

Эффективная разрядность быстродействующих параллельных АЦП с высокочастотной коррекцией амплитудно-частотных характеристик входных аналоговых секций

Прокопенко Н.Н.¹, Гайдук А.Р.², Чумаков В.Е.¹

¹Донской государственной технической университет, Ростов-на-Дону

²Южный федеральный университет, Ростов-на-Дону

Аннотация – Дана оценка влияния на эффективную разрядность параллельных АЦП задержки сигнала в их входных аналоговых секциях, в которых предусмотрено расширение частотного диапазона за счет коррекции амплитудно-частотных характеристик.

Ключевые слова – быстродействующие АЦП, входные аналоговые секции параллельных АЦП, методы расширения частотного диапазона, эффективная разрядность АЦП

I. ВВЕДЕНИЕ

В современных информационно-измерительных системах используют сверхбыстродействующие аналого-цифровые преобразователи (АЦП) [1,2,3] с различными идеями распараллеливания [4], интерполяции [5] или Δ -преобразования [6] обрабатываемых СВЧ сигналов. Ширина полосы полной мощности f_p серийных микросхем данного класса (EV8AQ160, EV8QA165, ADC08D1500, MAX108) достигает значений 0,9-3 ГГц. К классу наиболее быстродействующих АЦП относятся параллельные АЦП с дифференциальным входом [1], для которых $f_p=6-8$ ГГц [1,2]. На более высоких частотах в таких АЦП возникают существенные погрешности преобразования, обусловленные влиянием паразитных емкостей C_{0i} на подложку активных и пассивных компонентов входных аналоговых секций (АС), а также входными емкостями компараторов [1]. Применение SiGe технологий не дает существенного выигрыша по частотному диапазону [7]. Дальнейшее повышение быстродействия АЦП данного класса и анализ их эффективной разрядности – одна из проблем современной микроэлектроники, решение которой позволит осуществить обработку более быстроизменяющихся сигналов, например в радарх [1], приемниках с цифровой промежуточной частотой [5] и т.п.

Цель настоящей статьи – обобщение и сравнение основных свойств по временной задержке сигналов, предлагаемых в [8-16] методов компенсации влияния паразитных емкостей, на амплитудно-частотную характеристику АС АЦП, в которых предусмотрено дополнительное распараллеливание аналоговых секций [1, 7].

II. ОБЩЕЕ ВРЕМЯ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛА В ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ АЦП СО СПЕЦИАЛЬНЫМ ПОСТРОЕНИЕМ ВХОДНЫХ АНАЛОГОВЫХ СЕКЦИЙ

Общее время задержки сигнала $t_{3,\Sigma}$ в быстродействующих параллельных АЦП со специальным построением входных аналоговых секций, рассмотренных в [17], определяется уравнением:

$$t_{3,\Sigma} = t_{3,ac} + t_{3,k} + t_{3,d\Sigma}, \quad (1)$$

где $t_{3,ac}$ - время задержки входной аналоговой секции АЦП,

$t_{3,k}$ - время задержки в компараторе К1,

$t_{3,d\Sigma}$ - время задержки в кодере состояний токовых выходов компараторов АЦП.

Компьютерное моделирование показывает, что компараторы на основе дифференциальных каскадов с токовым выходом 6-разрядного SiGe АЦП [2] обеспечивают устойчивое сравнение потенциальных сигналов до 20÷40 ГГц, а их время задержки не превышает 0,1 нс.

Как показывают исследования кодеров состояния 64 компараторов с токовыми выходами, выполненных на основе элементов токовой логики [18], время задержки сигнала в кодере имеет величины порядка 0,1 нс.

Статическая максимальная приведенная погрешность q - разрядного АЦП (γ_{st}^{ADC}) определяется его младшим разрядом [9]:

$$\gamma_{st}^{ADC} = \left(\frac{1}{2^q}\right). \quad (2)$$

Динамическая погрешность АЦП (γ_{dyn}^{ADC}) возникает из-за запаздывания информации на его выходе, что приводит к возникновению дополнительной погрешности [1], [2]. Если к погрешности (2) добавить динамическую погрешность за счет задержки сигнала по времени $t_{3,\Sigma}$, то можно получить общую погрешность АЦП (γ_{com}^{ADC}) в виде

$$\gamma_{com}^{ADC} = \left(\frac{1}{2^q}\right) + \gamma_{dyn}^{ADC}. \quad (3)$$

Эта погрешность соответствует АЦП с эффективным числом разрядов

$$q_{\text{eff}}^{\text{ADC}} = \left\lfloor \log_2 \left(\frac{1}{\gamma_{\text{com}}^{\text{ADC}}} \right) \right\rfloor. \quad (4)$$

В (4) знак $\lfloor \rfloor$ означает, что берется ближайшее меньшее целое число.

Что касается времени задержки $t_{3,ac}$ в аналоговой секции АЦП, то для каждого из известных вариантов их построения [17] необходимы дополнительные исследования.

III. ВРЕМЯ ЗАДЕРЖКИ СИГНАЛА В КЛАССИЧЕСКОЙ АНАЛОГОВОЙ СЕКЦИИ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩЕГО АЦП

Среди сверхбыстродействующих параллельных АЦП особого внимания заслуживает архитектура (рис. 1) [2], в которой организовано распараллеливание аналоговых секций для каждого из компараторов K_i относительно друг друга и разделение источников опорного тока (ИОТ) (I_1, I_2, \dots, I_n) и эталонных резисторов (R_1, R_2, \dots, R_n).

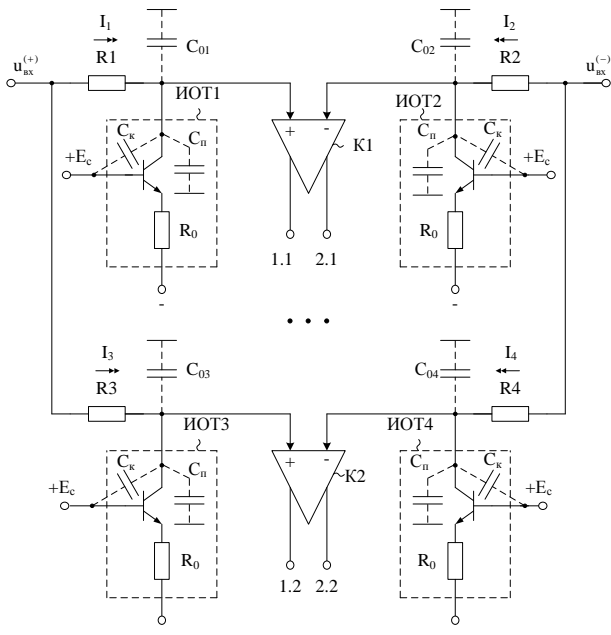


Рис. 1. Структура двух аналоговых секций параллельного АЦП с дифференциальным входом [2]

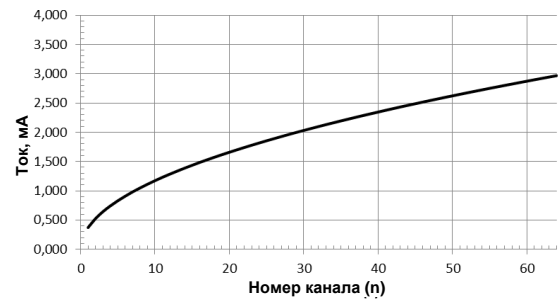
Схема АЦП на рис. 1 содержит N идентичных секций, где показаны выходные транзисторы источников опорного тока ИОТ1-ИОТ4, имеющие емкость на подложку (C_n) и емкость коллектор-база (C_k). Таким образом, эквивалентные паразитные емкости C_{01} и C_{02} в схеме определяются выходной емкостью транзисторов источников опорного тока (ИОТ) и входными емкостями компараторов напряжений K_i .

Практически верхняя граничная частота (по уровню -1 дБ, $f_{-1dB,max}$) АЦП с архитектурой рис. 1 при его реализации по SiGe технологиям не превышает

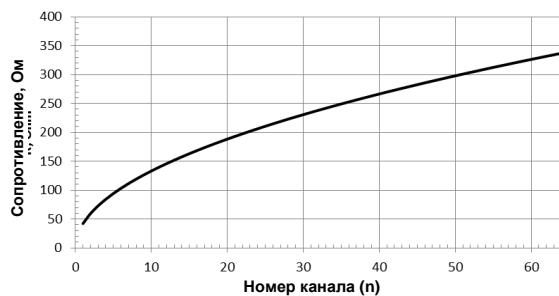
6-8 ГГц [7], в то время как быстродействие SiGe компаратора $K1$ позволяет работать до частот в несколько десятков гигагерц. Рациональное распределение номиналов резисторов R_i уменьшает их геометрические размеры и, следовательно, паразитные емкости, а также позволяет выбрать токи I_i по каждому из каналов в соответствии с необходимым падением напряжения [2,7].

В аналоговой секции на рис. 1 [2,7] может быть реализован простой способ увеличения полосы частот $f_{-1dB,max}$ и повышения быстродействия АЦП, который связан с уменьшением площади резисторов R_i входной аналоговой секции. При этом возможно ступенчатое наращивание опорных сопротивлений резисторов R_i и токов I_i через них. В простейшем случае с ростом порядкового номера канала применим линейный закон изменения сопротивлений резисторов с идентичными источниками токов [7].

Наиболее интересен вариант применения квадратичного закона распределения номиналов резисторов (рис. 2б) и источников тока (рис. 2а) [2], что дает повышение $f_{-1dB,max}$ аналоговой секции, так как приводит к уменьшению паразитных емкостей, увеличению полосы частот ($f_{-1dB,max}$), а также уменьшению разброса граничных частот ($\Delta f_{-1dB,max}$) по каждому из каналов классической входной аналоговой секции.



а)



б)

Рис. 2. Квадратичное распределение сопротивлений резисторов (б) и опорных токов (а) входной аналоговой секции АЦП [2,7]

Переменная A на рис. 2 определяет закон распределения номиналов резисторов R_i и токов I_i . При $A=1$ реализуется линейное распределение номиналов R_i с одинаковыми источниками тока. При $A=2$

обеспечивается квадратичное распределение токов и сопротивлений (рис. 2).

Приведенные выше рекомендации подтверждаются результатами моделирования шестизарядного АЦП [17] в среде Cadence с использованием SiGe технологии SGB25H1 (рис. 3).

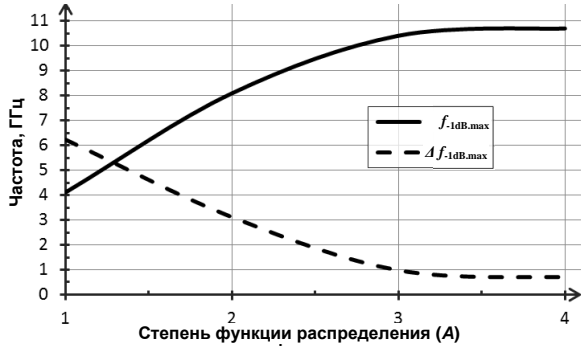


Рис. 3. Зависимость полосы частот ($f_{-1dB,max}$) и $\Delta f_{-1dB,max}$ от коэффициента распределения номиналов резисторов и источников тока «А»

Для исследований времени задержки был использован SiGe входной блок АЦП с 64 параллельными каналами [2,7]. На рис. 3 приведена логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) коэффициента передачи АС от дифференциального входа АЦП ко входам одного из компараторов аналоговых секций АЦП, а также зависимость $\Delta f_{-1dB,max} = \varphi(A)$.

Передаточная функция по напряжению классической входной аналоговой секции на рис. 1 (ВАС) сверхбыстродействующего АЦП [2,7], разработанного в Институте инновационной микроэлектроники (ИНР, Франкфурт-на-Одере, Германия), имеет вид

$$W_0(p) = \frac{k}{1+k \cdot T \cdot p}, \quad (5)$$

где $k = \frac{R_3}{R_3 + R_1}$,

$T = C_1 R_1$,

$C_1 = 0,3 \cdot 10^{-12} [\Phi] = \text{const}$,

$R_3 = 10 \text{ КОм} = \text{const}$.

$\frac{R_1}{R_3} < 1$, $C_1 = 0,3 \text{ пФ} = 0,3 \cdot 10^{-12} [\Phi] = \text{const}$ –

эквивалентная суммарная емкость на входе компаратора К1, $R_1 = 300 \text{ Ом}$, $R_{1min} = 50 \text{ Ом}$, $R_{1max} = 300 \text{ Ом}$. Причем R_1 может изменяться в диапазоне $50 \text{ Ом} \div 300 \text{ Ом}$ [2,7].

Переходная характеристика классической ВАС на рис. 1 и время задержки сигнала в классической ВАС находятся на основе передаточной функции (5) при входном сигнале вида $1(t)$:

$$h_0(t) = k \left[1 - e^{-\frac{t}{kT}} \right] = k \left[1 - \frac{1}{e^{\frac{t}{kT}}} \right], \quad (6)$$

$$t_{зад,0} = f(R_1) = \frac{R_3}{R_3 + R_1} C_1 R_1 \ln 2 [\text{сек}]. \quad (7)$$

Таким образом, общая задержка сигнала входной аналоговой секции, компаратора и логической схемы

кодера, формирующего цифровой эквивалент входного сигнала определяется уравнениями (1) и (7).

С использованием описанной выше архитектуры АЦП (даже при ее реализации на транзисторах с $f_t = 200 \text{ ГГц}$ техпроцесса SGB25H1, INP, Германия) предельный частотный диапазон преобразования входных аналоговых сигналов в цифру ограничен [2,7]. Дальнейшее увеличение быстродействия АЦП рассматриваемого подкласса связано, прежде всего, с уменьшением емкостей на подложку ($C_{п}$) и емкостей коллектор-база ($C_{к}$), а также паразитных емкостей резисторов и компараторов, что не всегда реализуемо.

В этой связи представляет интерес анализ других схемотехнических приемов расширения частотного диапазона аналоговых секций АЦП, базирующихся, например, на эффектах собственной и взаимной компенсации паразитных емкостей [14,15,16].

IV. ПЕРВЫЙ МЕТОД СНИЖЕНИЯ ЧАСТОТНОЙ ПОГРЕШНОСТИ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ АНАЛОГОВОЙ СЕКЦИИ АЦП

На рис. 4 показан метод коррекции АЧХ каждой из входных аналоговых секций АЦП [9], основанный на введении корректирующего конденсатора $C_{к1}$ и эмиттерного повторителя VT3.

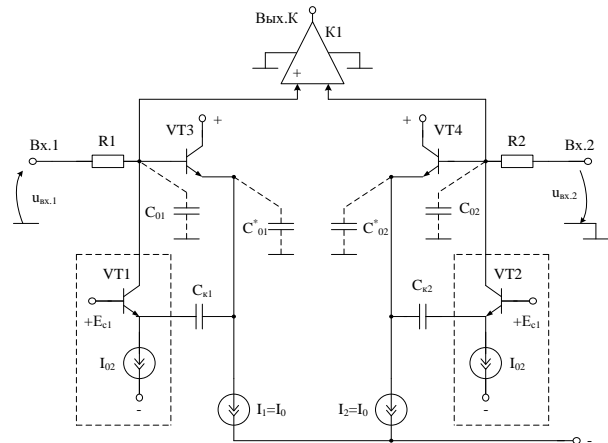


Рис. 4. Фрагмент первой входной аналоговой секции параллельного АЦП [9] с уменьшенным временем задержки сигнала

В линейном режиме для схемы на рис. 4 можно записать следующее уравнение для комплекса напряжения на неинвертирующем входе компаратора К1:

$$\dot{U}_{\text{ВЫХ}}^{(+)} = \dot{U}_{\text{ВХ.1}} \frac{K_0}{1 + j\omega \tau_{1,2} \left(1 - \dot{K}_y \dot{K}_i \frac{C_{к1}}{C_{01}} \right)}, \quad (8)$$

где \dot{K}_i – комплекс коэффициента передачи по току неинвертирующего повторителя тока на транзисторе VT1; \dot{K}_y – комплекс коэффициента передачи по

На рис. 7 приведена логарифмическая амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи по напряжению от дифференциального входа исследованного АЦП (техпроцесс SG25H1) ко входам компаратора №2 аналоговой секции на рис. 6 при разных значениях емкостей корректирующих конденсаторов $C_{k1} = C_{k2} = C_k = C_{var} = 0 \div 25$ фФ.

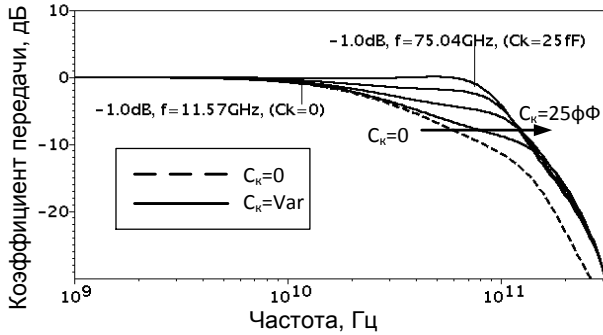


Рис. 7. ЛАЧХ коэффициента передачи по напряжению со входа АЦП ко входам компаратора второй аналоговой секции [17]

Из графиков на рис. 7 следует, что диапазон рабочих частот рассматриваемой аналоговой секции при $C_k=0,25$ пФ расширяется с 11 ГГц до 75 ГГц. Недостаток данного метода коррекции – жесткие требования к входным сопротивлениям источников сигнала.

Передаточная функция входной аналоговой секции на рис. 6 при $R_{01} \gg R_1$ имеет вид

$$W_2(p) = \frac{1+pT_{12}}{1+pT_0}, \quad (15)$$

где $T_{12} = R_1 C_{k1}$, $T_0 = R_1 C_{01}$, $R_1=300$ Ом, $C_{01}=0,3$ пФ.

При этом C_{k1} может изменяться в пределах $C_{k1}=0 \div n_2 C_{01}$, где $n_2=1 \div 2$.

Переходная характеристика ВАС № 2 и время задержки сигнала в ВАС № 2 находятся на основе передаточной функции (15). Здесь, фактически, имеется два диапазона изменения T_{12} :

- А) $0 \leq T_{12} \leq 90 \cdot 10^{-12}$ [сек],
- Б) $90 \cdot 10^{-12}$ [сек] $< T_{12} \leq 180 \cdot 10^{-12}$ [сек],

в которых это звено имеет существенно различные свойства [19]. Переходная функция при $k = 1$ определяется здесь выражением [19, с. 88]:

$$h_2(t) = k[1 + (N - 1)e^{-t/T_0}], \quad N = T_{12}/T_0. \quad (16)$$

Перейдем к определению значения $t_{3,2}$ в диапазоне $0 \leq T_{12} \leq 90 \cdot 10^{-12}$ [сек].

В этом случае величина $0 \leq N < 1$, а функция $h_2(t)$ изменяется от N при $t = 0$ до 1 при $t \rightarrow \infty$, т.е. $h_{2,уст} = 1$ [18, с. 89].

Случай А. При $0 \leq N < 0,5$ значение $t_{3,2}$ определяется из выражения

$$t_{3,2} = T_0 [\ln 2 - \ln |R_1 C_{01}| + \ln |R_1 \cdot (C_{01} - C_{k1})|], \\ 0 \leq C_{k1} < 0,5 C_{01}.$$

При $C_{k1} = 0$, $t_{3,2} = T_0 \cdot \ln 2$, что не лучше, чем $t_{3,2,0}$ в формуле (7).

Если $C_{k1} \rightarrow 0,5 C_{01}$, то время задержки $t_{3,2}$ существенно уменьшается:

$$t_{3,2} \rightarrow T_0 [\ln 2 - \ln |R_1 C_{01}| + \ln |0,5 R_1 C_{01}|] \approx 0.$$

Случай Б. При $0,5 \leq N < 1$ или $0,5 C_{01} \leq C_{k1} < C_{01}$ значение $t_{3,2}$ крайне мало.

Перейдем к определению значения $t_{3,2}$ в диапазоне $90 \cdot 10^{-12}$ [сек] $< T_{12} \leq 180 \cdot 10^{-12}$ [сек].

В этом случае величина $1 < N \leq 2$, а функция $h_2(t)$ изменяется от $N > 1$ при $t = 0$, до 1 при $t \rightarrow \infty$ [19, с. 89]. Поэтому время $t_{3,2} > 0$ целесообразно определять как половину максимального отклонения $h_2(t)$ от $h_{2,уст} = 1$, которое эта функция в этом случае имеет при $t = 0$, т.е. по условию $h_2(t_{3,2}) = 1 + 0,5(N - 1)$.

Найдем соответствующее выражение, используя формулу (16) при $k = 1$:

$$1 + (N - 1)e^{-t_{3,2}/T_0} = 1 + 0,5(N - 1),$$

где $2 \geq N = T_{12}/T_0 > 1$,

т.е. время задержки в этом случае $t_{3,2} = -T_0 \ln 0,5 = T_0 \ln 2$.

Таким образом, при $C_{01} < C_{k1} \leq 2 C_{01}$ значение $t_{3,2}$ является постоянной величиной и, следовательно, не зависит от значения C_{k1} .

VI. ТРЕТИЙ МЕТОД СНИЖЕНИЯ ЧАСТОТНОЙ ПОГРЕШНОСТИ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ АНАЛОГОВОЙ СЕКЦИИ АЦП

В схеме на рис. 8 [11] также решается задача расширения предельного частотного диапазона обрабатываемых сигналов АЦП путем снижения погрешности передачи входных дифференциальных напряжений к входам компаратора К1.

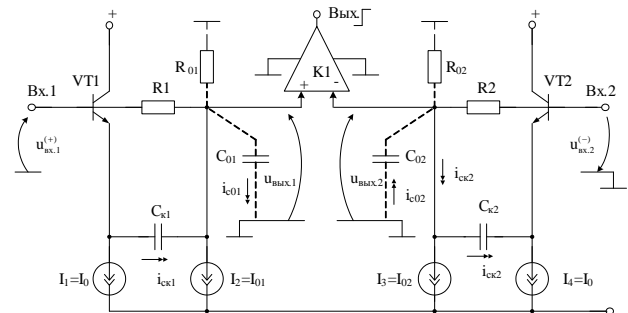


Рис. 8. Фрагмент входной аналоговой секции параллельного АЦП [11]

За счет введения входных эмиттерных повторителей VT1, VT2 и конденсаторов C_{k1} , C_{k2} диапазон рабочих частот аналоговой секции АЦП расширяется в 5-6 раз. Коэффициент передачи АС (рис. 8) по напряжению $K_n(P)$ в операторной форме (на примере левого фрагмента) определяется формулой:

$$K_n(P) = \frac{K_0 + K_y \tau_{ck} P}{1 + P(\tau_{ck} + \tau_{c0})}, \quad (17)$$

где $\tau_{ck} = R_{12} C_{k1}$, $\tau_{c0} = R_{12} C_{01}$, $K_0 = R_{01}/(R_{01} + R_1)$ - коэффициент передачи на низких частотах, $R_{12} = R_1 R_{01}/(R_1 + R_{01})$; $K_y \approx 1$ - коэффициент передачи входного эмиттерного повторителя на транзисторе VT1.

Уравнение (17) можно представить в следующем виде:

$$K_n(P) = K_0 \frac{1 + \frac{K_y}{K_0} \tau_{ck} P}{1 + (\tau_{ck} + \tau_{c0}) P} = \frac{U_{\text{Вых.1}}(P)}{U_{\text{Вх.1}}(P)}. \quad (18)$$

Условие частотной независимости коэффициента передачи АС, т.е. когда $K_n(p) = K_0$, можно получить из (18):

$$\frac{K_y}{K_0} \tau_{ck} = \tau_{ck} + \tau_{c0}. \quad (19)$$

После преобразований из (19) можно найти, что емкости цепей коррекции $C_k = C_{k1} = C_{k2}$ должны удовлетворять равенству:

$$C_k = \frac{C_{01}}{K_y \left(1 + \frac{R_1}{R_{01}}\right) - 1}. \quad (20)$$

На рис. 9 приведена ЛАЧХ коэффициента передачи по напряжению от дифференциального входа исследованного АЦП (SiGe технология SG25H1 INP, Германия) ко входам одного из компараторов аналоговой секции рис. 8 в среде Cadence при разных значениях емкостей корректирующих конденсаторов: $C_{k1} = C_{k2} = C_k = C_{\text{var}} = 0 \div 300$ фФ.

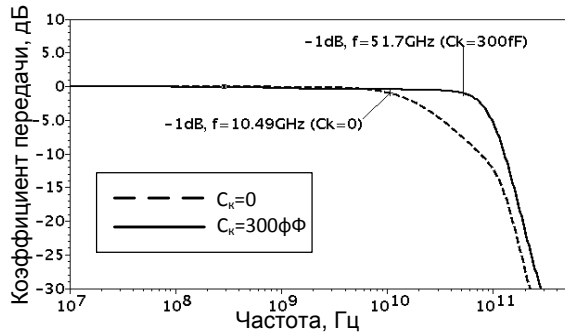


Рис. 9. ЛАЧХ коэффициента передачи со входа АЦП ко входам компаратора аналоговой секции [17]

Из графиков рис. 9 следует, что диапазон рабочих частот рассмотренной аналоговой секции АЦП при $C_k = 0,3$ пФ расширяется с $3 \div 10$ ГГц до 51 ГГц.

Передаточная функция ВАС № 3 на рис. 8 имеет вид

$$W_3(p) = \frac{1 + K_y \tau_{ck} p}{1 + (\tau_{ck} + \tau_{c01}) p}, \quad (21)$$

где $\tau_{ck} = R_1 C_{k1} = var$, $\tau_{c01} = R_1 C_{01} = const$, $R_1 = 300$ Ом, $K_y \leq 0,9$, $C_{01} = 0,3$ пФ.

Здесь C_{k1} может изменяться в диапазоне $0 \div n_3 C_{01}$, где $n_3 = 1 \div 2$, т.е. $C_{k1} \in 0 \div C_{01} \div 2 C_{01}$.

Переходная характеристика ВАС № 3 на рис. 8 и время задержки сигнала в ВАС № 3 находятся на основе уравнения (21), которое можно представить в виде

$$W_3(p) = \frac{1 + T_{13} p}{1 + T_{03} p}, \quad (22)$$

где $T_{13} = K_y \tau_{ck} = 0,9 R_1 C_{k1}$,

$$T_{03} = \tau_{ck} + \tau_{c01} = R_1 C_{k1} + R_1 C_{01}, \quad (23)$$

Переходная функция в этом случае определяется при $k = 1$ по формуле

$$h_3(t) = [1 + (d_0 - 1)e^{-t/T_{03}}], \quad d_0 = T_{13}/T_{03}.$$

Из выражений (23) следует, что в данном случае $T_{13} < T_{03}$ при всех значениях C_{k1} . Действительно, $C_{k1} \in [0 \div C_{01} \div 2 C_{01}]$, поэтому

$$d_0 = \frac{T_{13}}{T_{03}} = \frac{0,9 C_{k1}}{C_{01} + C_{k1}}.$$

Следовательно, $0 \leq d_0 < 0,9$, а функция $h_3(t)$ изменяется от d_0 при $t = 0$ до 1 при $t \rightarrow \infty$, т.е. $h_{3,уст} = 1$ [19, с. 89]. В этом случае критическим значением \bar{C}_{k1} является значение, при котором $T_{13} = 0,5 T_{03}$. Для его определения воспользуемся значениями (23). Таким образом, здесь также имеют место два случая определения времени задержки $t_{3,3}$: при $C_{k1} < 1,25 C_{01}$ и $C_{k1} > 1,25 C_{01}$.

Рассмотрим случай (22), когда $0 \leq C_{k1} < 1,25 C_{01}$, при этом величина $0 \leq d_0 < 0,5$, а время задержки

$$t_{3,3} = T_{03} [\ln 2 + \ln(1 - d_0)], \quad d_0 \neq 1. \quad (24)$$

С учетом приведенных выражений из (24) находим

$$t_{3,4a} = t_{3,3} = R_1 (C_{01} + C_{k1}) \left[\ln 2 + \ln \left(\frac{C_{01} + 0,1 C_{k1}}{C_{01} + C_{k1}} \right) \right], \quad (25)$$

Если учесть значения T_{03} и d_0 , то

$$t_{3,3} = (90 + R_1 C_{k1}) \left[\ln 2 + \ln \left(\frac{0,3 + 0,1 C_{k1}}{0,3 + C_{k1}} \right) \right].$$

Здесь $0 \leq C_{k1} < 1,25C_{01}$. Поэтому, если $C_{k1} = 0$ (коррекция отсутствует), то $W_3(p) = 1/(1+T_{03}p)$, а из (25) имеем

$$t_{3.3} = T_{03}[\ln 2 + \ln 1].$$

Если же $C_{k1} \rightarrow 1,25C_{01}$, то

$$W_3(p) \rightarrow \frac{1+1,125R_1C_{01}p}{1+(2,25R_1C_{01})p},$$

а время задержки принимает малые значения:

$$t_{3.3} \rightarrow 2,25R_1C_{01} \left[\ln 2 + \ln \left(\frac{1,125C_{01}}{2,25C_{01}} \right) \right] = 2,25R_1C_{01} [\ln 2 + \ln(0,5)] \approx 0.$$

Эти значения, очевидно, соответствуют физическому смыслу.

Рассмотрим теперь случай (23), когда $1,25C_{01} \leq C_{k1} \leq 2C_{01}$. При этом величина $0,5 \leq d_0 \leq 0,9$, и поэтому время задержки минимально

$$t_{3.46} = t_{3.3} \approx 0.$$

Это связано с тем, что в данном случае функция $h_3(t)$ изменяется от $d_0 \geq 0,5$ при $t = 0$ до 1 при $t \rightarrow \infty$, т.е. $h_{3,уст} = 1$ [19, с. 89]. Так как $d_0 \geq 0,5$, то при всех значениях $C_{k1} \in [1,25C_{01} \div 2C_{01}]$ функция $h_3(t)$ будет иметь значение $0,5 h_{3,уст}$ только при $t = 0$. Именно поэтому в данном случае время задержки мало.

Таким образом, рассмотренные входные аналоговые секции сверхбыстродействующих параллельных АЦП с цепями компенсации паразитных емкостей имеют (в сравнении с классическим решением на рис. 1) уменьшенные значения времени задержки сигнала. Это положительно сказывается на эффективной разрядности АЦП данного класса.

VII. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Введение в АЦП рассмотренных выше специальных схем коррекции АЧХ коэффициента передачи АС позволяет расширить их диапазон рабочих частот до 30-70 ГГц, который зависит не только от свойств выбранной цепи коррекции, но и от паразитных емкостей эталонных резисторов. При этом данные аналоговые секции способствуют повышению эффективной разрядности АЦП за счет уменьшения времени задержки.

2. Предельный частотный диапазон исследованных SiGe АЦП ограничен быстродействием компараторов, которые при токовых выходах достаточно устойчиво работают до частот 20-40 ГГц, а также логической схемой кодера, формирующего цифровой эквивалент входного сигнала. При этом под устойчивой работой компаратора следует понимать его способность обеспечить на высоких частотах необходимые уровни выходных токов, которые воспринимаются кодером АЦП.

3. Для обработки состояния выходов компараторов рассматриваемых сверхбыстродействующих АЦП целесообразно использовать в качестве кодеров цифровые логические элементы с токовыми входами и выходами, имеющими ряд преимуществ в сравнении с традиционной потенциальной цифровой логикой [18].

ПОДДЕРЖКА

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 22-29-00637).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Y.Borokhovych. 4-bit, 16 GS/s ADC with new Parallel Reference Network / Y.Borokhovych, H. Gustat, C.Scheytt // COMCAS 2009 – 2009 IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems. Tel Aviv, Israel.
- [2] Patent. DE102009002062A1 Analog-Digital-Umsetzer mit breitbandigem Eingangsnetzwerk Y. Borokhovych, J.C. Scheytt 07.10.2010.
- [3] Razavi B. Principles of Data Conversion System Design // IEEE Press. New York. 1995.
- [4] A.Glascott-Jones, N. Chantier, F. Bore, M. Wingender, E. Bouin. A Quad 1.25GSps 8 bit ADC with 3.2GHz input bandwidth and its use in communication systems // Proceedings of The International IEEE Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (IEEE COMCAS 2013). Israel. October 21-23, 2013
- [5] Мерзлякин С. Сверхбыстродействующие АЦП: особенности архитектуры / Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 1/28. С. 30-33.
- [6] V. Kumar Thandri, J. Silva-Martinez. A 63 dB SNR, 75-mW Bandpass RF $\Sigma\Delta$ ADC at 950 MHz Using 3.8-GHz Clock in 0.25- μ m SiGe BiCMOS Technology // IEEE Journal of solid-state circuits. February 2007. Vol. 42. № 2. P. 269-279.
- [7] Серебряков А.И., Борохович Е.Б. Метод повышения быстродействия параллельных АЦП // Твердотельная электроника. Сложные функциональные блоки РЭА: Материалы научно-технической конференции. М.: МНТОРЭС им. А.С.Попова, 2012. С. 150-155..
- [8] Пат. 2530262 Российская Федерация, МПК8 H03N 11/24. Быстродействующий аттенуатор для входных цепей аналого-цифровых интерфейсов / Прокопенко Н.Н., Дворников О.В., Суворов В.В., Пахомов И.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2013109816/08; заявл. 05.03.2013; опубл. 10.10.2014, Бюл. № 28. (522).
- [9] Пат. 2536377 Российская Федерация, МПК H03M 1/36. Сверхбыстродействующий параллельный аналого-цифровой преобразователь с дифференциальным входом / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С., Бутырлагин Н.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2013119662/08; заявл. 26.04.2013; опубл. 20.12.2014, Бюл. № 35 (543).
- [10] Пат. 2535458 Российская Федерация, МПК8 H03M 1/36. Сверхбыстродействующий параллельный дифференциальный аналого-цифровой преобразователь / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С., Бутырлагин Н.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Южно-Российский

- государственный университет экономики и сервиса». – № 2013116177/08; заявл. 09.04.2013; опубл. 10.12.2014, Бюл. № 34 (530).
- [11] Пат. 2523960 Российская Федерация, МПК8 H03M 1/36. Сверхбыстродействующий параллельный аналого-цифровой преобразователь с дифференциальным входом / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Будяков П.С., Бутырлагин Н.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2013120247/08; заявл. 30.04.2013; опубл. 27.07.2014, Бюл. № 21 (542).
- [12] Пат. 2518997 Российская Федерация, МПК8 H03M 1/36. Сверхбыстродействующий параллельный аналого-цифровой преобразователь с дифференциальным входом / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Бутырлагин Н.В., Пахомов И.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2013120163/08; заявл. 30.04.2013; опубл. 10.06.2014, Бюл. № 16 (532).
- [13] Пат. 2535180 Российская Федерация, МПК H01P 1/22. Дифференциальный аттенуатор с расширенным диапазоном рабочих частот / Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Пахомов И.В., Бутырлагин Н.В.; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВПО «Южно-Российский государственный университет экономики и сервиса». – № 2013127824/08; заявл. 18.06.2013; опубл. 10.12.2014, Бюл. № 34 (550).
- [14] Krutchinsky S.G., Prokopenko N.N., Kovbasjuk N.V. Methods of compensation of parasitic parameters of transistors in analogue integrated circuits // 2st IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communication. Moscau, Russia. June 2004.
- [15] Methods of Compensation for Fundamental Components of Transistor Output Capacitance in Analog Integrated Circuits / Prokopenko N.N., Krutchinsky S.G., Budyakov A.S., Savchenko J.M., Kovbasjuk N.V. // Proceeding of the Third International Conference on Circuits and Systems for Communications ICCSC06 / Politehnica University, Bucharest, Romania. July 6-7, 2006. P. 44-49.
- [16] Krutchinsky S.G., Prokopenko N.N., Starchenko E.I. Circuit Engineering Principles of Substrate Parasitic Capacitance Influence Compensation // Proceeding of the Third International Conference on Circuits and Systems for Communications ICCSC06. Politehnica University. Bucharest, Romania. July 6-7, 2006. P. 155-158.
- [17] Прокопенко Н.Н., Серебряков А.И., Бутырлагин Н.В. Методы высокочастотной коррекции аналоговых секций в сверхбыстродействующих параллельных АЦП с дифференциальным входом // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем - 2014. Сборник трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. М.: ИППМ РАН, 2014. Часть 3. С. 117-122.
- [18] Двухзначные и многозначные токовые логические элементы и вычислительные модули: моногр. / Н.И. Чернов, Н. Н. Прокопенко, Н.В. Бутырлагин, В. Я. Югай. – М.: СОЛОН-Пресс, 2022. – 368 с.
- [19] Теория автоматического управления. Под ред. А.В. Нетушила. Учебник для вузов. Изд. 2-е доп. и перераб. М.: Высшая школа, 1976.