

УДК 681.142.621 : 681.3

В. Н. Вьюхин, Ю. А. Попов, Ю. Л. Тани

(Новосибирск)

**ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА КОГЕРЕНТНОЙ ВЫБОРКИ  
ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ ВЫСОКОРАЗРЯДНЫХ АЦП**

Получено аналитическое выражение, позволяющее вычислять уровень паразитных компонент в спектре сигнала в зависимости от ошибки когерентности. Результаты подтверждены компьютерным моделированием процесса когерентной выборки при наличии ошибки когерентности. Показано, что для измерения отношения сигнал/шум 24-разрядных АЦП целесообразно использовать метод когерентной выборки в сочетании с оконными функциями. Приведены результаты тестирования 24-разрядного АЦП ADS1210 фирмы "Burr-Brown".

Отношение сигнал/шум ( $S/N$ ) является наиболее универсальным параметром АЦП, характеризующим его шумы и дифференциальную нелинейность по всей шкале. Этот параметр измеряется путем подачи на вход АЦП гармонического сигнала, выполнения операции быстрого преобразования Фурье (БПФ) над массивом отсчетов и вычисления шума в частотной области. Однако при ограниченном объеме выборки в частотной области возникают краевые эффекты, известные как утечка спектральных компонент [1] и выражающиеся в появлении паразитных компонент в спектре сигнала. Эти компоненты превышают уровень шумов АЦП и затрудняют их измерение. Использование оконных функций для сглаживания временной выборки устраняет этот эффект лишь частично: так, например, спектр четырехчленного окна Блэкмана — Харриса, рекомендуемого для этих целей, начинает существенно расширяться с уровня  $-90$  дБ [1].

Другой способ получения чистой спектральной линии состоит в использовании метода когерентной выборки. В этом методе выборка содержит целое число периодов входного сигнала, что обеспечивает непрерывность сигнала и исключает краевые эффекты. Однако эксперименты показывают, что использовать этот метод для получения чистой спектральной линии амплитудой 100 дБ и выше чрезвычайно трудно. В материалах фирмы "Burr-Brown" при описании методики тестирования 16-разрядных АЦП методом когерентной выборки значение частоты входного сигнала приводится с точностью до 11 десятичных знаков [2]. В известной литературе нет сведений о количественной связи между уровнем паразитных компонент в спектре сигнала и ошибкой когерентности.

В настоящей работе эта задача решается аналитически, приводятся результаты компьютерного моделирования и натурного эксперимента, а также предлагается новый подход, пригодный для тестирования АЦП с числом разрядов до 24.

Входной тестовый сигнал представим в виде

$$S(t) = A_0 \sin(\omega_0 + \omega_0 \delta)t, \quad (1)$$

где  $\omega_0 = 2\pi f_0$  — частота сигнала, удовлетворяющая условию когерентной выборки;  $\delta = \Delta\omega/\omega_0$  будем называть ошибкой когерентности. Условие когерентности выборки имеет вид

$$f_0/f_n = K/N, \quad (2)$$

где  $f_n$  — частота дискретизации;  $N$  — объем выборки;  $K$  — количество периодов сигнала за время выборки, которое выбирается из ряда целых простых чисел в диапазоне  $1 \div N/2$ .

Перепишем (1) в виде

$$S(t) = A_0 \sin\omega_0 t \cdot \cos\delta\omega_0 t + A_0 \cos\omega_0 t \cdot \sin\delta\omega_0 t. \quad (3)$$

При  $\delta \ll 1$  выражение (3) можно представить таким образом:

$$S(t)' = A_0 \left[ \sin\omega_0 t \left( 1 - \frac{(\delta\omega_0 t)^2}{2} \right) \right] + A_0 (\delta\omega_0 t \cdot \cos\omega_0 t). \quad (4)$$

Членом, содержащим  $\delta^2$ , пренебрегаем и получаем

$$S(t)'' = A_0 \sin\omega_0 t + A_0 \delta\omega_0 t \cdot \cos\omega_0 t. \quad (5)$$

Ответственным за появление паразитных компонент в спектре выборки дискретизированного сигнала является второй член в (5), представляющий колебание с частотой  $\omega_0$ , модулированное по амплитуде пилообразным сигналом  $y(t)$ :

$$y(t) = A_0 \delta\omega_0 t. \quad (6)$$

Сигнал  $y(t)$  имеет период, равный длительности выборки  $T = N/f_n$ , и максимальное значение при  $t = T$ :

$$y(T) = A_0 \delta 2\pi K. \quad (7)$$

Разложение в ряд Фурье сигнала (6) имеет вид [3]:

$$y(t) = y(T) \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sum_{p=1}^{\infty} \frac{\sin p\omega_T t}{2^{p-1}} \right), \quad (8)$$

где  $\omega_T = \frac{2\pi}{T}$  — частотный бин.

Спектр амплитудно-модулированного колебания  $y_0(t) = y(t) \cdot \cos\omega_0 t$  (второй член в (5)) выражается в виде

$$S_a(\omega) = 1/2 \left[ S_0(\omega + \omega_0) + S_0(\omega - \omega_0) \right], \quad (9)$$

здесь  $S_0(\omega)$  — спектр сигнала  $y(t)$ .

Амплитуда первой паразитной гармоники в спектре сигнала (5) из (7) — (9) примет вид:

$$a_1 = A_0 \delta K. \quad (10)$$

Остальные гармоники будут затухать по закону  $1/n$ . Полученное соотношение устанавливает количественную связь между уровнем паразитных гар-

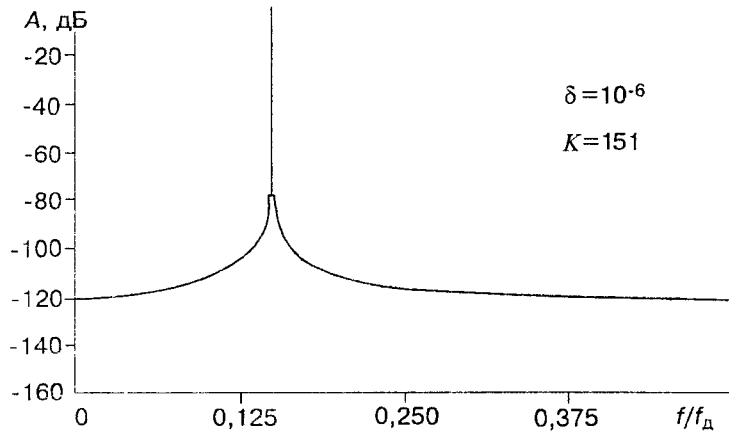


Рис. 1

моник в спектре дискретизированного сигнала, ошибкой когерентности  $\delta$  и количеством периодов сигнала в массиве выборки.

Проводилась проверка полученного результата методом компьютерного моделирования. Отсчеты «идеального» 24-разрядного АЦП, на вход которого подан «идеальный» гармонический сигнал единичной амплитуды, вычислялись по формуле

$$A_i = \sin \frac{2\pi i}{N} K(1 - \delta), \quad i = 0, \dots, N - 1. \quad (11)$$

В (11) смысл  $K$ ,  $\delta$  и  $N$  прежний.

Затем массив из 1024 отсчетов подвергался БПФ, спектр массива выводился на печать. При  $\delta = 0$  в спектре присутствует одна линия. Вид спектра при  $\delta = 10^{-6}$  и  $K = 151$  приведен на рис. 1. Расхождение в уровнях первой паразитной гармоники по результатам моделирования и расчетам по (10) не превышает 1–2 дБ, что характеризует хорошую точность выражения (10).

Теперь покажем, как определять допустимую ошибку частоты входного сигнала  $\delta$  для конкретных случаев. Для этого зададим условие: уровень третьей паразитной гармоники не должен превышать уровня спектра шумов АЦП. Если средний квадрат шума АЦП есть  $\sigma_{ш}$ , то в частотной области шумы будут

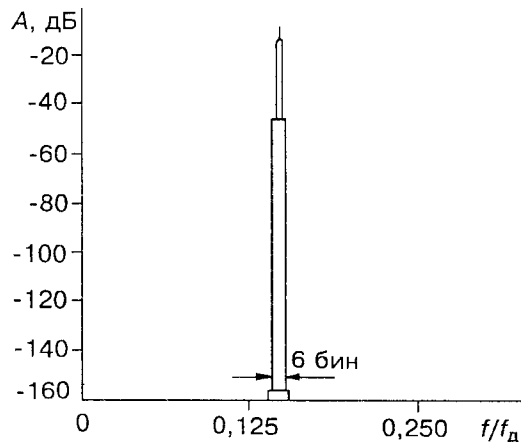


Рис. 2

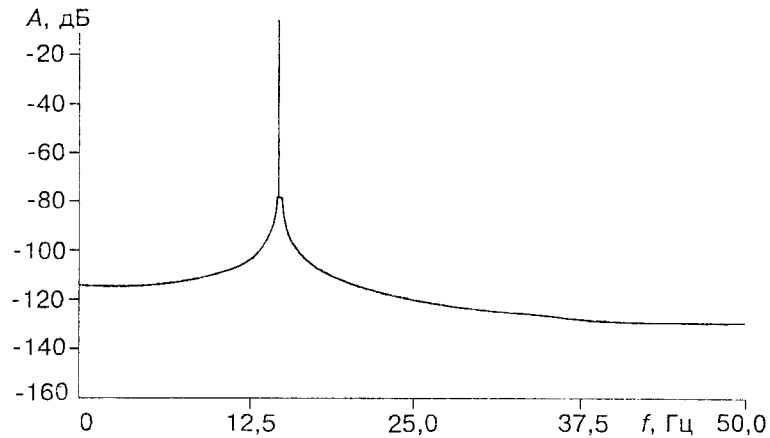


Рис. 3

распределены в  $N/2$  бинах и уровень шумов в спектре при их равномерном распределении выражается в виде

$$S_{ш} = \sigma_{ш} / \sqrt{N/2}. \quad (12)$$

Максимальный уровень третьей гармоники из (8), (10) будет следующим:

$$a_3 = \frac{\sigma_{ш} \delta K D}{3} \frac{D}{2}, \quad (13)$$

где  $D$  — диапазон АЦП.

Приравняв правые части (12) и (13), находим допустимую ошибку когерентности:

$$\delta \leq \frac{\sigma_{ш}}{K D \sqrt{N/2}}. \quad (14)$$

Произведем расчет значений  $\delta$  для двух случаев: 24-разрядного АЦП с уровнем шума  $\sigma_{ш} = 2,5$  кванта (микросхема ADS1210 фирмы "Burr-Brown") и 16-разрядного АЦП с  $\sigma_{ш} = 1$  квант. Принимаем  $K = 151$ ,  $N = 1024$ . Расчеты по (14) дают соответственно:  $\delta_{24} < 3,8 \cdot 10^{-9}$ ;  $\delta_{16} < 3,7 \cdot 10^{-7}$ .

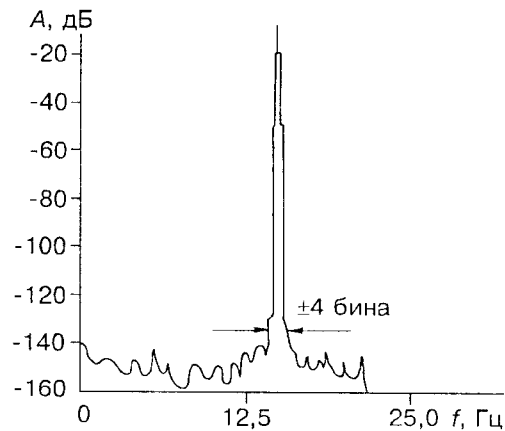


Рис. 4

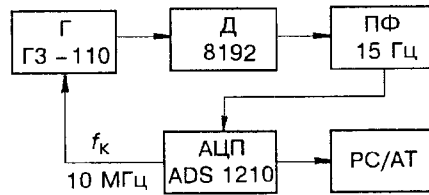


Рис. 5

Приведенные примеры показывают, что в обычных лабораторных условиях реализовать метод когерентной выборки для тестирования 16–24-разрядных АЦП не представляется возможным из-за высоких требований к точности частоты тестового сигнала. Поэтому нами предлагается применить для этих целей сочетание двух методов: когерентной выборки и оконной функции. Экспериментально определено, что спектр четырехчленного окна Блэкмана — Харриса имеет приемлемую ширину 3 бина до уровня  $-70$  дБ. Соответственно на  $70$  дБ может быть увеличена допустимая ошибка когерентности по сравнению с ранее приведенными расчетами, после чего она будет приемлема для практики. Ценой за полученное качество является уменьшение амплитуды основной гармоники на  $\sim 6$  дБ и уширение спектральной линии на  $\pm 3$  бина от основной гармоники, которые должны быть исключены из расчета шумов. На рис. 2 представлен результат компьютерного моделирования метода когерентной выборки в сочетании с методом оконной функции. Из рисунка видно, что при ошибке когерентности  $10^{-5}$  ширина спектра сигнала не превышает  $\pm 3$  бина до уровня  $-155$  дБ относительно шкалы.

На рис. 3, 4 приведены результаты тестирования 24-разрядного АЦП ADS1210 фирмы "Burr-Brown" методом когерентной выборки и методом когерентной выборки с окном. Схема экспериментальной установки приведена на рис. 5. АЦП выполнен в виде платы PC. Генератор сигнала ГЗ-110 синтезаторного типа работает в режиме внешней опорной частоты  $f_k = 10$  МГц, которая поступает с платы АЦП. Такой способ включения генератора снижает влияние дрейфов опорной частоты на ошибку выполнения условия когерентности (2). Необходимая точность установки частоты в области низких частот достигается с помощью делителя частоты (Д) с коэффициентом деления 8192. Полосовой фильтр (с полосой  $15 \pm 0,5$  Гц) выделяет основную гармонику сигнала с выхода делителя, а также уменьшает уровень шумов и помех генератора ГЗ-110. Остаточные гармоники и комбинационные частоты в спектре сигнала подавлялись программным цифровым фильтром с частотой среза  $25$  Гц. Частота дискретизации  $f_d \sim 100$  Гц, частота сигнала рассчитывалась точно из (2) для  $K = 151$ ;  $N = 1024$ ;  $f_c \sim 15$  Гц с точностью до 6 десятичных знаков.

Из представленных результатов видно, что метод когерентной выборки с окном снижает значение паразитных гармоник в спектре (исключая  $\pm 4$  бина относительно основной) до уровня шумов  $-140$  дБ и позволяет измерять отношение сигнал/шум  $120$  дБ и выше. Метод когерентной выборки дает результаты на  $35$  дБ хуже.

В заключение выскажем общее соображение, касающееся тестирования 24-разрядных АЦП. Любая методика тестирования даст полностью достоверные результаты лишь тогда, когда в ней участвуют все кодовые комбинации АЦП. 24-разрядные АЦП обеспечивают свою разрядность лишь на низких частотах дискретизации (типично менее  $100$  Гц), поэтому обеспечить перебор всех комбинаций за разумное время нереально. Исключение составляет методика измерения динамического диапазона АЦП, для вычисления которого необходимо измерить шумы в одной или нескольких точках шкалы. Поэтому при использовании 24-разрядных АЦП следует учитывать, что их параметры получены при «малом» числе точек, а поведение погрешностей во всех точках шкалы можно лишь прогнозировать исходя из внутренней архитектуры схемы

и причинно-следственных связей метрологических характеристик. Например, метод сигма—дельта-модуляции, используемый в 24-разрядных АЦП, обеспечивает монотонность характеристики преобразования, что дает право изготовителям микросхем гарантировать проектом отсутствие пропущенных кодов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kester W. DSP test techniques keep flash ADC in check // EDN. 1990. P. 133.
2. IC Data Book — Data Conversion Products. Burr-Brown, 1995. P. 2. (Каталог фирмы "Burr-Brown").
3. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986.

*Поступила в редакцию 4 марта 1997 г.*

---

---

Реклама продукции в нашем журнале — залог Вашего успеха!