. Совместное решение системы уравнений, образованной (3) и (29) при условии $R_{эi} \gg h_{11}, (\frac{1}{S_i})$, приводит к необходимости реализовать следующее параметрическое условие:

$$\alpha_2 \alpha_3 \frac{R_{э1}}{R_{э2}} = \frac{R_{э3} + R_{K2}(1 - \alpha_3)}{R_{K2}}, \quad (30)$$

минимизации $K_{сн1}$ и максимизации $K_{о1} = 2 \frac{R_{K1}}{R_{э1}}$.

Из условия (29) также следует равенство $K_1^- = (-b_{21}^+ K_1^+) K_2^-$, которое указывает на возможность реализации связи первого и выхода второго каскадов через инвертирующий каскад $(-b_{21}^+ K_1^+)$, так как это показано на рис. 3, а.

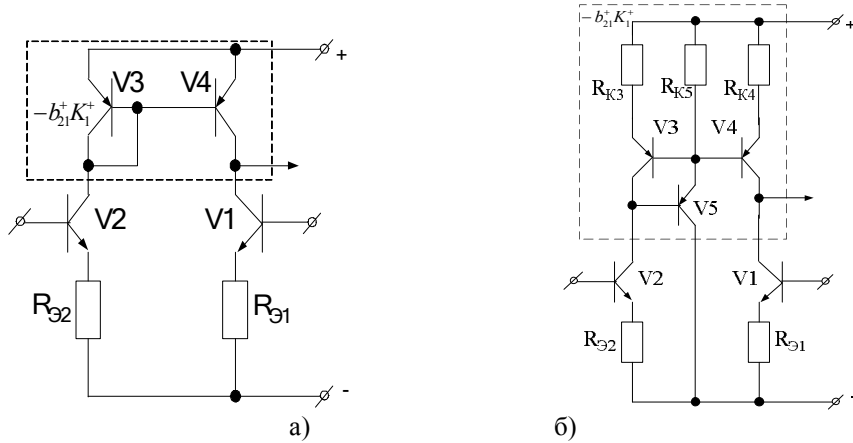


Рис. 3. Дифференциальные каскады с динамической нагрузкой

Из анализа схемы следует, что

$$K_{сн1} = K_{оэ2} K_{оэ4} - K_{оэ1}, \quad (29)$$

поэтому минимизация $K_{сн1}$ требует согласования малосигнальных параметров n-p-n и p-n-p-транзисторов, для выполнения условия

$$\frac{R_{\mathcal{E}2}}{R_{\mathcal{E}1}} = \frac{h_{11\ 3}}{h_{11\ 4}} \cdot \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \alpha_4, \quad (32)$$

что и объясняет высокую (больше 1) параметрическую чувствительность этого параметра. Однако дифференциальный коэффициент усиления схемы в силу динамической нагрузки каскада ($R_{H\sim}$) оказывается достаточно большим, что в ряде случаев позволяет использовать значительные величины $R_{\mathcal{E}1}$ и $R_{\mathcal{E}2}$ для увеличения его граничного напряжения.

Для уменьшения влияния малосигнальных параметров транзисторов на коэффициент передачи синфазного напряжения можно в структуре динамических нагрузок использовать местную отрицательную обратную связь, например, так, как это показано на рис. 3, в.

В этом случае

$$K_{ch1} = K_{o\mathcal{E}2} \frac{K_{ок5} K_{o\mathcal{E}4}}{1 + K_{ок5} K_{o\mathcal{E}3}} - K_{o\mathcal{E}1}, \quad (33)$$

для минимизации коэффициента передачи синфазного напряжения необходимо выполнить условие

$$\frac{R_{\mathcal{E}3}}{R_{\mathcal{E}4}} = \frac{R_{\mathcal{E}2}}{R_{\mathcal{E}1}} (R_{\mathcal{E}i} \gg h_{11i}). \quad (34)$$

Однако параметрическая чувствительность к дополнительным эмиттерным сопротивлениям не уменьшается. Выполнение условия (34) уменьшает дифференциальный коэффициент усиления каскада.

Полученные результаты являются общими и показывают возможные способы построения дифференциальных каскадов. Строго говоря, условия $K_2^- b_{21}^- = 1$ и (29) могут быть реализованы при использовании цепей базы (затвора) основных (V1, V2) транзисторов. В этом случае знак локальной передачи b_{21}^+ необходимо изменить на противоположный, т.е. использовать передачу b_{21}^- (табл. 1). Отметим, что такие структуры позволяют также существенно повысить граничное напряжение дифференциального каскада и, следовательно, скорость нарастания выходного напряжения соответствующего усилителя.

Полученные результаты показывают возможные схемотехнические сочетания каскадов без использования дополнительных обратных связей (условие (20)). Однако соотношения (15) – (19) показывают, что диагональные элементы матриц \mathbf{B} и \mathbf{B}^+ , которые являются признаками дополнительных обратных связей, оказывают аналогичное влияние на синфазный и дифференциальный коэффициенты передачи схем. Это свойство и является основой для структурной оптимизации дифференциальных каскадов [2].

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Крутчнский С.Г., Щербинин И.П. Структуры современных аналоговых интерфейсов. Международный научно-технический журнал “Электроника и связь”. 2004. № 21 – С. 95 – 101.
2. Крутчнский С.Г., Нефедова А.В. Структурная оптимизация дифференциальных каскадов – см. выпуск настоящего сборника.
3. Крутчнский С.Г. Структурный синтез аналоговых электронных схем. – Изд-во СКНЦ ВШ. – г. Ростов н/Д, 2001. – С. 185.