

# Прецизионные сенсорные интерфейсы для смешанных СнК

Г.А. Свизев

ЦП СБИС «Система на кристалле» при ТТИ ЮФУ, МНТЦ «МикАн», grits1989@mail.ru

**Аннотация** — Сформулированы комплексные требования к экономичным сенсорным интерфейсам нового поколения, ориентированным на взаимодействие с чувствительными элементами мостового типа. Обоснована возможность интеграции интерфейсов в смешанные СнК для интеллектуальных датчиков. Предложены структурные и схемотехнические подходы, обеспечивающие прецизионную предварительную обработку сигналов. Представлены результаты моделирования принципиальных схем.

**Ключевые слова** — прецизионный экономичный КМОП аналоговый сенсорный интерфейс, смешанные СнК и СвК, МЭМС, прецизионный широкополосный мультидифференциальный ОУ, ограничитель спектра, оценка производных.

## I. ВВЕДЕНИЕ

В широком кругу технических задач и приложений необходимо измерение некоторых физических величин (давление, температура, скорость, сила и т. д.). К этой сфере относятся разнообразные системы управления и диагностики промышленных и других технических объектов, бортовые телеметрические системы, метрологическое оборудование, медицинская аппаратура, сложная бытовая техника и т. п.

Чувствительный элемент, преобразующий физическую величину в электрический сигнал, и набор обслуживающей его электроники образуют интеллектуальный датчик. Неотъемлемой частью любого интеллектуального датчика является аналоговый интерфейс, обеспечивающий первичное преобразование сигналов чувствительного элемента.

Тенденция развития таких устройств и современных микроэлектронных систем в целом направлена на их реализацию в виде смешанных (аналого-цифровых) систем на кристалле (СнК) или в корпусе (СвК) и требует пересмотра многих структурных и схемотехнических принципов их построения. Появление высокоточных датчиков на основе микроэлектромеханических систем (МЭМС) обуславливает повышенные требования к сенсорным интерфейсам не только по метрологическим показателям, но также по экономичности и надежности. Кроме того, многие задачи управления и диагностики связаны с оценкой производной измеряемой величины в реальном времени. Анализ литературы показывает, что такие интерфейсы не выпускаются, а исследования в этой области только начинаются.

## II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Подавляющее большинство цифровых вычислительных ядер при отсутствии высоких требований к помехоустойчивости и радиационной стойкости создается в рамках КМОП базиса, что обуславливается в первую очередь сравнительной дешевой производством, энергоэкономичностью и простотой схемотехники. Сохранение этих достоинств при создании смешанных СнК требует реализации их аналоговых частей также на КМОП транзисторах. Учитывая это, особый интерес представляют субмикронные кремний-германиевые (*SiGe*) техпроцессы (например, семейство *SGB25*), сочетающие в базовом (КМОП) уровне аналоговые и цифровые транзисторы и имеющие опцию создания гетеропереходов, позволяющую при необходимости синтезировать специализированные (например, СВЧ) биполярные и БиКМОП модули и интегрировать их в уже разработанные на базовом уровне СнК.

Основными недостатками КМОП структур по сравнению с биполярными являются потенциально более низкие усилительные и частотные свойства. Таким образом, возможность создания смешанных СнК обуславливает необходимость развития аналоговой КМОП микросхемотехники [1-3], позволяющей создавать широкополосные каскады с высоким коэффициентом усиления и синтезировать на их основе активные элементы, обеспечивающие необходимое качество преобразований. Основной целью работы является синтез аналоговой части прецизионного сенсорного интерфейса, удовлетворяющего указанным выше ограничениям.

## III. ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ИНТЕРФЕЙСА

Точность сенсорного интерфейса определяется в первую очередь возможностями его инструментального усилителя (ИУ). Таким образом, первичной задачей проектирования является синтез ИУ с высокими качественными показателями, что достигается за счет применения новых структурных и схемотехнических подходов.

### A. ИУ на базе мультидифференциального ОУ

Как правило, инструментальные усилители строятся на основе трех операционных усилителей (ОУ) и семи прецизионных резисторов (рис. 1). Основными

параметрами ИУ, определяющими его точность, являются: коэффициент передачи синфазного напряжения ( $K_{сн}$ ), дрейф нуля ( $U_{др}$ ) и коэффициент усиления дифференциального напряжения ( $K_{д}$ ), которые при данной реализации определяются выражениями:

$$K_{сн} \approx \Theta R, \quad (1)$$

$$U_{др} = 2E_{см3}, \quad (2)$$

$$K_{д} = 1 + R_{1(2)}/r,$$

где  $\Theta R$  – относительная погрешность реализации соотношений  $R3-R6$ ,  $E_{см3}$  – ЭДС смещения ОУ3.

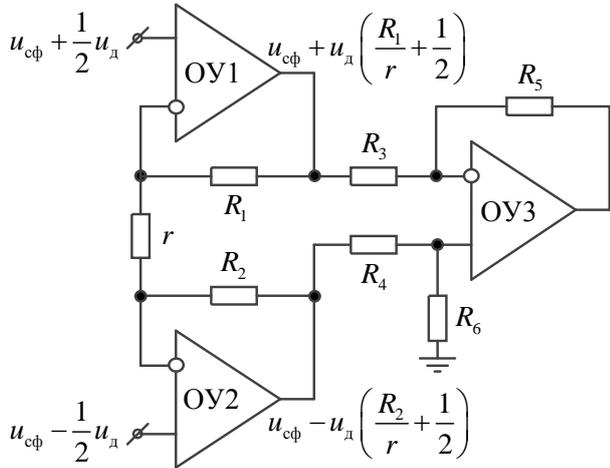


Рис. 1. Стандартная схема инструментального усилителя

Из рис. 1 и выражения (1) видно, что такая структура ИУ имеет невысокую эффективность использования амплитудных характеристик ОУ1, ОУ2 и требует применения прецизионных резисторов ( $R_3-R_6$ ) активного сумматора. Последнее утверждение обуславливается доминирующим влиянием неидентичности реализации этих сопротивлений на  $K_{сн}$  схемы. Применение прецизионных технологий создания резистивных элементов позволяет получить  $\Theta R \approx 0,1\%$ , при этом в соответствии с (1)  $K_{сн} \approx -60\text{дБ}$ , что не достаточно для решения широкого круга прикладных задач. Желание улучшить данный показатель приводит к необходимости применения дорогостоящих функциональных настроек сопротивлений.

Таким образом, основной задачей схемотехнического проектирования ИУ является исключение из его структуры прецизионных резисторов, погрешность которых ограничивает реализуемый  $K_{сн}$ . В работе [4] предложен новый класс активных элементов – мультидифференциальные операционные усилители (МОУ), удовлетворяющие этому требованию. Данный усилитель представляет собой ОУ с многоканальной структурой входного каскада, имеющей в общем случае несколько пар инвертирующих и неинвертирующих входов. Двухканальный МОУ в режиме инструментального усилителя представлен на рис. 2. Здесь инверти-

рующий вход первого канала используется для организации отрицательной обратной связи, а вычитание и масштабирование входных сигналов осуществляет второй канал, поэтому такая реализация ИУ имеет следующие параметры:

$$K_{сн} = K_{д}/K_{оссн}, \quad (3)$$

$$U_{др} = E_{см} K_{д}, \quad (4)$$

$$K_{д} = 1 + R/r, \quad (5)$$

где  $K_{оссн}$  – коэффициент ослабления синфазного напряжения МОУ (по аналогии с одноименным параметром ОУ).

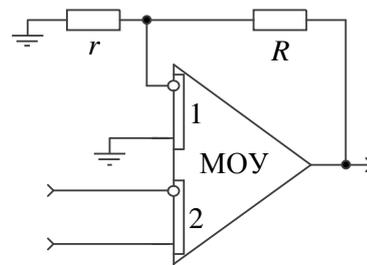


Рис. 2. Двухканальный мультидифференциальный ОУ

Как видно из (3) и рис. 2, в этом случае  $K_{сн}$  не зависит от погрешности реализации сопротивлений, а определяется выбранным  $K_{д}$  и  $K_{оссн}$  МОУ, поэтому требуется максимизация  $K_{оссн}$  его каскадов.

#### В. Структурный принцип увеличения коэффициента ослабления синфазного напряжения дифференциальных каскадов на КМОП транзисторах

На рис. 3 представлена обобщенная структура дифференциального каскада (ДК).

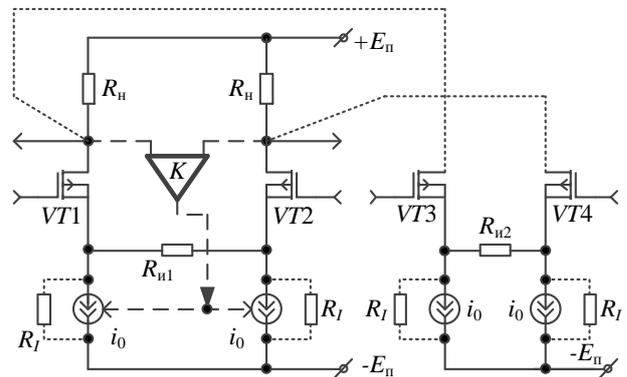


Рис. 3. Структура дифференциального каскада МОУ или ОУ с контуром компенсирующей обратной связи

Увеличение  $K_{оссн}$  ДК можно обеспечить не только повышением выходного сопротивления  $R_l$  источников тока  $i_0$ , но и, как показано в работе [5], за счет введения двух контуров ( $K$  на рис. 3) компенсирующей обратной связи. В этом случае:

$$K_{\text{оссн}} \approx \frac{SR_i R_l (1 + 2KS_l R_H)}{2(R_i + R_H)}, \quad (6)$$

где  $S$  и  $R_i$  – соответственно крутизна и выходное сопротивление входных транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ ,  $S_l$  – крутизна источников тока  $i_0$ ,  $K$  – коэффициент усиления по напряжению цепи обратной связи.

При введении в структуру дифференциального каскада аналогичного канала ( $VT3 - VT4$ ,  $R_{H2}$ ), работающего вместе с первым на общую нагрузку, реализуется входной каскад МОУ. Аналитически можно показать, что действие компенсирующей обратной связи распространяется на все каналы.

Таким образом, интеграция ДК, построенных на основе изложенного принципа, в структуру мультидифференциального ОУ позволяет, как видно из (3) и (6), создавать инструментальные усилители с более глубоким подавлением синфазного напряжения, независимым от точности (идентичности) резистивных элементов схемы.

### С. Структурная минимизация ЭДС смещения

Вторым ключевым параметром инструментального усилителя, определяющим его точность, является напряжение дрейфа ( $U_{др}$ ) или приведенное к входу усилителя ЭДС смещения ( $E_{см}$ ). Из (2) и (4) видно, что при использовании мультидифференциального ОУ (рис. 2) в качестве ИУ требования к  $E_{см}$  более жестки, чем в случае стандартной схемы (рис. 1), так как  $U_{др}$  МОУ зависит от  $K_d$ . Для выработки методов минимизации  $E_{см}$  рассмотрим структуру (рис. 4) 3-каскадного МОУ (или ОУ при исключении канала  $K_{12}$ ).

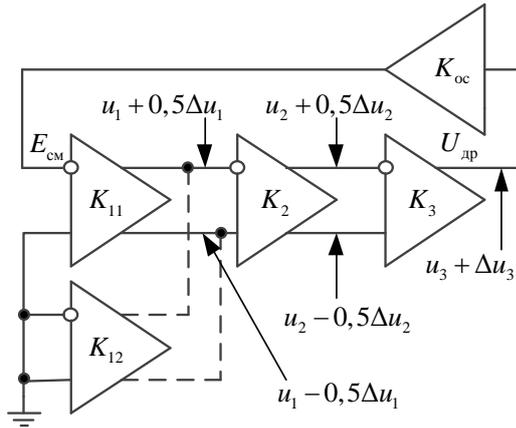


Рис. 4. Структура 3-каскадного МОУ (или ОУ)

Здесь  $u_i$ ,  $\Delta u_i$  – синфазная и дифференциальная составляющие смещений рабочих точек на выходах  $i$ -го каскада (в общем случае дифференциального и симметричного), вызванных изменением температуры. Анализ схемы позволяет получить выражение, определяющее вклад этих смещений в  $E_{см}$  усилителя:

$$E_{см} = \sum_{i=1}^3 K_{u_i} u_i + \sum_{i=1}^3 K_{\Delta u_i} \Delta u_i, \quad (7)$$

где  $K_{u_i}$ ,  $K_{\Delta u_i}$  – соответствующие функции передачи:

$$K_{u_1} = \frac{E_{см}}{u_1} = \frac{K_{сн2} K_{сн3}}{K_1 K_2 K_3} = \frac{1}{K_1 K_{\text{оссн}2} K_{\text{оссн}3}},$$

$$K_{u_2} = \frac{E_{см}}{u_2} = \frac{K_{сн3}}{K_1 K_2 K_3} = \frac{1}{K_1 K_2 K_{\text{оссн}3}},$$

$$K_{u_3} = \frac{E_{см}}{u_3} = \frac{1}{K_1 K_2 K_3}, \quad (8)$$

$$K_{\Delta u_1} = \frac{E_{см}}{\Delta u_1} = \frac{1}{K_1},$$

$$K_{\Delta u_2} = \frac{E_{см}}{\Delta u_2} = -\frac{1}{K_1 K_2},$$

$$K_{\Delta u_3} = \frac{E_{см}}{\Delta u_3} = \frac{1}{K_1 K_2 K_3}. \quad (9)$$

Из приведенных соотношений видно, что доминирующий вклад в  $E_{см}$  вносят дифференциальные составляющие смещений  $\Delta u_1$  и  $\Delta u_2$ . Однако, при режимной идентичности плеч каскадов смещения рабочих точек на их выходах содержат лишь синфазные составляющие ( $\Delta u_i = 0$ ), которые подвергаются глубокому подавлению при дифференциальной структуре всех каскадов. Так же необходимо обеспечить равенство  $K_{сн2}$  на оба выхода во втором каскаде, в противном случае под действием  $u_1$  на его выходах будет возникать дополнительная дифференциальная составляющая, входящая в  $\Delta u_2$ . Для дополнительного уменьшения  $u_3$  и  $\Delta u_3$  в одно из плеч третьего каскада может вводиться контур отрицательной обратной связи, повышающий общую термостабильность каскада и не влияющий на коэффициент усиления второго плеча. Таким образом, в МОУ (или ОУ) схемотехнически обеспечивается экстремально низкое и термостабильное ЭДС смещения.

В действительности дифференциальные составляющие смещений рабочих точек возникают и при структурной идентичности плеч каскада, что обуславливается неидентичностью соответствующих пар схемных элементов, вызванной технологическими погрешностями производства (*mismatch*). При этом систематические составляющие этих погрешностей вносят вклад в  $u_i$ , а случайные в  $\Delta u_i$ , тем самым ограничивая предельно достижимое значение  $E_{см}$  при использовании данного структурного подхода. Абсолютные значения погрешностей зависят от используемого технологического процесса и геометрии элементов.

Тем не менее, нагрузки каскадов могут быть выполнены в виде управляемых источников тока, что позволит режимно изменять составляющие  $\Delta u_i$  и тем самым осуществлять температурную компенсацию  $E_{см}$  усилителя либо аналогового тракта в целом.

Основные параметры МОУ в режиме инструментального усилителя

$\mu$ , дБ	$f_1$ , МГц	$\nu_{\text{фр}}$ , В/мкс	$K_{\text{оссн}}$ , дБ	$f_{\text{гр.оссн}}$ , кГц	$E_{\text{см}}$ , мкВ	$\alpha_{E_{\text{см}}}$ , мкВ/град	$U_{\text{вых.мах}}$ , В	$U_{\text{п.ном}}$ , В	$I_{\text{п}}$ , мА
125	130	30	190	3,8	0,04	0,0015	$\pm 2,8$	$\pm 5$	6

Примечание:  $\mu$  – статический коэффициент усиления,  $f_1$  – частота единичного усиления,  $\nu_{\text{фр}}$  – скорость нарастания фронта,  $K_{\text{оссн}}$  – коэффициент ослабления синфазного напряжения,  $f_{\text{гр.оссн}}$  – граничная частота  $K_{\text{оссн}}$ ,  $E_{\text{см}}$  – ЭДС смещения,  $\alpha_{E_{\text{см}}}$  – температурный коэффициент  $E_{\text{см}}$ ,  $U_{\text{вых.мах}}$  – максимальное выходное напряжение,  $U_{\text{п.ном}}$  – номинальное напряжение питания,  $I_{\text{п}}$  – потребляемый ток.

#### Д. Основные выводы

Применение структурных методов минимизации коэффициента передачи синфазного напряжения и ЭДС смещения обеспечивает высокую точность инструментального усилителя. Следует отметить, что компонентные затраты на реализацию второго канала во входном каскаде мультидифференциального ОУ незначительны по сравнению с общим количеством элементов ОУ. Таким образом, по сравнению со стандартной схемой ИУ (рис. 1) обеспечивается практически трехкратное преимущество по расходу элементов и, соответственно, потребляемой мощности. Кроме того, использованы методы [1–3] повышения коэффициента усиления и частотных характеристик КМОП каскадов, также улучшающие удельные показатели энергопотребления схемы.

Разработка выполнена в КМОП базисе относительно дешёвого техпроцесса SGB25VD. Ее основные параметры, полученные в результате моделирования принципиальной схемы в среде Cadence Virtuoso, представлены в табл. 1. Операционные усилители с аналогичными показателями получаются при исключении второго канала во входном каскаде МОУ.

#### IV. АНАЛОГОВЫЙ ИНТЕРФЕЙС

На основе представленного мультидифференциального ОУ разработан прецизионный сенсорный интерфейс (рис. 5). Выходные сигналы измерительного моста чувствительного элемента (ЧЭ) поступают на входы второго канала МОУ1. Его дифференциальный коэффициент усиления, дрейф нуля и коэффициент передачи синфазного напряжения определяются соответственно соотношениями:

$$K_d = 1 + \frac{R_4}{r_4}, \quad (10)$$

$$U_{\text{др}} = E_{\text{см}} K_d,$$

$$K_{\text{сн}} = K_d / K_{\text{оссн}},$$

где  $E_{\text{см}}$ ,  $K_{\text{оссн}}$  – параметры МОУ (табл. 1).

Фильтр нижних частот (ФНЧ) третьего порядка с повторителем на выходе (элементы  $R_1 - R_3$ ,  $C_1 - C_3$ , ОУ2) ограничивает спектр выходного сигнала, что повышает точность последующего аналого-цифрового

преобразования (АЦП) за счёт подавления помех в окрестности тактовой частоты АЦП. Таким образом, с учетом широкополосности и высокого статического коэффициента усиления МОУ1 (табл. 1), амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) тракта измерения определяется передаточной функцией ФНЧ третьего порядка:

$$F_{\Phi}(p) = \frac{a_0}{p^3 + p^2 a_2 + p a_1 + a_0}, \quad (11)$$

коэффициенты которой

$$a_2 = \frac{g_1 + g_2}{C_1} + \frac{g_2 + g_3}{C_2}, \quad a_1 = \frac{g_1(g_2 + g_3) + g_2 g_3}{C_1 C_2} + \frac{g_2 g_3}{C_2 C_3}$$

$$a_0 = \frac{g_1 g_2 g_3}{C_1 C_2 C_3}, \quad g_1 = \frac{1}{R_1}, \quad g_2 = \frac{1}{R_2}, \quad g_3 = \frac{1}{R_3}$$

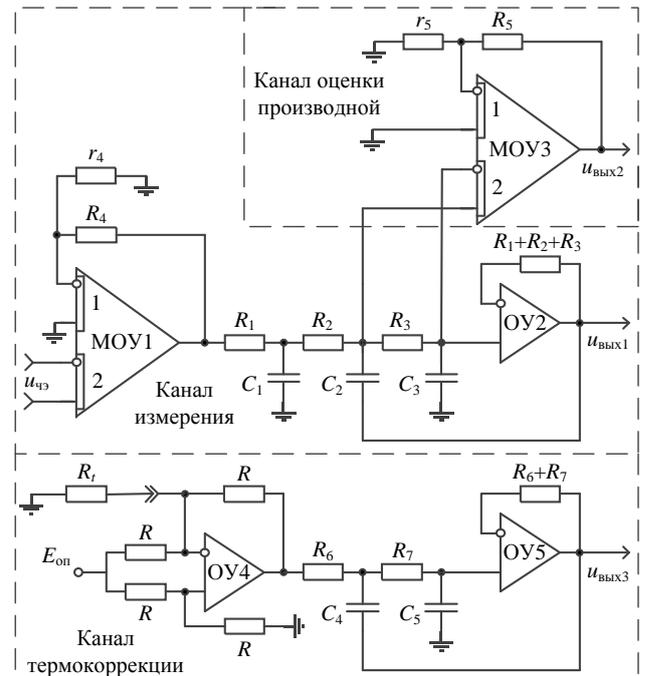


Рис. 5. Принципиальная схема аналогового интерфейса

характеризуются низкой ( $\leq 1$ ) элементной чувствительностью к нестабильности параметров резисторов и конденсаторов. Для реализации небольшой ( $< 1/2^{n+1}$ ,

где  $n$  – разрядность АЦП) неравномерности АЧХ в полосе пропускания при любой аппроксимирующей функции добротность полюса оказывается незначительной, поэтому можно использовать дополнительные параметрические условия:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R, C_1 = C_3 = C, C_2 = hC.$$

Тогда

$$a_2 = \frac{2(h+1)}{RCh}, a_1 = \frac{4}{R^2 C^2 h}, a_0 = \frac{1}{R^3 C^3 h},$$

что с точностью до отношений номиналов однотипных элементов соответствует структуре лестничного фильтра. Коэффициенты передаточной функции (11) следуют из решения аппроксимационной задачи по критерию точности преобразования сигнала в полосе пропускания – минимума амплитудной и (или) фазовой ошибки.

Указанные свойства такого ФНЧ связаны с увеличением влияния частоты единичного усиления ( $f_1$ ) ОУ2, поэтому для сохранения низкой чувствительности АЧХ в полосе пропускания необходимо выполнить условие:

$$f_1 > f_{гр} \cdot 2h^2,$$

где  $f_{гр}$  – граничная частота полосы пропускания ограничителя спектра. Для современных схемотехнических решений ОУ такое ограничение не является жестким.

Точность реализации АЧХ в полосе пропускания связана с нестабильностью пассивных элементов ФНЧ и соответствующей интегральной (среднеквадратической) чувствительностью. Учитывая, что в диапазоне рабочих частот сенсорного интерфейса такая чувствительность возрастает по мере приближения к  $f_{гр}$ , целесообразно уменьшать эффективность использования полосы пропускания. Так, в диапазоне  $0 \leq f \leq f_{гр}/h$  общая стабильность оказывается максимальной при использовании резисторов и конденсаторов соответствующего класса точности.

Таким образом, в диапазоне рабочих частот датчика выходной сигнал интерфейса с заданной неравномерностью АЧХ определяется выражением:

$$u_{вых1} = u_{чз} K_d, \quad (12)$$

где  $u_{чз}$  – дифференциальное напряжение чувствительного элемента,  $K_d$  – коэффициент усиления (10).

Вычитание сигналов на интегрирующей цепи ( $R3$ ,  $C3$ ) с помощью МОУ3 позволяет получать оценку производной сигнала датчика с высокой точностью, что является отличительной чертой интерфейса. Выходное напряжение канала оценки производной

$$u_{вых2} = \frac{\partial u_{вых1}}{\partial t} k\tau_3,$$

где  $k = 1 + R_5/r_5$ ,  $\tau_3 = R_3 C_3$ .

Для компенсации влияния изменения температуры на результаты измерений в интерфейс включен канал термодатчика

$$u_{вых3} = E_{оп} \frac{R/(2R_{t0})}{1 + \alpha_R \Delta t},$$

где  $R_{t0}$  – сопротивление терморезистора при  $\Delta t = 0$ ,  $\alpha_R$  – его температурный коэффициент.

Важным дополнительным преимуществом использования мультидифференциального ОУ является возможность включения в его цепь обратной связи резистивной  $R$ - $2R$  матрицы, задающей коэффициент усиления и позволяющей проводить аналоговую линейризацию и термодатчика всего тракта измерения. В этом случае  $K_d$  в выражениях (5), (10) и (12) примет вид:

$$K_d = \left( \sum_{i=1}^n \frac{\alpha_i}{2^i} \right)^{-1} + 1,$$

где  $\alpha_i$  – состояние коммутаторов матрицы  $R$ - $2R$ .

## V. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЕ ИНТЕРФЕЙСА

Схемотехническое моделирование интерфейса проводилось в среде *Cadence Virtuoso* на базе компонентов техпроцесса *SGB25VD*. Рассмотренный выше ограничитель спектра третьего порядка в диапазоне частот  $0 \div 25$  кГц обеспечивает необходимую предварительную частотную селекцию всего тракта преобразования при использовании типовых встроенных в микроконтроллер *12 bit* АЦП и сохраняет предельную точность АЦ-преобразования физических величин. Приведенную АЧХ канала измерения в широком диапазоне частот (рис. 6) необходимо использовать для рационального выбора тактовой частоты АЦП.

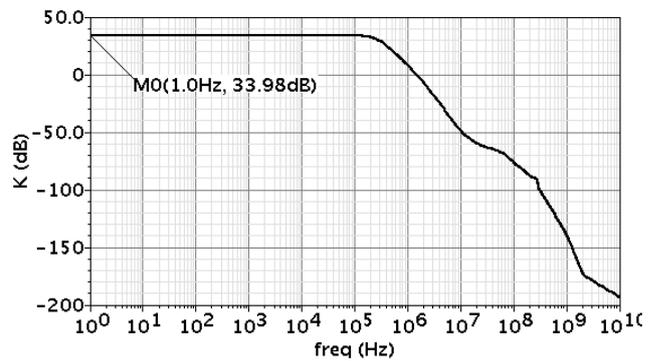


Рис. 6. АЧХ канала измерения в широком диапазоне частот

Достижимая точность канала оценки производной измеряемой величины с учетом его частотных характеристик (рис. 7), а так же нелинейных и временных погрешностей, связанных с характеристиками МОУ3 и

частотными свойствами общего тракта преобразования соответствует 8-разрядной сетке АЦП.

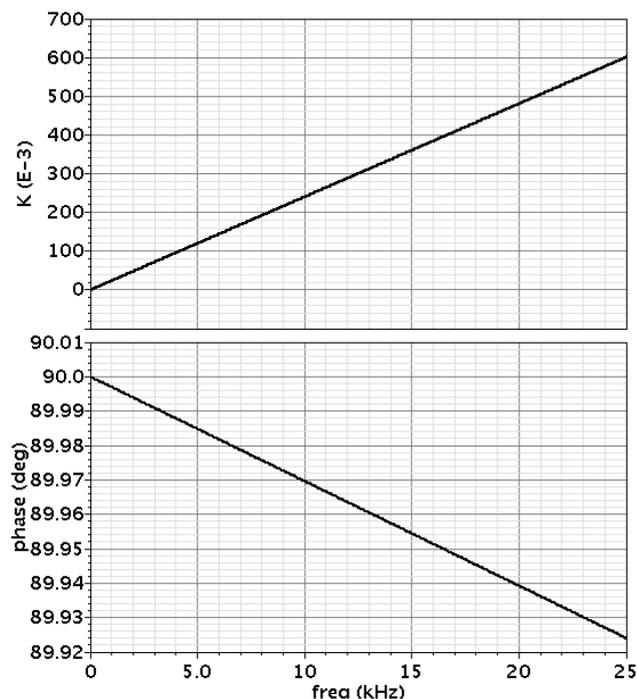


Рис. 7. АЧХ и ФЧХ канала измерения производной

Основные параметры интерфейса приведены в табл. 2. Для оценки полученных результатов проведем сравнение с функциональным аналогом – прецизионным сенсорным интерфейсом PGA309 [6] фирмы Texas Instruments. Как видно из табл. 2, по ключевым показателям разработка качественно превосходит аналог.

Таблица 2

Сравнение интерфейса с аналогом по ключевым показателям

	$K_d$	$f_{гр}$ , кГц	$K_{сн}$ , дБ	$E_{см}$ , мкВ	$\alpha_{E_{см}}$ , мкВ/град	$v_{фр}$ , В/мкс	$N_1$ , bit	$N_2$ , bit	$E_{п}$ , В
Разраб.	50	25	-158*	0,04	0,0015	30	12	8	$\pm 5$
PGA309	—	—	-56	3	0,2	0,5	—	—	—

Примечание:  $K_d$  – дифференциальный коэффициент усиления,  $f_{гр}$  – верхняя граница полосы пропускания,  $K_{сн}$  – коэффициент передачи синфазного напряжения,  $E_{см}$  – ЭДС смещения каналов измерения величины и ее производной,  $\alpha_{E_{см}}$  – температурный коэффициент  $E_{см}$ ,  $v_{фр}$  – скорость нарастания фронта,  $N_1$ ,  $N_2$  – точность измерения величины и ее производной соответственно,  $E_{п}$  – напряжение питания;

\* при  $K_d = 50$ .

## VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты показывают, что базовые принципы собственной компенсации [1–3] влияния малосигнальных параметров КМОП транзисторов на характеристики усилителей достаточно просто интегрируются в структуру МОУ со схемотехническими

методами минимизации коэффициента передачи синфазного напряжения [5] и рассмотренным в работе принципом взаимной компенсации ЭДС смещения. Их совокупность позволяет создавать необходимые для сенсорного интерфейса узлы с высокими качественными показателями в рамках диктуемых конкретной технологией структурных и параметрических ограничений.

Эти подходы позволили синтезировать для КМОП базиса широкополосный инструментальный усилитель с высоким (190 дБ) коэффициентом ослабления синфазного напряжения, экстремально низким (0,04 мкВ) и термостабильным (0,0015 мкВ/град.) ЭДС смещения и потенциально уменьшенным энергопотреблением.

На основе этого усилителя разработан аналоговый сенсорный интерфейс, обеспечивающий измерение физических величин на пределе точности современных прецизионных сенсоров (12 bit). Отличительной особенностью интерфейса является возможность аналоговой оценки производной сигнала датчика с высокой (8 bit) точностью, которая ограничивается только нелинейными свойствами этого канала. Исключение прецизионных технологий и использование только КМОП базиса дешевого технологического процесса SGB25VD обеспечивают возможность интеграции интерфейса в смешанные системы на кристалле. По ключевым показателям разработка качественно превосходит зарубежные аналоги.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Повышение коэффициента усиления каскадов на КМОП транзисторах цепями собственной компенсации / Крутинский С.Г., Жебрун Е.А., Золотарев А.В., Свизев Г.А. // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники : материалы VIII Междунар. науч.-практ. семинара, 26-27 окт. 2011 г., Шахты. Шахты : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2011. С. 21—28.
- [2] Расширение диапазона рабочих частот каскадов на КМОП транзисторах / Крутинский С.Г., Жебрун Е.А., Золотарев А.В., Свизев Г.А. // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники : материалы VIII Междунар. науч.-практ. семинара, 26-27 окт. 2011 г., Шахты. Шахты : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2011. ISBN 978-5-93834-696-3. С. 28—35.
- [3] Высокочастотная коррекция КМОП усилителей / Крутинский С.Г., Жебрун Е.А., Золотарев А.В., Свизев Г.А. // Проблемы современной аналоговой микросхемотехники : материалы VIII Междунар. науч.-практ. семинара, 26-27 окт. 2011 г., Шахты. Шахты : ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2011. С. 38—45.
- [4] Крутинский С.Г., Старченко Е.И. Мультидифференциальные операционные усилители и прецизионная микросхемотехника // Международный научно-технический журнал «Электроника и связь». 2004. №20. С. 37—45.
- [5] Крутинский С.Г., Нефедова А.В. Структурная оптимизация дифференциальных каскадов // Известия ЮФУ, серия Технические науки. 2008. №7. С. 41—48.
- [6] PGA309 [Texas Instruments Incorporated] URL: <http://www.ti.com/product/pga309> (дата обращения 05.12.2011).