

Определение оптимального соотношения между дискретизацией и квантованием для СВЧ АЦП

Г. Алексеев¹, А. Калёнов², И. Мухин, к. т. н.³, В. Репин, к. т. н.⁴

УДК 621.3 | ВАК 05.27.01

При создании и использовании аналого-цифровых преобразователей, работающих в СВЧ-диапазоне, актуальна задача обеспечения оптимального соотношения между их частотой дискретизации и разрядностью. О некоторых подходах к решению данной проблемы рассказывается в статье.

В основе преобразования аналогового сигнала в цифровой вид лежит теорема Котельникова, связывающая ширину полосы обрабатываемого сигнала с тактовой частотой, выбор которой математически обоснован для любых реальных сигналов. Для низкочастотных приложений аналого-цифровых преобразователей (АЦП), обычно для обработки звукового сигнала, приняты стандартные частоты сэмплирования и разрядности преобразователей. В случае разработки СВЧ-преобразователей возникает проблема увеличения разрядности с повышением частоты дискретизации. Возрастает сложность структуры АЦП, встает вопрос о ее реализуемости в рамках определенных базисных технологий и появляется проблема роста потребляемой мощности.

В то же время разработчики аппаратуры выдвигают требования, связанные с ростом скорости передачи потока данных – параметра битрейт, определяемого как произведение разрядности на тактовую частоту, а также требования увеличения динамического диапазона преобразователей. Один из способов расширения динамического диапазона АЦП представлен в [1]. Требование об увеличении скорости потока выдвигается разработчиками зачастую без учета сложностей реализации таких преобразователей и без выбора оптимального соотношения между разрядностью и частотой дискретизации. Очевидно, что частота преобразования должна соответствовать критерию Найквиста для полосы входных частот, но при этом точность, определяемая шагом (уровнями)

квантования, может быть недостаточна, а при заданной точности не всегда возможно достичь требуемой тактовой частоты.

Проанализируем результат оцифровки произвольного сигнала с помощью идеальных АЦП без учета дифференциальных и интегральных искажений. На рис. 1 представлены два графика, иллюстрирующие обработку произвольного периодического сигнала с помощью быстрого, но грубого (рис. 1а) АЦП и медленного, но точного (рис. 1б) АЦП. На обоих графиках видна существенная погрешность преобразования. Графики изображают величину входного сигнала в зависимости от времени и значения сигналов, полученные на выходе высокоразрядного ЦАП, стоящего после исследуемых идеализированных АЦП, а погрешность преобразования в данном случае определяется как разность между значениями входного сигнала и сигналов с выхода ЦАП в данные моменты времени.

На рис. 2 представлены графики нормированного линейно нарастающего сигнала с различной скоростью нарастания и результаты их обработки АЦП прямого преобразования, у которых тактовая частота равна частоте дискретизации, наиболее распространенными в области СВЧ. Показаны результаты обработки сигнала и последующего его восстановления преобразователями с различными соотношениями шагов квантования и частот дискретизации. Как видно, при высокой крутизне мы получаем избыточное квантование (разрядность), а при низкой крутизне – избыточную частоту преобразования. Избыточным квантованием мы считаем случай, когда за один период дискретизации сигнал изменяется на несколько квантовых уровней. Аналогично и для случая передискретизации, когда нескольким отсчетам соответствует один квантовый уровень.

Представим входной сигнал в виде треугольных импульсов, что является кусочно-линейной моделью синусоидального сигнала. Для того чтобы изменение

¹ МИЭТ, кафедра интегральной электроники и микросистем (ИЭМС), аспирант, g.alekseev@mri-progress.ru.

² МИЭТ, кафедра ИЭМС, аспирант, kalenov@mri-progress.ru.

³ АО «НИИМА «Прогресс», начальник отделения, iimukhin@mri-progress.ru.

⁴ АО «НИИМА «Прогресс», заместитель начальника отделения, repin@mri-progress.ru.

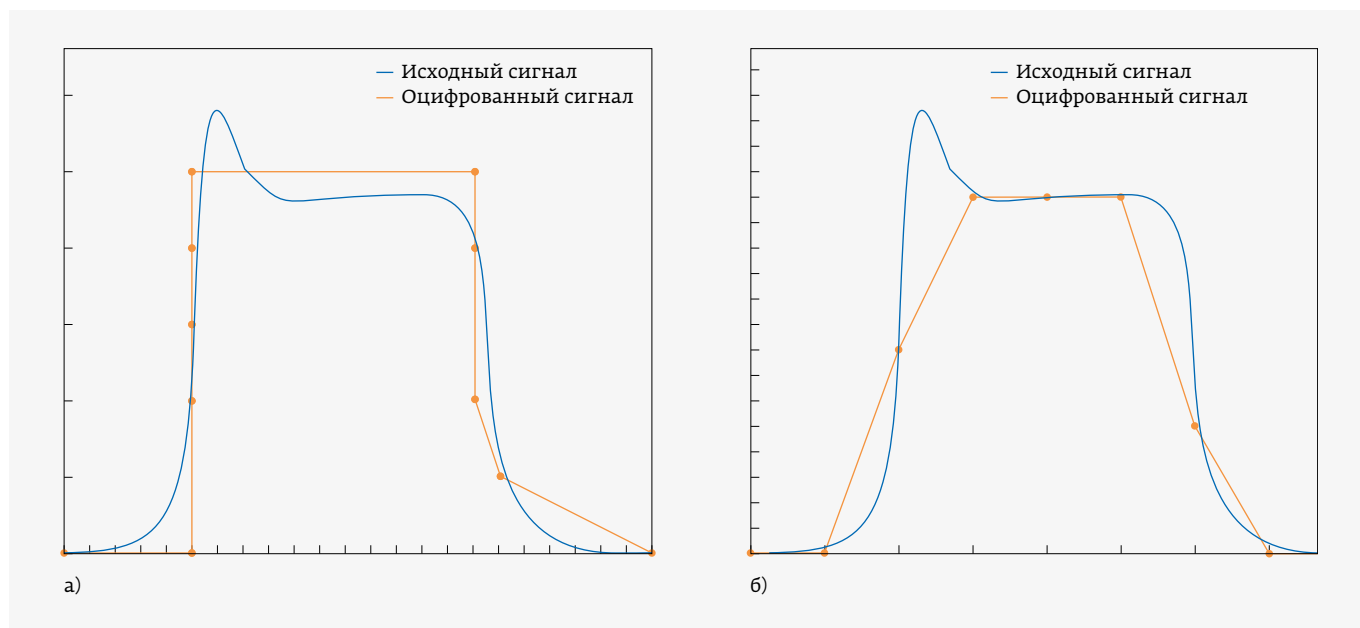


Рис. 1. Обработка сигнала быстрым низкоразрядным АЦП (а) и медленным высокоразрядным АЦП (б)

на один квант происходило за один период дискретизации, скорость нарастания сигнала V_H должна быть равна:

$$V_H = \frac{U_{\max}}{2^N} \frac{1}{T_s} = \frac{U_{\max}}{2^N} f_s = u f_s, \quad (1)$$

где U_{\max} – амплитуда входного однополярного сигнала,

f_s – тактовая частота,

$T_s = 1/f_s$ – период дискретизации,

u – квант преобразования по входному напряжению,

N – разрядность преобразователя.

Для синусоидального сигнала $U(t) = U_{\max} \cdot \sin(2\pi ft)$, где f – частота сигнала, а $U_{\max} = u 2^N / 2$, максимальная скорость изменения сигнала V_H получается вычислением производной от $U(t)$, при максимальном значении $\cos(2\pi ft) = 1$. Приравняв скорость нарастания к изменению сигнала на один квант за один период дискретизации получим $V_H = u(2^N/2) 2\pi f = u / T_s$, откуда

$$f = \frac{f_s}{2^N \pi}. \quad (2)$$

Таким образом, для получения максимальной точности преобразования при линейной аппроксимации сигнала частота дискретизации или разрядность выбираются исходя из заданной скорости нарастания сигнала в соответствии с выражением (1). В случае синусоидального сигнала надо определить максимальную частоту из полосы обрабатываемого сигнала после антиалиазингового фильтра из разложения в ряд

Фурье, задать один из параметров (частоту дискретизации или разрядность) и выбрать второй параметр в соответствии с выражением (2), при этом мы получаем значения частоты дискретизации значительно выше, чем требует теорема Котельникова. В общем случае эффект передискретизации находит широкое применение при обработке сигналов. Если реализация антиалиазингового фильтра с требуемыми значениями частот и величины подавления вызывает трудности, то следует допустить определенную степень

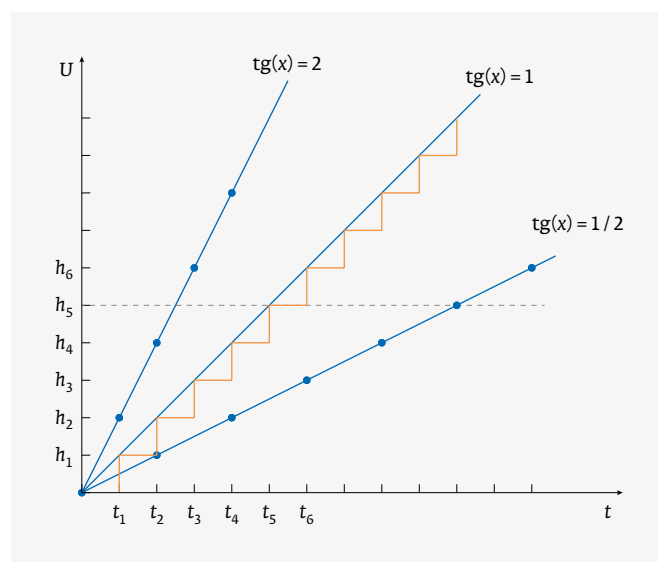


Рис. 2. Реакция на линейный сигнал с различной скоростью нарастания

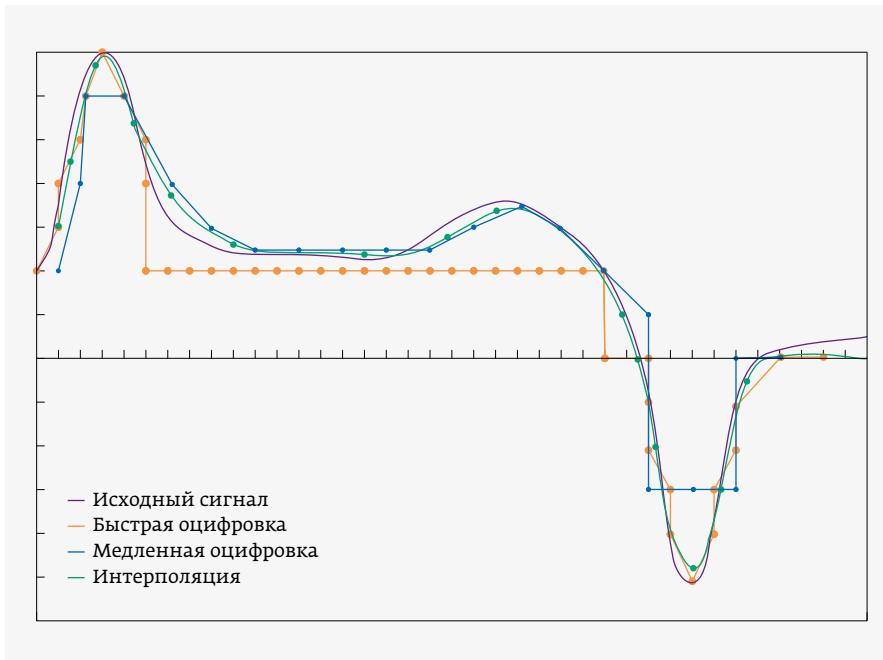


Рис. 3. Обработка сигнала быстрым и медленным АЦП и с учетом интерполяции

передискретизации, выбрав АЦП с более высокой частотой преобразования [2]. С другой стороны, если для потребителя важнейшим параметром является шум квантования или отношение сигнал-шум (SNR), то целесообразно увеличение разрядности. При этом:

$$SNR = 6,02 N + 1,76 + 10 \lg (f_s / (2 \cdot BW)), \quad (3)$$

где BW – полоса частот оцифровываемого сигнала [2]. Как видно, в реальной практике возникают отклонения от оптимального использования аппаратных возможностей конкретного преобразователя, связанные с дополнительными требованиями по шумам, искажениям и другим параметрам АЦП.

В настоящее время большинство СВЧ АЦП выполняется по структурной схеме, содержащей несколько

преобразователей, на которые через устройства выборки и хранения (УВХ) подается сигнал с заданным фазовым сдвигом, что позволяет увеличить частоту дискретизации в количество раз, соответствующее числу преобразователей.

Возможно также применение структурной схемы, содержащей несколько преобразователей, которые будут различаться как частотой дискретизации, так и разрядностью. Рассмотрим данный принцип на примере использования двух АЦП: быстрого – с разрядностью N_f и частотой дискретизации F_f и медленного – с разрядностью N_s и частотой дискретизации F_s (рис. 3). При этом $N_s = N_f + 1$, а $F_f = 2 F_s$. Реализация таких преобразователей проще, чем создание АЦП с разрядностью N_s и частотой дискретизации F_f .

При обработке сигнала в преобразователях данного типа учитываются значения, полученные в точках дискретизации медленного АЦП и зафиксированные в его УВХ; а значения, полученные в соседних с ними точках дискретизации быстрого АЦП и сохраненные в его УВХ, корректируются путем интерполяции между данными от быстрого и медленного АЦП. Как видно из рис. 3, точность воспроизведения сигнала с помощью двух АЦП при интерполяции значительно превышает точность обработки отдельными АЦП.

Возможно использование различных структур и элементных базисов для медленного и быстрого АЦП, что позволит снизить потребление энергии при заданной точности преобразования.

Применение АЦП с высокой тактовой частотой увеличивает точность на фронтах сигнала, а АЦП с низкой тактовой частотой, но большей разрядностью, позволит повысить точность преобразования для медленных сигналов, а также снизить зависимость от погрешностей, связанных с джиттером, присущих СВЧ АЦП.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Алексеев Г., Морозов Д., Мухин И., Репин В.** Расширение динамического диапазона СВЧ АЦП с помощью логарифмических усилителей // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 2018. № 6. С. 94–98.
2. Аналого-цифровое преобразование / Под ред. У. Кестера. – М.: ТЕХНОСФЕРА, 2007. 1016 с.

ООО
СМП

ИНТЕРНЕТ-МАГАЗИН

www.SMD.ru

электронные
для поверхностного
монтажа

НОВОЕ В ПРОГРАММЕ ПОСТАВОК

- Микромощный ТСХО генератор на 32 768КГц
- Мосты на диодах Шоттки TS140S и TS240S

Москва, Ленинградский пр., 80 к. 32; e-mail: sale@smd.ru
Тел.: +4999 758-7396, +4999 940-6244, +4999 943-8780



Разработка и производство конденсаторов

оксидно-электролитические алюминиевые конденсаторы

K50-15, K50-17, K50-27, K50-37, K50-68, K50-74, K50-76, K50-77, K50-80, K50-81, K50-83, K50-84, K50-85, K50-86, K50-87, K50-88, K50-89, K50-90, K50-91, K50-92, K50-93, K50-94, K50-95(чип), K50-96, K50-98

объемно-пористые танталовые конденсаторы

K52-1, K52-1M, K52-1BM, K52-1B, K52-9, K52-11, K52-17, K52-18, K52-19, K52-20, K52-21, K52-24, K52-26(чип), K52-27(чип)

оксидно-полупроводниковые танталовые конденсаторы

K53-1A, K53-7, K53-65(чип), K53-66, K53-68(чип), K53-71(чип), K53-72(чип), K53-74(чип), K53-77(чип), K53-78(чип)

суперконденсаторы (ионисторы)

K58-26

накопители электрической энергии на основе модульной сборки суперконденсаторов

Система менеджмента качества сертифицирована на соответствие требованиям ISO 9001

Россия, 427968, Удмуртская Республика, г. Сарапул, ул. Калинина, 3
Тел.: (34147) 2-99-53, 2-99-89, 2-99-77, факс: (34147) 4-32-48, 4-27-53
e-mail: elecond-market@elcudm.ru, <http://www.elecond.ru>