

УДК 621.3.087.92

## МЕТОДЫ НЕПОЗИЦИОННОГО АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

А. А. Кожевников<sup>1</sup>, К. П. Беспалов<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Воронежский филиал Московского государственного университета путей сообщения,  
394026, г. Воронеж, ул. Урицкого, 75а

<sup>2</sup>ОАО «Концерн "Созвездие"»,  
394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14  
E-mail: akozhev@yandex.ru

Представлен анализ аналого-цифровых преобразователей, функционирующих в позиционных и непозиционных системах счисления. Предложен новый метод аналого-цифрового преобразования на основе свойств модулярной системы счисления.

*Ключевые слова:* аналого-цифровой преобразователь, система остаточных классов, элайсинг.

**Введение.** Основными методами позиционного аналого-цифрового преобразования, наиболее широко представленными номенклатурой устройств, являются: сигма—дельта ( $\Sigma-\Delta$ ), последовательного приближения (sar), конвейерный (pipeline) и параллельный (flash) [1]. Сформированный ими параметрический потолок (рис. 1) испытывает сегодня крайне слабый рост, приближающийся к стагнации.

Это обусловлено медленным уменьшением аналоговой части интегральных схем АЦП в связи с особенностями физики преобразования. Возможным решением проблемы развития данной области знаний может стать более широкое применение положительных качеств непозиционного счисления, поэтому целью предлагаемой работы является анализ известных подходов к аналого-цифровому преобразованию, а также исследование нового метода, реализованного на основе системы остаточных классов (СОК).

**Непозиционные АЦП.** Одним из представителей непозиционного семейства, нашедшим применение в вычислительных системах, является код Грея. Особенность этого ко-

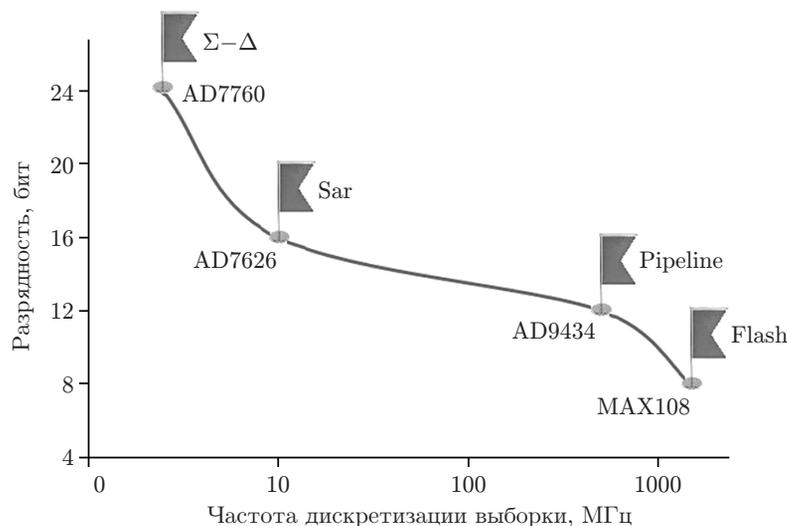


Рис. 1. Верхняя граница параметров современных позиционных АЦП

да — изменение значения только в одном разряде при переходе к следующему слову. Так, двоичному представлению чисел 1, 2, 3 — 001, 010 и 011 будут соответствовать коды Грея: 001, 011, 010. Наличие таких свойств позволяет снизить ошибки, связанные с динамикой процесса измерения величины электрического сигнала, что, например, проявляется в современных flash-преобразователях из-за некоторой метастабильности компараторов [1].

В работе [2] рассматривается алгоритм непосредственного преобразования аналогового сигнала в код Грея. Данный АЦП представляет собой  $m$  эквивалентных последовательно соединённых блоков ( $m$  — разрядность АЦП), при этом каждый выполняет следующие операции:

$$a_i = |a_{i-1} - 2^{m-i}|; \quad \beta_i = \text{sgn}(2^{m-i} - a_{i-1}), \quad (1)$$

где  $i = 1, 2, \dots, m$ ;  $\{\bar{\beta}_1, \beta_2, \dots, \beta_m\}$  есть цифровой эквивалент величины  $a_0$  в коде Грея. Подобная конвейерная организация с V-образной передаточной характеристикой блоков имеет ряд недостатков, что явилось причиной дальнейшего совершенствования таких АЦП [3].

По-своему революционным можно считать появление систем счисления на основе «золотого сечения» и чисел Фибоначчи [4], где действительное число может быть представлено как

$$A = \sum_i a_i \tau^i. \quad (2)$$

Здесь  $a_i$  — двоичные цифры: 0 или 1;  $i = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3$  и т. д. для кодов «золотой пропорции» и  $i = 0, 1, 2, 3$  и т. д. для чисел Фибоначчи;  $\tau$  — основание системы счисления («золотая пропорция» или числа Фибоначчи). «Непозиционность» таких систем выражается в возможности представления одного числа различными кодовыми словами. С точки зрения аналого-цифрового преобразования, считая одно кодовое представление числа правильным, а все остальные — неправильными, можно детектировать появление ошибок. Структурные схемы этих АЦП принципиально не отличаются от позиционных устройств последовательного приближения [4, 5].

Актуальное развитие идеи внедрения в информационные технологии массового параллелизма [6] выражается, в частности, в применении параллельной математики на основе системы остаточных классов [7]. В первых работах по АЦП в СОК, например [8], представлены методы следящего, поразрядного и поинтервального уравниваний, современными позиционными аналогами которых (см. рис. 1) являются методы сигма-дельта, последовательного приближения и конвейерный. Теоретические исследования АЦП в СОК позволили перейти от поинтервального уравнивания к конвейерному построению устройств [9], где за счёт кольцевой структуры удалось снизить аппаратные затраты [10]. Как видно, рассмотренные в данном разделе непозиционные методы соответствуют трём из четырёх основных алгоритмических, зависящих от масштаба последовательного взвешивания подходов к аналого-цифровому преобразованию. Оставшийся четвёртый подход прямого взвешивания в силу особенностей СОК является не столь явным и будет рассмотрен далее.

**Взвешивание методом смещения спектров.** Многие методы позиционного аналого-цифрового преобразования основаны на взвешивании некоторого промежуточного представления входной аналоговой величины, после чего полученный цифровой результат преобразуется к требуемому виду. Например, в  $\Sigma$ — $\Delta$ -методе [1] вначале осуществляется дельта-модуляция, затем сигнал оцифровывается, а уже после через суммирование и децимацию приводится к двоичной форме заданной разрядности и частоте выборок. Аналогичное решение в рамках подхода прямого взвешивания в код СОК можно осуществить через пропорциональное преобразование уровня входного сигнала в частоту гармоники. Далее, опираясь на эффект элайсинга (aliasing), каждый из  $n$  АЦП с уникальной частотой

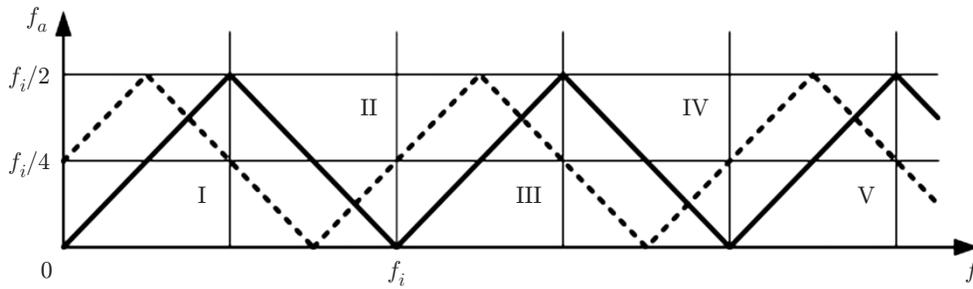


Рис. 2. Зависимость частоты, полученной в результате элайсинга, в основной и дополнительной ветвях АЦП относительно частоты гармоники основного ГУН (I–V — зоны Найквиста)

той выборки, зависящей от значения основания, образует вектор цифровых значений. В результате фурье-анализа и интерполяции каждого вектора формируется значение остатка по конкретному основанию. Таким образом, суть взвешивания методом элайсинга сводится к новому алгоритму квантования входного сигнала с применением двойной передискретизации выборок.

Рассмотрим предложенный метод и особенности его реализации более подробно. Треугольный периодический вид зависимости частоты гармоники, полученной в результате элайсинга (рис. 2, сплошная линия), требует вычисления чётности актуальной полосы Найквиста, что, в свою очередь, выливается в необходимость синтеза дополнительных гармоник (см. рис. 2, пунктирная линия) и использования дополнительного (д) аппаратного обеспечения (рис. 3).

Основной генератор, управляемый напряжением (ГУН), синтезирует гармонику с частотой

$$f = F(U_{\text{вх}}/E) + f_0, \tag{3}$$

где  $F$  — диапазон рабочих гармонических частот ГУН;  $f_0$  — начальная частота ГУН;  $E$  — диапазон рабочих напряжений АЦП;  $U_{\text{вх}}$  — преобразуемый уровень входного сигнала.

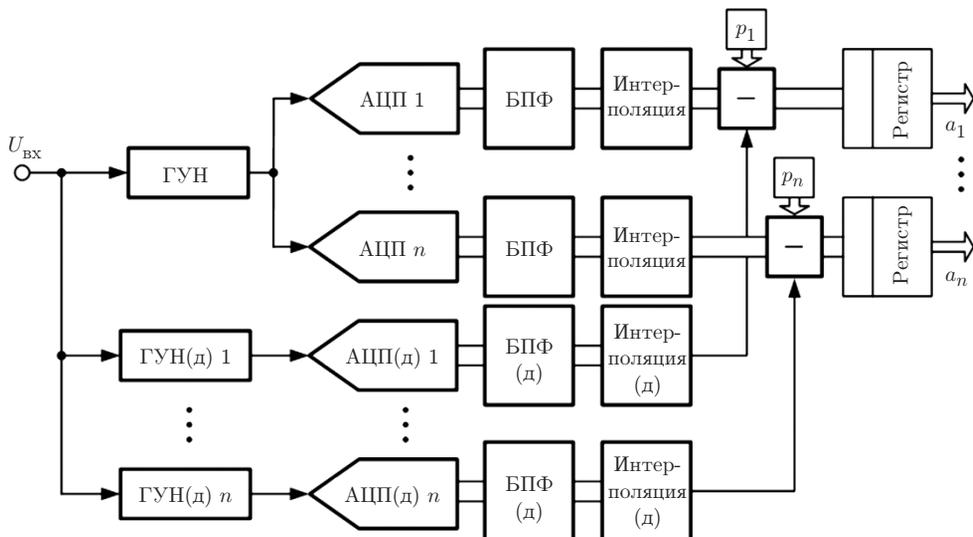


Рис. 3. Блок-схема модулярного АЦП

Полученная гармоника оцифровывается на  $n$  основных АЦП с частотой выборки

$$f_i = F(2p_i/P), \quad (4)$$

где  $P = \prod_{i=1}^n p_i$  — количество уровней квантования модулярного АЦП;  $p_i$  — основания применяемой СОК.

В дополнительной ветви синтезируется  $n$  гармоник частотой, увеличенной на  $f_i/4$  по сравнению с основной (см. рис. 2), при этом частоты выборок АЦП также равны  $f_i$ . Сформированные АЦП векторы длиной  $2^K$  ( $K$  — целое положительное) выборок при условиях

$$2_i^K > 2p_i; \quad 2_i^K \rightarrow \min \quad (5)$$

преобразуются в  $2_i^{K-1} + 1$  значений амплитудно-частотной характеристики в пределах

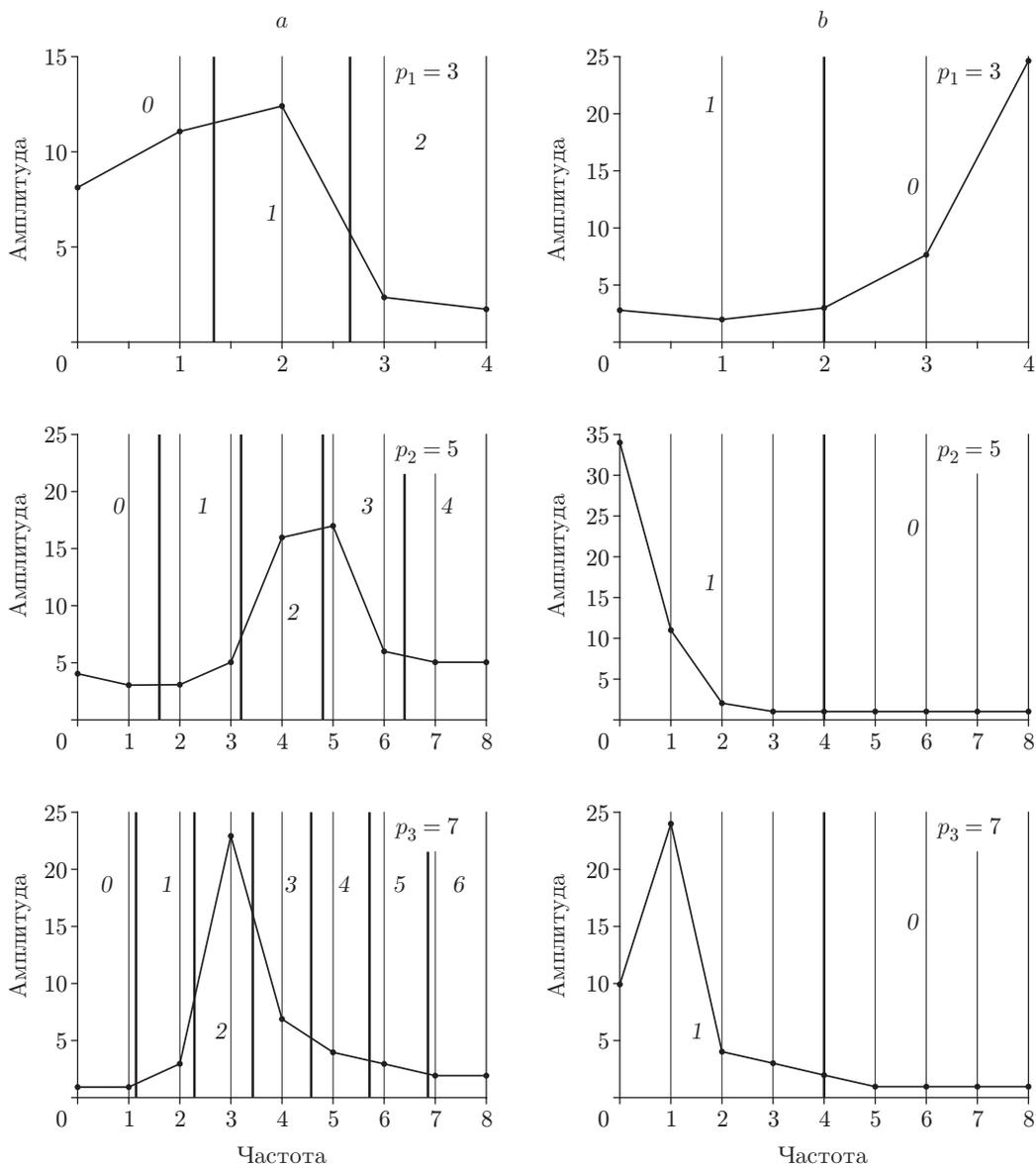


Рис. 4. Интерполяция к вычету: в основной (а) и дополнительной (б) ветвях модулярного АЦП в СОК по основаниям  $p_1 = 3$ ,  $p_2 = 5$ ,  $p_3 = 7$

первой зоны Найквиста. Переход к непозиционному представлению можно осуществить через интерполяцию к вычетам по основаниям  $p_i$  в основной ветви и по основанию 2 в дополнительной. В представленном примере (рис. 4) для АЦП, использующего метод элайсинга, в СОК по основаниям  $p_1 = 3$ ,  $p_2 = 5$ ,  $p_3 = 7$  максимальная площадь под кривой амплитудно-частотной характеристики в соответствующей непозиционной полосе частот даёт значения (сверху вниз): в основной ветви 1, 2, 2 и дополнительной — 0, 1, 1. Если спектр исходной гармоники располагался в чётной зоне Найквиста, то в первой формируется отражённое изображение и соответственно отражённое значение вычета. Исходя из признака чётности, синтезируемого в дополнительной ветви через смещение гармоники по частоте на  $f_i/4$  (см. рис. 2), производится или не производится вычитание полученного остатка из значения  $p_i - 1$ . В рассмотренном примере (см. рис. 4) окончательное значение вычетов по основаниям  $p_1 = 3$ ,  $p_2 = 5$ ,  $p_3 = 7$  есть  $\alpha_1 = 1$ ,  $\alpha_2 = (5 - 1) - 2 = 2$ ,  $\alpha_3 = (7 - 1) - 2 = 4$ .

Формирование позиционного двоичного числа можно осуществить через размещение на выходе модулярного АЦП микросхемы постоянного запоминающего устройства. Так, для позиционного 10-битного формата при условии  $P > 2^{10}$  по количеству простых оснований СОК возможны два крайних случая:  $\{29, 37\}P = 1073$  (11-разрядный адрес),  $\{3, 5, 7, 11\}P = 1155$  (12-разрядный адрес).

Для оценки быстродействия модулярного 10-битного АЦП рассмотрим схемы, где диапазон частот ГУН  $F = 1$  ГГц, используются элементарные АЦП прямого взвешивания и тактовая частота вычислений 1 ГГц. Расчёт задержки при формировании векторов выборок длиной, отвечающей условиям (5), при частотах АЦП (4) для двух крайних случаев показал, что максимальные времена сопоставимы:  $t\{37\} = 1,86$  мкс,  $t\{5\} = 1,84$  мкс. При условии одинаковых задержек сигнала в ГУН, а также при вычислении интерполяции к вычету можно сделать вывод, что за счёт выборки и фурье-анализа вектора меньшей длины второй вариант проявляет несколько большее быстродействие. Но по сравнению с современными позиционными устройствами (см. рис. 1) параметры модулярного АЦП (разрядность 10 бит, частота выборок  $\leq 0,5$  МГц) несопоставимы.

**Заключение.** Отсутствие серьёзного применения непозиционных преобразователей является следствием некоторой экзотичности таких систем, а также проблем позиционных АЦП, связанных с использованием аналогичных архитектур построения (последовательного приближения и конвейерной). Отсюда и вытекает несопоставимость параметров непозиционных преобразователей по сравнению с позиционными. Тем не менее рассмотренный в данной работе метод имеет серьёзный потенциал роста за счёт известных подходов к измерению параметров гармонического сигнала [11], развития теории и аппаратурного обеспечения в области сверхвысокочастотных устройств.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Аналого-цифровое** преобразование /Под ред. У. Кестера: Пер. с англ. М.: Техносфера, 2007. 1016 с.
2. **Каринский С. С., Шульгин В. А.** Аналого-цифровое и цифроаналоговое преобразование кода Грея // Автометрия. 1985. № 2. С. 48–51.
3. **Волынская А. В., Сергеев Б. С.** Аналого-цифровой преобразователь конвейерного типа // Фундаментальные исследования. 2012. № 6. С. 419–422.
4. **Стахов А. П.** Коды золотой пропорции. М.: Радио и связь, 1984. 152 с.
5. **Смирнов Д. Н.** Аналого-цифровой преобразователь в кодах «золотой пропорции» на основе нейронной архитектуры: Дис. ... канд. техн. наук. Пермь, 2007. 147 с.

6. **Смирнов А. А., Чемерисов А. Ю., Набродов П. А.** Принципы построения инфокоммуникационных систем для обработки и передачи параллельных данных. Ставрополь: Альфа Принт, 2009. 172 с.
7. **Акушский И. Я., Юдицкий Д. И.** Машинная арифметика в остаточных классах. М.: Сов. радио, 1968. 440 с.
8. **Абрамсон И. Т., Авров О. М., Лапкин Л. Я.** Кодирование электрических величин в системе остаточных классов // Автометрия. 1975. № 2(62). С. 23–29.
9. **Кожевников А. А.** Аналого-цифровые преобразователи в системе остаточных классов // Нейрокомпьютеры: разработка и применение. 2010. № 9. С. 26–28.
10. **Кожевников А. А., Беспалов К. П.** Конвейерные аналого-цифровые преобразователи, функционирующие в системе остаточных классов // Динамика сложных систем — XXI век. 2014. № 3. С. 11–14.
11. **Байдаров А. А.** Адаптивный цифровой измерительный преобразователь параметров гармонических сигналов на основе тройного преобразования: Дис. ... канд. техн. наук. Пермь, 2012. 173 с.

*Поступила в редакцию 12 января 2015 г.*

---