

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Кафедра конструирования и производства радиоэлектронной аппаратуры
(КИПР)

УТВЕРЖДАЮ

Зав. кафедрой КИПР

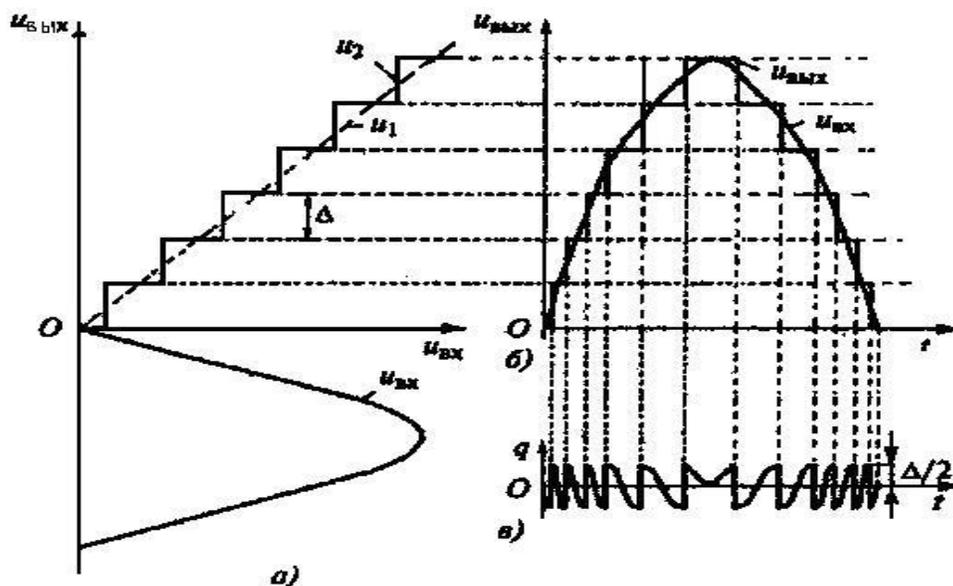
В.Н.Татаринов

« ____ » _____ 2012 г.

Исследование аналого-цифрового и цифроаналогового
преобразования сигналов
РУКОВОДСТВО

к лабораторной работе по дисциплинам «Основы радиоэлектроники и связи»
и «Радиотехнические цепи и сигналы» для студентов радиоконструкторского
факультета специальностей 210201 «Проектирование и технология
радиоэлектронных средств» и 160905 (201300) «Техническая эксплуатация
транспортного радиооборудования»

Разработчики: доценты кафедры КИПР,
кандидаты физико- математических наук
В.Г. Козлов и А.П. Кулинич



2012

1 Цели работы

Изучение принципов действия преобразователей аналогового сигнала в цифровой сигнал и наоборот.

Снятие статических характеристик преобразователей.

Наблюдение осциллограмм преобразованных сигналов при разных частотах дискретизации и разрядности цифрового сигнала.

2 Общие теоретические сведения о преобразователях аналогового сигнала в цифровой сигнал и цифрового сигнала в аналоговый

2.1 Цифровое представление сигналов

Процесс преобразования аналогового сигнала в цифровой состоит из трёх операций (рисунок 2.1): дискретизации по времени, квантования по уровню величины напряжения или силы тока и кодирования .

Дискретизация - процесс преобразования непрерывного во времени сигнала в дискретную последовательность отсчетов (выборок), следующих с определенным временным интервалом Δt , по которым можно вновь восстановить первичный сигнал. В простейшем случае при дискретизации непрерывного сигнала формируется множество его отсчетных значений в виде коротких импульсов соответствующей амплитуды, следующих через интервал времени Δt . При этом амплитуда k -го отсчета $u_k(t)$ равна значению непрерывного сигнала $u(t)$ в момент времени $t = k \cdot \Delta t$ (рисунок 2.1, а, б).

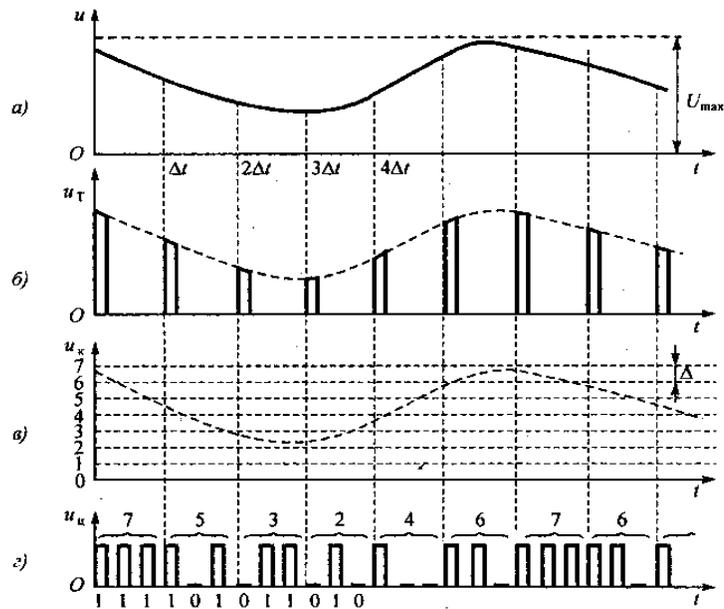


Рисунок 2.1 - Последовательность аналого-цифрового преобразования сигнала: а — аналоговый сигнал; б — дискретизация по времени; в — квантование по уровню; г — кодирование двоичным кодом - цифровой сигнал [1]

Для представления дискретных отсчетов цифровыми сигналами (*кодирования*) их предварительно квантуют по уровню. В процессе квантования весь диапазон возможных изменений уровня аналогового сигнала от 0 до U_{max} разбивается на определенное число фиксированных уровней, отстоящих друг от друга на величину Δ , называемую *шагом квантования* (рисунок 2.1, в). Различают равномерное (Δ - постоянная величина) и *неравномерное* (Δ - переменная величина) квантование. Неравномерное квантование применяется при большом динамическом диапазоне квантуемого сигнала.

При квантовании каждому фиксированному уровню сигнала $u_k(t)$ присваивают определенное значение в форме условного числа - цифрового кода. Наиболее часто используют двоичные цифровые коды, составленные из n (n - целое натуральное число) разрядов, каждый из которых представлен «1» - импульсом или «0» - паузой. Общее число уровней квантования составляет 2^n . Величина шага квантования Δ (рисунок 2.1, в) связана с количеством разрядов двоичного кода формулой:

$$\Delta = U_{max} / 2^n. \quad (2.1)$$

На рисунке 2.1 показано квантование некоторого временного отрезка однополярного аналогового сигнала [1] $2^n = 2^3 = 8$ уровней, что соответствует трехразрядному коду. На временной оси трехразрядный код изображается различными комбинациями из трех импульсов и пауз. Каждый из этих импульсов на одном интервале дискретизации Δt в соответствии с занимаемой позицией, отвечающей разряду $2^2, 2^1, 2^0$, имеет множитель 1 или 0. Наличие на данном интервале дискретизации импульсов с тем или иным множителем определяет уровень квантования. В частности, при кодировании значения напряжения $u(t) = 7$ ($1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 7$) каждый разряд имеет множитель 1, чему соответствует присутствие всех трех импульсов на интервале дискретизации – множители «111». Аналогично значение $u(2\Delta t) = 3$ ($0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 = 3$) представлено двоичным кодом, состоящим из множителей «011», то есть паузой и двумя импульсами. Используется также метод кодирования отсчетов непрерывного сигнала, при котором разрядные импульсы (и паузы) следуют в одном временном интервале без промежутков и несколько импульсов могут сливаться в один более длинный импульс.

Процесс преобразования непрерывного сигнала в цифровой сопровождается округлением мгновенных значений до ближайших разрешенных уровней квантования (рисунок 2.1, в). В результате этого при восстановлении аналогового сигнала из дискретного возникает систематическая погрешность, величина которой не превышает половины шага квантования. Погрешность (ошибка) квантования, представляющая собой разность между исходным сигналом и сигналом, восстановленным по квантованным отсчетам, называется шумом квантования. Качество квантования характеризуют отношением сигнал/шум – чем выше это

отношение, тем ближе квантованный (цифровой) сигнал к не квантованному. Так как уровень шума квантования определяется числом уровней квантования, то его можно сделать достаточно малым, увеличивая число уровней. Однако это ведет к расширению спектра сигнала.

Для восстановления первичного аналогового сигнала из дискретизированного с малыми искажениями, необходимо выбрать интервал дискретизации Δt . Чем он короче, тем меньше будет отличаться функция $u_k(t)$ от плавной кривой. Но с уменьшением интервала Δt усложняется устройство обработки. При большом интервале Δt возрастают искажения и потери информации при восстановлении аналогового сигнала из цифрового.

Оптимальную величину интервала дискретизации устанавливает *теорема Котельникова (теорема отсчетов)*, которая определяет также и оптимальный способ его восстановления по отсчетным значениям посредством временного ряда (ряда Котельникова). Согласно теореме *произвольный сигнал $u(t)$, спектр которого ограничен частотой F_g , может быть восстановлен по своим дискретным отсчетам, взятым с интервалом времени $\Delta t = 1/2F_g$ секунд.*

Сигнал $u(t)$ представляется временным рядом Котельникова:

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k \cdot \Delta t) \frac{\sin \omega_g(t - k \cdot \Delta t)}{\omega_g(t - k \cdot \Delta t)}, \quad (2.2)$$

где, k -номер отсчета; $u(k \cdot \Delta t)$ - значение непрерывного сигнала в точках отсчета; $\omega_g = 2\pi F_g = \pi / \Delta t$ - верхняя частота спектра сигнала. Непрерывная функция $u(t)$ определяется совокупностью дискретных отсчетов в моменты времени $k \cdot \Delta t$. Простейшие сигналы вида

$$s_k(t) = \frac{\sin \omega_g(t - k\Delta t)}{\omega_g(t - k\Delta t)}, \quad (2.3)$$

ортогональные друг другу на интервале времени $[-\infty, \infty]$, называются *функциями отсчетов (базисными функциями Котельникова (рисунок 2.2))*.

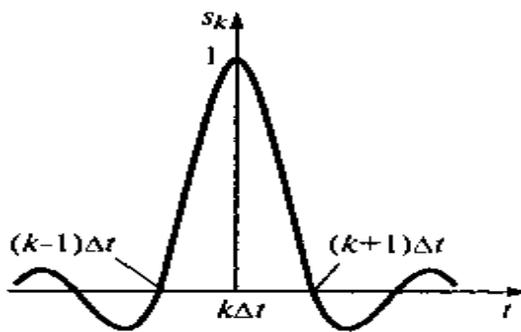


Рисунок 2.2 – Базисная функция Котельникова [1, 2]

Аппроксимация непрерывного сигнала $u(t)$ рядом Котельникова (2.2) иллюстрируется временными диаграммами на рисунке 2.3. На графике построены четыре первых члена ряда, соответствующие отсчётам сигнала в моменты времени $0, \Delta t, 2 \cdot \Delta t, 3 \cdot \Delta t$. При суммировании этих членов ряда в любые отсчётные моменты времени $k \Delta t$, непрерывный сигнал абсолютно точно аппроксимируется независимо от числа выбранных отсчётов. В интервале же между любыми отсчётами сигнал $u(t)$ аппроксимируется тем точнее, чем больше суммируется членов ряда.

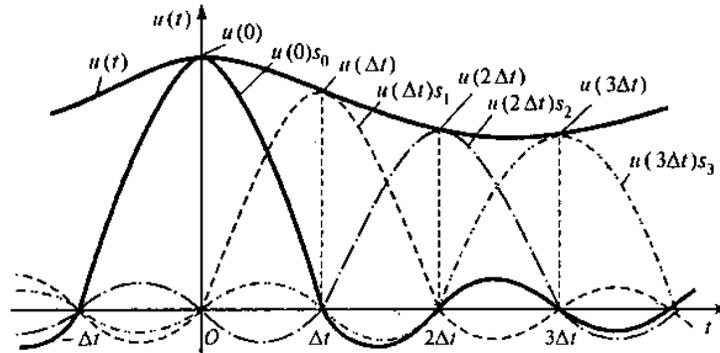


Рисунок 2.3 - Аппроксимация аналогового сигнала временным рядом Котельникова

Практическая значимость теоремы Котельникова заключается в том, что она даёт теоретическое обоснование возможности передачи непрерывных сообщений дискретными значениями.

Дискретизация непрерывного сигнала. Преобразование непрерывного сигнала в дискретный $u_d(t)$ можно представить операцией перемножения непрерывного сигнала $u(t)$ и дискретизирующей последовательности $y(t)$ в виде прямоугольных импульсов единичной амплитуды и большой скважности - $u_d(t) = u(t)y(t)$.

Эту операцию осуществляют с помощью электронного ключа K , состояние которого «Открыто» и «Закрыто» управляется генератором прямоугольных импульсов Γ (рисунок 2.4, а) [1, 2]. Длительность дискретизирующих импульсов τ_u должна быть много меньше интервала дискретизации Δt . Поэтому скважность импульсной последовательности выбирают достаточно большой, ($T_u/\tau_u \gg 1$). Принцип формирования дискретного сигнала показан на рисунке 2.4, б...г, где изображены графики функций $u(t)$, $y(t)$ и $u_d(t)$ [1, 2].

Спектральный состав дискретного сигнала $u_d(t)$. Пусть непрерывный сигнал $u(t)$ имеет спектральную плотность $S(\omega)$ (рисунок. 2.5, а), а последовательность дискретизирующих прямоугольных импульсов $y(t)$ задана рядом Фурье:

$$y(t) = \frac{\tau_u}{\Delta t} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos n\omega_1 t \right], \quad (2.4)$$

где круговая частота $\omega_1 = 2\pi / \Delta t$, а коэффициенты I_n равны:

$$I_n = \frac{\sin(n\omega_1\tau_u / 2)}{n\omega_1\tau_u / 2} \quad (2.5)$$

Используя теорему о спектрах – «Спектр произведения двух сигналов равен свертке спектров этих сигналов» - спектральную плотность дискретного сигнала $u_\delta(t)$ запишем в следующем виде:

$$S_\delta(\omega) = \frac{\tau_u}{\Delta t} \left[S(\omega) + \sum_{n=1}^{\infty} I_n S(\omega - n\omega_1) + \sum_{n=1}^{\infty} I_n S(\omega + n\omega_1) \right]. \quad (2.6)$$

Так как при $n = 0$ коэффициент $I_0 = 1$, то выражение для спектральной плотности дискретного сигнала (2.6) можно записать в более компактном виде:

$$S_\delta(\omega) = \frac{\tau_u}{\Delta t} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin(n\omega_1\tau_u / 2)}{n\omega_1\tau_u / 2} S(\omega - n\omega_1) \right]. \quad (2.7)$$

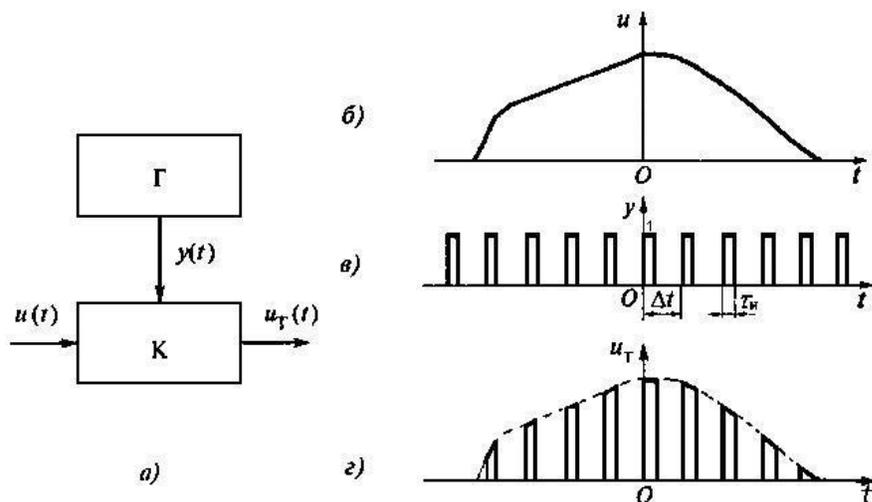


Рисунок 2.4 - Принцип формирования дискретного сигнала: а-структурная схема дискретизатора; б- непрерывный первичный сигнал; в -дискретизирующая последовательность импульсов; г- дискретный сигнал на выходе ключа

Графики спектральной плотности непрерывного первичного сигнала и соответствующего дискретного сигнала, показаны на рисунке 2.5 [1, 2].

Сформулируем основные свойства спектров дискретных сигналов:

- *спектральная плотность $S_\delta(\omega)$ дискретного сигнала $u_\delta(t)$ представляет собой бесконечную последовательность спектральных плотностей $S(\omega)$ исходного непрерывного сигнала $u(t)$ сдвинутых друг относительно друга на частоту дискретизации ω_1 ;*

- огибающая спектральной плотности $S_o(\omega)$ дискретного сигнала $u_d(t)$ с точностью до коэффициента $1/\Delta t$ повторяет огибающую спектральной плотности дискретизирующего прямоугольного импульса.

Чтобы восстановить непрерывный сигнал $u(t)$ из дискретного $u_d(t)$, достаточно выделить центральную часть спектра $S_o(\omega)$ при помощи идеального ФНЧ с коэффициентом передачи $K(\omega) = K_0$ в области $-\omega_g \leq \omega \leq \omega_g$. АЧХ идеального ФНЧ показана штриховой линией прямоугольной формы на рисунке 2.5 б. Реальный ФНЧ имеет частотную характеристику, отличную от идеальной из-за конечной крутизны скатов АЧХ, которая перекрывает несколько лепестков спектра дискретного сигнала. (штрих - пунктирная линия на рисунке 2.5, б). Этот недостаток устраняется уменьшением интервала дискретизации непрерывного сигнала. При этом отдельные составляющие спектра дискретного сигнала достаточно удалены друг от друга по оси частот и не перекрываются (как это и показано на рисунке 2.5, б). Поэтому они могут быть легко выделены реальным ФНЧ или ПФ, с центральной частотой полосы пропускания, совпадающей с частотой дискретизации [1, 4].

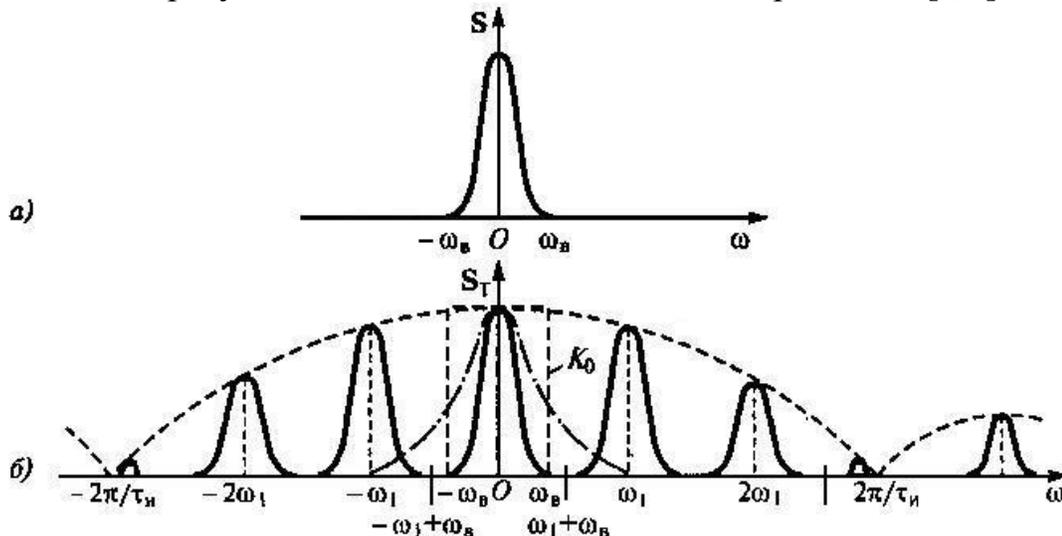


Рисунок 2.5 - Спектральная плотность сигналов: а – непрерывного первичного; б- дискретного

С уменьшением длительности дискретизирующего импульса τ_u амплитуды спектральных составляющих с ростом частоты убывают медленнее. В предельном случае, при $\tau_u \rightarrow 0$, спектр дискретного сигнала будет представлять собой бесконечную последовательность «копий» спектров исходного сигнала, имеющих одинаковые амплитуды. Если одновременно с уменьшением длительности увеличивать амплитуду импульса так, чтобы его площадь оставалась неизменной и равной единице, то теоретически дискретизирующим сигналом может быть бесконечная последовательность дельта-функций, что упрощает анализ аналоговых сигналов. В частности, спектральную плотность $S_o(\omega)$ можно вычислить непосредственно по совокупности временных отсчетов $\{u(k \Delta t)\}$,

когда сигнал $u_{\delta}(t)$ представляет последовательность дельта-функций, следующих с интервалом времени Δt , а амплитудные коэффициенты этих функций будут равны по величине уровням аналогового сигнала в точках дискретизации $t = k \cdot \Delta t$. Величина дискретного сигнала:

$$u_{\delta}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t)\delta(t - k\Delta t). \quad (2.8)$$

Спектральную плотность $S_{\delta}(\omega)$ можно вычислить по совокупности временных отсчетов $\{u(k\Delta t)\}$, применив прямое преобразование Фурье к сигналу (2.8) и учтя фильтрующее свойство дельта-функции («интеграл от произведения дельта-функций на функцию сигнала равен значениям амплитуды сигнала в отсчетные моменты времени» [2]. С учетом этого спектральную функцию $S_{\delta}(\omega)$ получим в следующем виде

$$S_{\delta}(\omega) = \sum_{k=0}^{\infty} u(k\Delta t)e^{-j\omega k\Delta t}, \quad (2.9)$$

позволяющем сократить время обработки аналоговых сигналов.

Алгоритм дискретного преобразования Фурье. В современных РЭС производят обработку дискретных сигналов в частотной области, что позволяет повысить производительность и улучшить массогабаритные показатели РЭС [1, 9-11]. Выполнив дискретное преобразование непериодического импульсного сигнала $u(t)$ с длительностью T_u и со спектральной плотностью $S(\omega)$, получим формулу для вычисления комплексных коэффициентов преобразования Фурье, называемую дискретным преобразованием Фурье (ДПФ) [1]:

$$C_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u_k e^{-j2\pi nk/N}, \quad (2.10)$$

где $N = T_u / \Delta$ - число отсчетов, а u_k - отсчеты уровня импульсного сигнала. Последовательность перехода от аналогового импульсного сигнала к дискретному преобразованию Фурье показана на рисунке 2.6 [1,2]. ДПФ позволяет вычислить гармонические составляющие комплексного спектра C_n по заданным дискретным отсчетам u_k аналогового сигнала $u(t)$. ДПФ обладает следующими свойствами, идентичными свойствам непрерывного преобразования Фурье [1-5]:

1. Линейность ДПФ – спектр суммы (разности) дискретных сигналов равен сумме (разности) их ДПФ.
2. Если задержать дискретный сигнал на один такт, то спектр необходимо умножить на $\exp(-j2\pi n/N)$.
3. Коэффициенты преобразования Фурье свертки двух дискретных сигналов являются произведениями коэффициентов ДПФ свертываемых сигналов.

4. Коэффициент C_0 равен среднему значению (постоянной составляющей) всех дискретных отсчетов сигнала

$$C_0 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u_k \quad (2.11)$$

5. Число определяемых коэффициентов C_n равно числу отсчетов N за длительность сигнала T_u ; при $n = N$ коэффициент $C_N = C_0$.

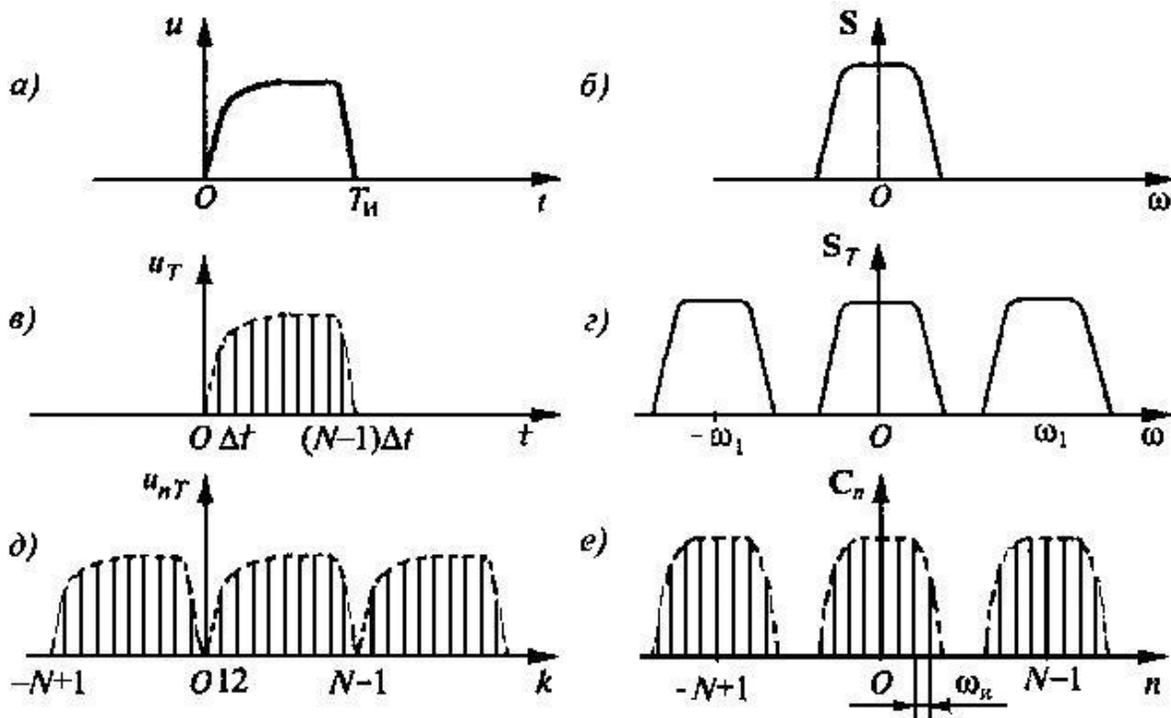


Рис. 2.6- Дискретизация импульсного сигнала и гармонические составляющие ДПФ: а, б — аналоговый сигнал и его спектр; в, г — дискретный сигнал и его спектр; д — периодическая последовательность дискретного сигнала; е — ДПФ импульсного сигнала

Из формулы (2.10) следует, что для определения одного коэффициента ДПФ сигнальной последовательности из N отсчетов, необходимо выполнить около N операций умножения на комплексное число и столько же сложений, а для нахождения всех коэффициентов необходимо выполнить N^2 вычислений. В частности, при $N = 2^{10} = 1024$ надо осуществить более миллиона (1024^2) умножений и сложений. Если длины обрабатываемых массивов превышают тысячу единиц, то дискретная спектральная обработка в реальном масштабе времени требует существенного увеличения быстродействия и усложнения вычислительных устройств РЭС [9-11].

Быстрое преобразование Фурье. Многократно сократить число операций позволяет быстрое преобразование Фурье (БПФ), обеспечивающее более скоростное и эффективное цифровое вычисление коэффициентов ДПФ [1-3]. В

основу этого алгоритма положен принцип разбиения (прореживания во времени) заданной последовательности отсчетов дискретного сигнала на ряд промежуточных последовательностей (подпоследовательностей). Это значит, что число дискретов N разделяется на множители (например, $N = 8 = 2 \cdot 2 \cdot 2$, $N=60=3 \cdot 4 \cdot 5$). Затем определяются спектры этих промежуточных последовательностей и через них находится спектр всего сигнала. Удобно обрабатывать сигнальные последовательности со значениями числа отсчетов N , являющимися степенью с основанием два (4, 8, 16 и т. д.) и многократно делить входную последовательность отсчетов на более мелкие подпоследовательности.

Выражение для алгоритма БПФ имеет следующий вид:

$$C_{N/2+n} = C_{\text{нчт}} - e^{-j2\pi n/N} C_{\text{нчч}}, \quad n=0,1,2,\dots,N/2-1, \quad (2.12),$$

где $C_{\text{нчт}}$, $C_{\text{нчч}}$ - коэффициенты четной и нечетной подпоследовательностей.

Алгоритмы БПФ сокращают число операций по сравнению с алгоритмами ДПФ в $N/\log_2 N$ раз. При очень больших массивах отсчетов входного сигнала выигрыш в скорости обработки может достигать более трех порядков [1].

2.2 Принцип квантования гармонического сигнала

Преобразования сигналов из аналоговой формы в цифровую и из цифровой в аналоговую осуществляют аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи (АЦП и ЦАП). Они характеризуются погрешностью, быстродействием и динамическим диапазоном. Основная погрешность при цифровой обработке сигналов обусловлена квантованием сигнала в АЦП на конечное число уровней, определяемое разрядностью кода k . Основным путем снижения шумов квантования - использование многоразрядных кодов. Однако это приводит к уменьшению быстродействия цифровых устройств. Уровень шума квантования, обеспечивающего заданную точность восстановления непрерывного сигнала определяет необходимое количество разрядов в кодах .

Процесс равномерного квантования аналогового сигнала показан на рисунке 2.7 [1]. Если на вход схемы квантования АЦП подано линейно нарастающее напряжение $u_1(t) = u_1$ (штриховая линия), то выходное напряжение $u_2(t) = u_2$ будет представлять собой линию ступенчатой формы (рисунок. 2.7, а). Эта линия носит название характеристики квантования. Разность двух напряжений $q(t) = q = u_2(t) - u_1(t)$ представляет собой шум (ошибку или погрешность) квантования. При равномерном квантовании максимальное значение погрешности не зависит от уровня напряжения $u_1(t)$ и всегда равно половине шага квантования $\Delta/2$. В большинстве случаев $q(t)$ можно считать случайным процессом с равномерным распределением вероятности и нулевым средним значением. Пусть на вход АЦП поступает

полупериод гармонического колебания $u_{ВХ}(t)$ (рисунок 2.7, а). Выходной сигнал $u_{ВЫХ}(t) = u_{ВЫХ}$ приобретает ступенчатую форму (ступенчатая линия на рисунке 2.7, б), отличающуюся от входного сигнала $u_{ВХ}(t)$. Функция погрешности квантования $q(t)$ (рисунок 2.7, в) аналитически запишется в виде:

$$q(t) = u_{ВЫХ}(t) - u_{ВХ}(t) . \quad (2.13)$$

Изменения амплитуды и частоты гармонического сигнала на входе АЦП приводят лишь к изменению частоты следования зубцов функции $q(t)$, а их форма остается почти треугольной (рисунок 2.7, в). Среднюю мощность (дисперсию) шума квантования можно вычислить из геометрических построений на рисунке 2.7, в:

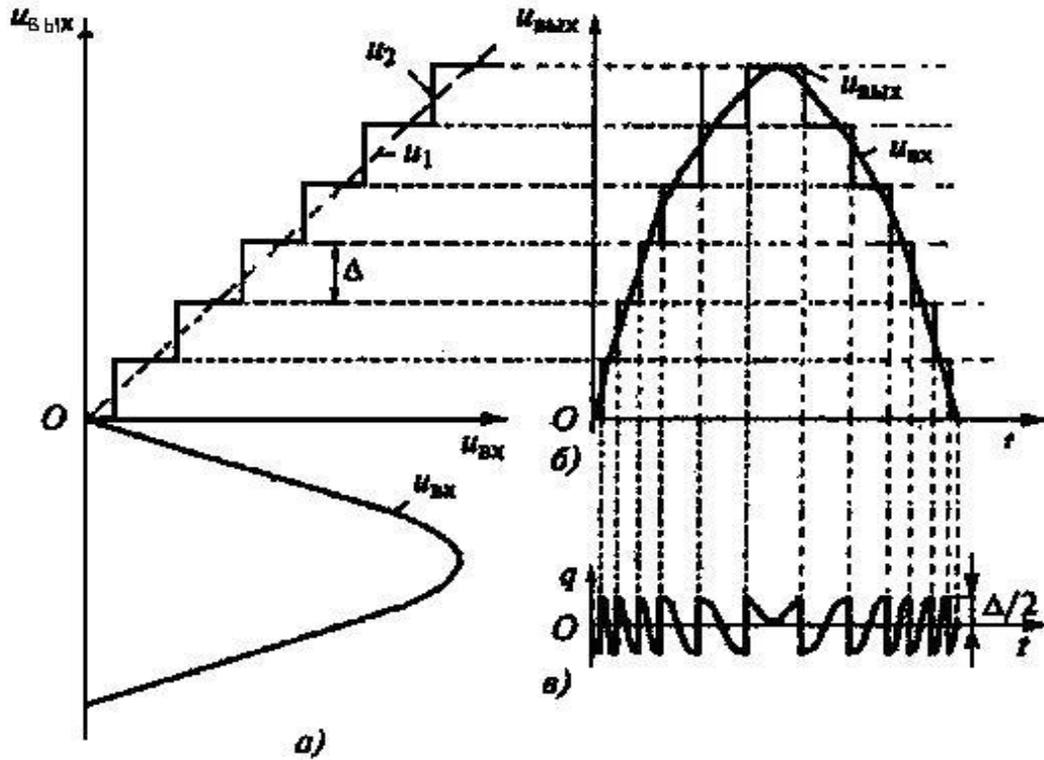


Рисунок 2.7 – Равномерное квантование гармонического сигнала

а — принцип квантования полупериода гармонического сигнала ; б — сигнал на выходе;
 в — шум квантования

$$\sigma^2 = \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta}{2} \right)^2 = \frac{\Delta^2}{12} . \quad (2.13a)$$

Из формулы следует, что шум квантования снижается с уменьшением шага квантования Δ (с увеличением разрядности цифрового кода). Если при квантовании вместо *округления* используется *усечение* (округление в сторону меньшего значения), то шум квантования лежит в диапазоне $1 \dots \Delta$, его среднее значение равно $\Delta/2$, а дисперсия, как и при округлении, составляет $\Delta^2/12$.

Отношение сигнал/шум (С/Ш) при квантовании гармонического сигнала определим, разделив амплитуду U_m на средне-квадратическое значение шума квантования: $C/Ш = U_m / (\Delta^2/12)^{1/2} = 2 U_m \sqrt{3}/\Delta = N / \sqrt{3}$, здесь $N = 2 U_m/\Delta$ - число уровней квантования, укладываемых в размах сигнала. Если АЦП имеет k двоичных разрядов, то он обеспечивает $N = 2^k$ уровней квантования. При поступлении на вход АЦП гармонического сигнала, размах которого равен входному диапазону АЦП, отношение сигнал/шум на выходе составляет $C/Ш = 2^k \sqrt{3}$. Логарифмирование этого выражения дает приближенную формулу для расчета отношения сигнал/шум (в децибелах) при заданном числе k двоичных разрядов - $C/Ш_{дБ} = 6k + 4,77$ дБ [3].

2.3 Цифро-аналоговые преобразователи

Некоторые АЦП построены на основе ЦАП. Наиболее часто используют ЦАП, имеющие незначительную разницу в номиналах используемых резисторов и обладающие небольшим полным сопротивлением. Рассмотрим ЦАП, основанный на методе *суммирования фиксированных напряжений* нескольких источников, каждое из которых соответствует определенному разряду двоичного числа [1, 5, 10].

Принцип действия четырехразрядного ЦАП поясним с помощью схемы на операционном усилителе (ОУ) (рисунок 2.8, а) [1,10], состоящей из матрицы резисторов, объединенные выводы которых подсоединены к источнику постоянного напряжения E , а другие выводы соединены с инвертирующим входом ОУ, ключами, управляемыми двоичным кодом (например, выходным кодом счетчика). В зависимости от поступающего на ключи кода цифрового сигнала подключаются резисторы с различными номиналами сопротивлений. Ключи замыкаются только при поступлении на них сигналов, соответствующих логической единице. Коэффициенты усиления инвертирующего ОУ по входам 2^0 , 2^1 , 2^2 и 2^3 (определяются отношением сопротивлений резистора обратной связи R_0 и резистора матрицы) соответственно равны:

$$K_0 = -R_0 Q_0 / R; K_1 = -2R_0 Q_1 / R; K_2 = -4R_0 Q_2 / R; K_3 = -8R_0 Q_3 / R. (2.14).$$

Здесь Q_0, Q_1, Q_2, Q_3 - кодовые числа, принимающие два значения - либо 1 (ключ замкнут), либо 0 (ключ разомкнут).

Напряжение на выходе ЦАП определяется следующим выражением:

$$U_{\text{вых}} = -E(K_0 + K_1 + K_2 + K_3) = \Delta(Q_0 + 2Q_1 + 4Q_2 + 8Q_3), (2.15)$$

где амплитудное значение $\Delta = -ER_0/R$ соответствует младшему разряду двоичного числа, т. е. уровню квантования.

Из (2.15) следует, что четырехразрядный двоичный код преобразуется в выходное напряжение, изменяющееся от 0 до 15Δ . Например, двоичному числу 1001 соответствует напряжение $u_{\text{вых}1} = \Delta(1*1 + 2*0 + 4*0 + 8*1) = 9\Delta$, а числу 1100 соответствует напряжение $u_{\text{вых}2} = 12\Delta$. Так как на вход резистивной

матрицы подается постоянное напряжение E , то выходное напряжение ЦАП при переключении кода, задаваемого цифровым сигналом, изменяется скачками, пропорционально изменению коэффициента передачи делителя и поэтому имеет ступенчатую форму [8]. Для сглаживания сигнала, на выходе ЦАП необходимо включить ФНЧ.

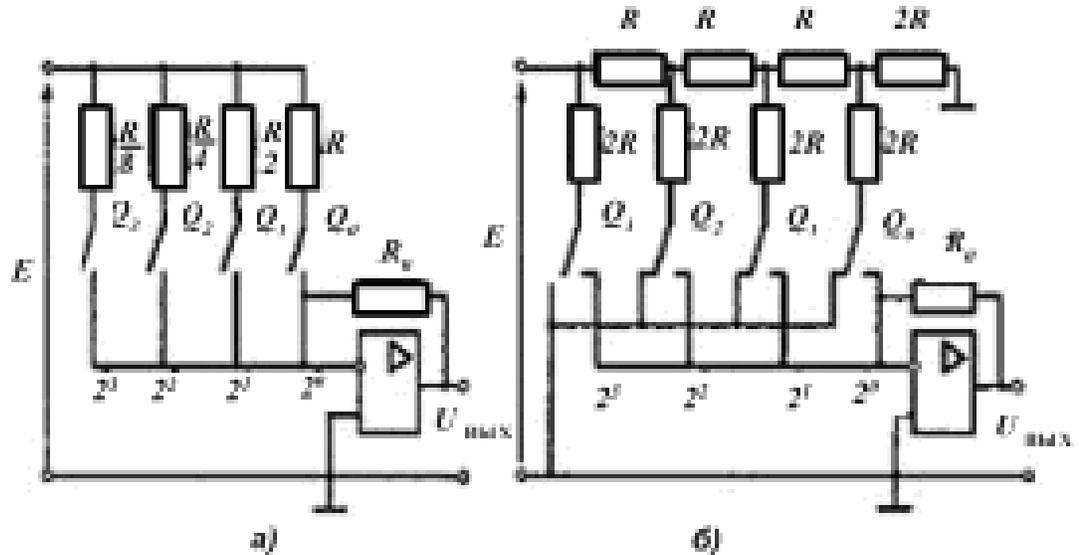


Рисунок 2.8 –Схемы четырехразрядных ЦАП:
а – простейшая схема; б – схема с резистивной матрицей R-2R

Среди недостатков рассмотренной схемы следует отметить высокие требования к стабильности сопротивлений резисторов матрицы. Указанного недостатка лишена схема ЦАП с *резистивной матрицей R-2R* (рисунок 2.8, б), содержащая резисторы с сопротивлениями всего двух номиналов. Резисторы соединены в матрицу таким образом, что ее входное сопротивление со стороны источника питания E всегда равно R и не зависит от положения ключей (кодовых чисел цифрового сигнала). При поступлении кодовых нулей ключи подсоединяют резисторы с сопротивлением $2R$ к нулевой точке, а при поступлении кодовых единиц — к входу операционного усилителя. При этом токи, протекающие через резисторы с сопротивлением $2R$, не изменяются. Для k -разрядного ЦАП выходное напряжение составляет:

$$u_{\text{ВЫХ}} = (\Delta/2^k)(Q_0 + 2Q_1 + \dots + 2^k Q_k). \quad (2.16).$$

Современные ЦАП выполняют в виде быстродействующих аналоговых микросхем, которые позволяют преобразовывать цифровые коды с большой разрядностью [1].

2.4 Аналого-цифровые преобразователи

Аналоговые сигналы могут принимать любые значения из непрерывного ряда, а цифровые - скачкообразно меняют своё состояние между двумя

известными уровнями. По своей структуре аналого-цифровые преобразователи АЦП более сложны, чем ЦАП. Рассмотрим три метода построения схем АЦП: последовательный, параллельный и последовательно-параллельный [1, 10].

Последовательный метод построения АЦП основан на подсчете числа суммирований опорного напряжения младшего разряда, необходимого для получения напряжения, равного входному. При этом *k*-разрядный двоичный код одного отсчета определяется за 2^k тактовых интервалов дискретизации.

Упрощенная структурная схема четырехразрядного АЦП последовательного счета приведена на рисунке 2.9. Начало преобразования входного сигнала определяется временем поступления импульса запуска, который через RS-триггер *T* подключает счетчик Ст2 к выходу генератора тактовых (счетных) импульсов *M*. Схема ЦАП D/A, куда поступает цифровой код со счетчика, формирует выходное напряжение $u_{\text{ВЫХ}}$, которое сравнивается в компараторе *K* с входным напряжением $U_{\text{ВХ}}$. При сравнении напряжений, компаратор через логический элемент И (&) выдает сигнал прекращения подачи тактовых импульсов на счетчик Ст2. В результате осуществляется считывание со счетчика выходного четырехразрядного кода, представляющего в момент окончания преобразования цифровой эквивалент входного напряжения. В описанном АЦП значения выходного цифрового кода в процессе преобразования многократно изменяются, поэтому он обладает сравнительно низким быстродействием. Максимальное время преобразования сигнала в АЦП:

$$t_{\text{пр. max}} = (2^k - 1) \Delta t. \quad (2.17)$$

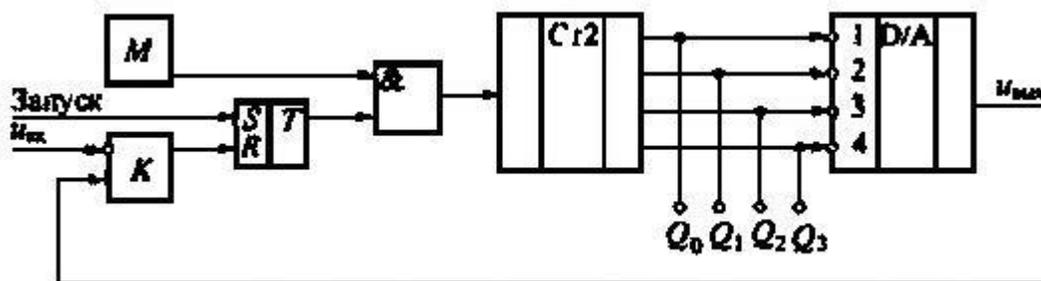


Рисунок 2.9 - Упрощенная структурная схема АЦП последовательного счета

Так как число разрядов *k* задается, то время преобразования АЦП определяется минимальным периодом повторения тактовых импульсов, который зависит от длительности установления переходных процессов. Минимальное время преобразования аналогового сигнала

$$\Delta t_{\text{min}} = t_{\text{сч.}} + t_{\text{ЦАП}} + t_T + t_K + t_L, \quad (2.18),$$

где $t_{\text{сч.}}$ - длительность переходного процесса в счетчике; $t_{\text{ЦАП}}$ время установления переходных процессов ЦАП в режиме преобразования; t_T , t_K , t_L -длительность переключения соответственно триггера, компаратора и логического элемента.

Известны и другие варианты построения АЦП. Работа *параллельного k -разрядного* АЦП основана на использовании $2^k - 1$ компараторов (рисунок 2.10). Неинвертирующие входы ОУ компараторов объединены, и на них подается аналоговый сигнал, подлежащий преобразованию, а к каждому инвертирующему входу подключено индивидуальное опорное напряжение, снимаемое с резистивного делителя. Разность между опорным напряжением двух соседних компараторов равна шагу квантования $\Delta = U_{оп} / 2^k$. Компараторы, у которых входное напряжение превысит соответствующее опорное напряжение, вырабатывают логическую 1, а остальные — логический 0. Сигналы с выходов компараторов поступает на шифратор CD, который преобразует эти сигналы в k -разрядный *параллельный* двоичный код.

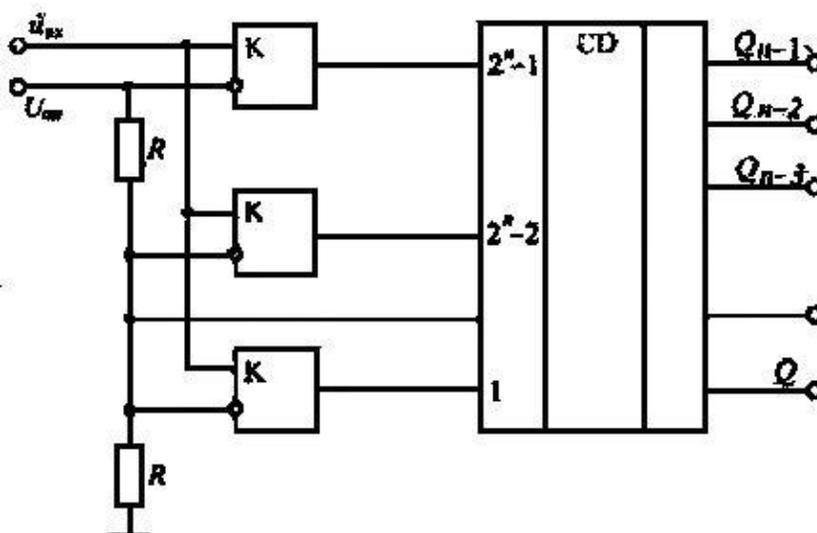


Рисунок 2.10 - Структурная схема параллельного АЦП

Параллельные схемы АЦП обладают большим быстродействием, однако для повышения точности и уменьшения уровня шумов квантования необходимо увеличивать количество компараторов [1, 8-10].

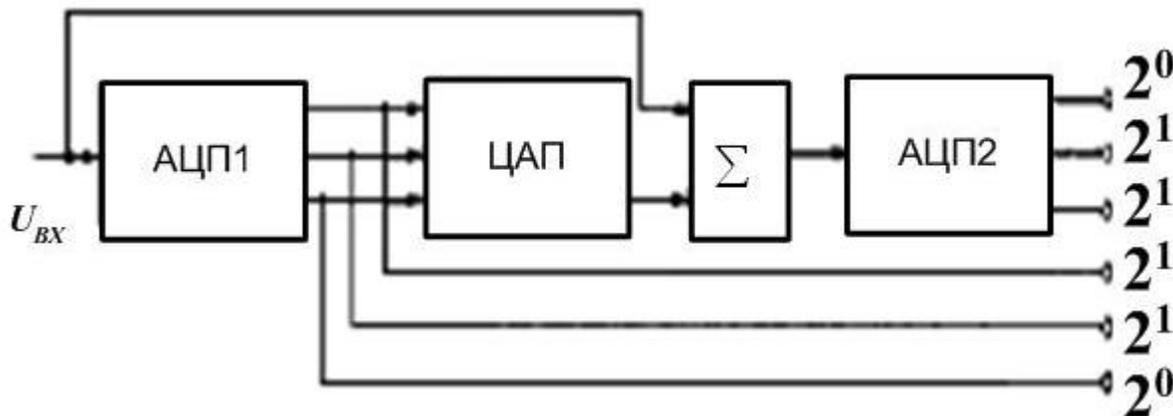


Рисунок 2.11 – Структурная схема последовательно-параллельного АЦП

В *последовательно-параллельных* схемах АЦП используется сочетание методов последовательного и параллельного преобразования, что существенно увеличивает быстродействие последовательных преобразователей. На рисунке 2.11 показана структурная схема шестиразрядного аналого-цифрового преобразователя данного типа, в которой используются два трехразрядных параллельных АЦП, один трехразрядный ЦАП и сумматор Σ .

Аналого-цифровой преобразователь формирует из входного напряжения три старших разряда выходного кода, соответствующие значениям 2^3 , 2^4 и 2^5 . Эти разряды поступают на вход трехразрядного ЦАП, в котором они вновь преобразуются в аналоговое напряжение, отличающееся от входного напряжения $u_{ВХ}$ на погрешность преобразования схемы АЦП1. Аналоговое напряжение с выхода ЦАП подается на сумматор Σ , где оно вычитается из входного напряжения $u_{ВХ}$. Полученное разностное напряжение подается на АЦП2, где преобразуется в младшие цифровые разряды 2^2 , 2^1 , 2^0 выходного кода [1].

Очевидно, что увеличение быстродействия и повышение точности АЦП достигается повешением их сложности. Известно [10], что за время измерения (аналого-цифрового преобразования) входное напряжение не должно измениться на величину большую, чем половина младшего значащего разряда. Это условие и определяет динамические параметры АЦП. На практике измеряют более 27-ми параметров, знание которых позволяет правильно применять АЦП, а также дает возможность оценить погрешности, вносимые всем аналого-цифровым каналом в конечный результат обработки.

3 Описание установки для проведения работы

Для проведения этой работы требуется осциллограф и универсальный лабораторный стенд. В число используемых сигналов входят:

- постоянное регулируемое напряжение U_1 (или U_2) выходное гнездо и регулятор выхода которого расположены над выключателем питания стенда;
- нерегулируемый низкочастотный сигнал сложной формы S_4 (крайнее правое гнездо в блоке ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ). Сигнал состоит из первой и третьей гармоник (частоты около 23 и 69 Гц).

Блок АЦП, расположенный в левой части стенда, имеет два входа: вход 1 (\sim) – «закрытый» - для подачи переменных напряжений и вход 2 (\sim) – «открытый» - для подачи постоянного напряжения при снятии статической характеристики. Нижнее выходное гнездо S(K·Δt) – служит для наблюдения дискретизированного сигнала, а основной выход (гнездо справа) – для наблюдения цифрового сигнала (ИКМ-сигнала). В стенде использован восьмиразрядный АЦП параллельного типа. С помощью переключателя

РАЗРЯДНОСТЬ можно изменять число разрядов выходного кода от 3 до 5, а при всех отжатых кнопках происходит восьмиразрядное кодирование.

Переключатель частоты дискретизации имеет два положения $f_{\partial 1}$ (порядка 150 Гц) и $f_{\partial 2}$ (порядка 2,3 кГц). При изучении системы АЦП+ЦАП возможны обе частоты дискретизации, но при работе со сменным блоком МОДУЛЯТОР-ДЕМОДУЛЯТОР возможно только первое значение ($f_{\partial 1}$).

Блок ЦАП, расположенный в правой части стенда, имеет один вход и два выхода. На выходе 1 формируется ступенчатый сигнал, на выходе 2 – тот же сигнал после сглаживающего фильтра (ФНЧ с частотой среза около 80 Гц).

Переключатель «0 V t» в данной работе должен быть в положении «0». (Второе положение используется при работе со сменным блоком МОДУЛЯТОР-ДЕМОДУЛЯТОР).

В качестве измерительных приборов в работе используются двухлучевой осциллограф и вольтметр постоянного напряжения (тестер в правой части стенда).

4 Задание на работу

4.1 Получите статические характеристики А-Ц и Ц-А преобразований.

4.2 Получите осциллограммы исходного сложного сигнала, отсчеты этого сигнала и сигнала, восстановленного в ЦАП.

4.3 Изучите влияние частоты дискретизации, разрядности кода и сглаживающего фильтра на точность преобразования.

5 Методические указания по выполнению работы

5.1 Снятие статической характеристики АЦП.

5.1.1 Соединить «открытый» вход (вход 2) АЦП с источником постоянного напряжения U_1 (или U_2). Регулятор этого напряжения установить в крайнее правое положение. Установить частоту дискретизации $f_{\partial 2}$. На вход внешней синхронизации осциллографа подать синхронизирующий сигнал C_1 (в блоке ИСТОЧНИКИ СИГНАЛОВ). Подключить вход-1 осциллографа к нижнему выходу АЦП $S(K \cdot \Delta t)$. Получив неподвижное изображение ряда точек (отсчетов постоянного напряжения), установить длительность развертки такой, чтобы на экране располагались не более 2-х отсчетов (точек). Подключить второй вход осциллографа к выходу АЦП; усиление по второму входу осциллографа – на минимум.

5.1.2 Переключатель разрядности АЦП поставить в положение «3» (трехразрядное кодирование). Частота дискретизации – $f_{\partial 2}$.

5.1.3 Плавное уменьшение U_1 постоянного напряжения на входе, наблюдать на осциллографе изменение высоты отсчетов и цифрового кода на выходе

АЦП, как это показано на рисунке 5.1. Отрегулировать положение лучей и масштабы так, чтобы при изменении U_1 отсчеты не выходили за пределы экрана.

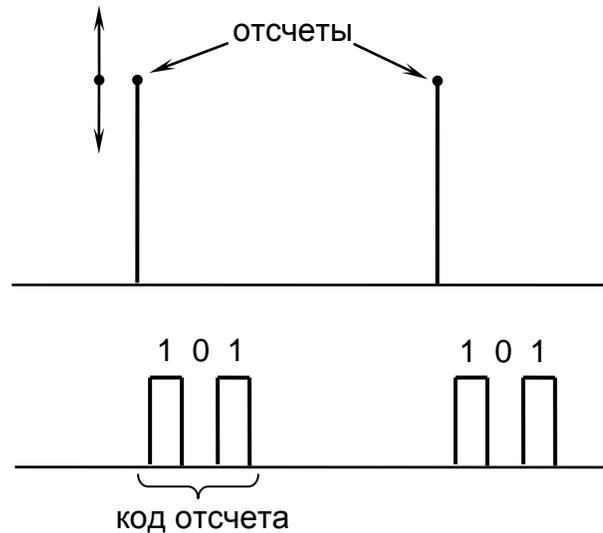


Рисунок 5.1. Осциллограммы отсчетов постоянного входного напряжения (верхний луч) и соответствующие коды на выходе АЦП (нижний луч).

5.1.4 Подготовить тестер (в правой части стенда) для измерения постоянных напряжений.

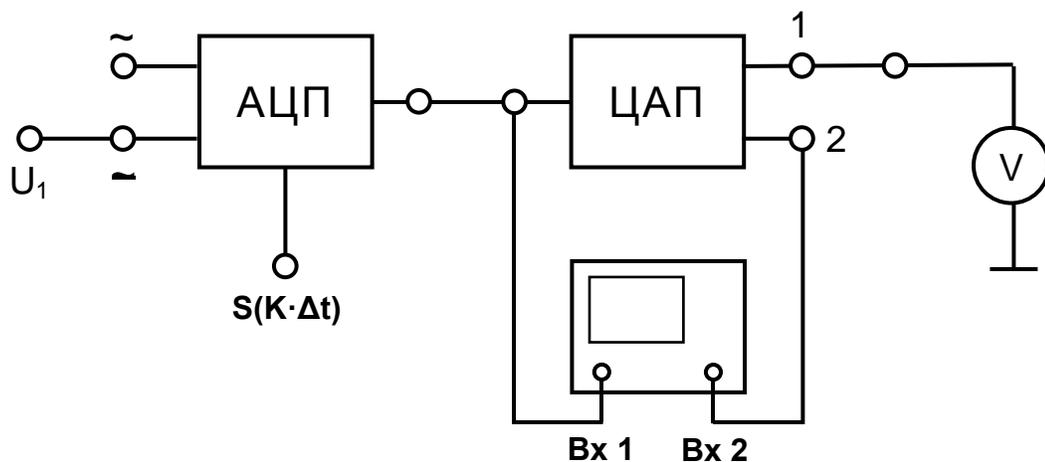


Рисунок 5.2. Схема соединения функциональных узлов и измерительных приборов для выполнения лабораторного задания

5.1.5 Подготовить таблицу 5.1.

5.2.6 Плавно регулируя $U_I = U_{ВХ}$, добиться появления на экране одной из кодовых комбинаций таблицы 5.1. Следует устанавливать минимальное значение $U_{ВХ}$, при котором существует требуемая кодовая комбинация; после этого следует измерить напряжение $U_{ВХ}$. Для этого, отключив вход

АЦП от источника постоянного напряжения, подключить к нему вольтметр. Измеренное значение $U_{ВХ}$ внести в верхнюю строку таблицы 5.1. Таким образом заполнить всю верхнюю строку таблицы.

Таблица 5.1

Число разрядов $n=3$

$U_{ВХ}$ (АЦП)	В								
код	-	000	001	010	011	100	101	110	111
$U_{ВЫХ}$ (ЦАП)	В								

5.1.7 Переключателем разрядности установить $n=4$ (четырёхразрядное кодирование). Подготовить таблицу 5.2, подобную таблице 5.1, но для 16 кодовых комбинаций (от 0000 до 1111). Повторить пункт 5.1.6 для новой таблицы.

5.2 Снятие статической характеристики ЦАП.

5.2.1 Собрать схему измерений согласно рисунку 5.2.

5.2.2 Установить число разрядов $n=3$; частоту дискретизации $f_{\partial 2}$; тумблер «0 V τ » в положении «0».

5.2.3 Для наблюдения на экране осциллографа постоянных напряжений на выходе ЦАП следует обеспечить режим «открытого» входа (для входа 2 осциллографа). Настройку синхронизации и развертки сохранить прежней.

5.2.4 Регулируя U_1 , наблюдать изменение кода на входе ЦАП и скачкообразное изменение напряжения на его выходе. Отрегулировать положение лучей и масштабы изображения так, чтобы при изменении U_1 осциллограмма оставалась в пределах экрана.

5.2.5 Плавно изменяя U_1 , добиться появления на экране одной из кодовых комбинаций таблицы 5.1 (при этом нет необходимости искать минимальное значение $U_1 = U_{ВХ}$, как это требовалось в пункте 5.1.6). Показания вольтметра на выходе ЦАП внести в нижнюю строку таблицы.

5.2.6 Заполнив таблицу 5.1, построить графики $U_{ВЫХ.ЦАП} = \varphi_1(U_{ВХ.АЦП})$ и $U_{ШК}$ – напряжение «шума квантования» - погрешность двойного преобразования «аналог-цифра-аналог».

$$U_{ШК} = U_{ВЫХ.ЦАП} - U_{ВХ.АЦП} = \varphi_2(U_{ВХ.АЦП}).$$

5.2.7 Установить число разрядов $n=4$. Повторить п.п. 5.2.4 и 5.2.5 для $n=4$.

6 Прохождение сложного сигнала через систему АЦП+ЦАП.

6.1 Установить частоту дискретизации $f_{\partial 1}$ и разрядность $n=3$. соединить вход 1 АЦП с источником сигнала S_4 . Ко второму входу АЦП подключить первый вход осциллографа. Установить режим внутренней синхронизации, по первому входу. Отрегулировать усиление и период развертки так, чтобы

один период входного сигнала занимал верхнюю половину экрана (эту картинку следует сохранить до конца работы).

6.1 На второй вход осциллографа подать сигнал с нижнего выхода АЦП (дискретизированный сигнал $S_4(K \cdot \Delta t)$). Отрегулировав масштаб изображения, зарисовать обе осциллограммы (одну под другой) в одинаковом масштабе времени. В последующих пунктах работы под этими осциллограммами предстоит разместить еще пять, в том же временном масштабе, отмечая на каждой из них условия эксперимента.

6.2 Изменив частоту дискретизации на $f_{\partial 1}$, зарисовать новую осциллограмму дискретизированного сигнала.

6.3 Подключив второй вход осциллографа на первый выход ЦАП, зафиксировать осциллограммы $U_{ВЫХ1}(t)$ для двух значений f_{∂} .

6.4 Переключив второй вход осциллографа на второй выход ЦАП (после сглаживающего фильтра), зафиксировать две осциллограммы $U_{ВЫХ1}(t)$ для разных частот дискретизации.

7 Влияние разрядности на точность А-Ц преобразования.

7.1 Установить $f_{\partial 2}$ и разрядность $n=3$. Второй вход осциллографа подключить на первый выход ЦАП. Для более удобного наблюдения ступенчатой структуры выходного сигнала ЦАП можно уменьшить период развертки на $1 \div 2$ ступени и увеличить усиление обоих каналов так, чтобы «ступеньки» выходного сигнала стали более заметными. На осциллограммах этого пункта следует показывать именно эти фрагменты сигналов при неизменном временном масштабе.

7.2 Изобразить ряд фрагментов сигнала на выходе 1 ЦАП в следующем порядке:

- исходный сигнал $S_4(t)$;
- выходной сигнал ЦАП $U_{ВЫХ1}(t)$ для числа разрядов $n=3,4,5,8$.
- выходной сигнал ЦАП $U_{ВЫХ2}(t)$ (после фильтра) при такой же разрядности ($n=3 \div 8$).

8 Содержание отчета

Отчет должен содержать:

1. Структурную схему измерений.
2. Таблицы, графики φ_1 и φ_2 .
3. Осциллограммы с условиями испытаний.
4. Выводы о влиянии частоты дискретизации, разрядности и роли сглаживающего фильтра.

9 Перечень заданий и контрольных вопросов, которые могут быть предложены во время защиты отчёта по работе

1. Изобразите функциональную схему цифровой системы связи для передачи аналоговых сигналов.
2. Каково назначение АЦП?
3. Какими должны быть по теореме В.А. Котельникова интервалы времени Δt между дискретными отсчетами для восстановления в АЦП произвольного сигнала $u(t)$, спектр которого ограничен частотой F_g ?
4. Какое влияние на работу АЦП и ЦАП оказывает разрядность?
5. Какой вид имеет статическая характеристика системы АЦП+ЦАП?
6. Что такое шум квантования? Каково его происхождение?
7. Какую функцию выполняет ЦАП?
8. Какова роль ФНЧ на выходе ЦАП? Как выбрать его частоту среза?

10 Список литературы

1. Нефедов В.И. Основы радиоэлектроники и связи: Учебник для вузов / В.И.Нефедов - 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Высшая школа, 2002.
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. Изд. 3-е, перер. и доп. - М.: Высшая школа, 2000.
3. Скляр Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд.2-е, испр.: Пер.с англ. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.
4. Теория электрической связи: Учебник для вузов. Под ред. Д.Д. Кловского М.: Радио и связь, 1999.
5. Васюков В.Н.. Цифровая обработка сигналов и сигнальные процессоры в системах подвижной радиосвязи: Учебник. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003.
6. Вишневский В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. - М.: Техносфера, 2005.
7. Быховский М.А. Пионеры информационного века. История развития теории связи. - М.:ЗАО «РИЦ «Техносфера», 2006.
8. Каяцкас А.А. Основы радиоэлектроники: Учеб. пособие. - М.: Высшая школа, 1988.
9. Измерения в электронике: Справочник / Под ред. В.А. Кузнецова. - М.: Энергоатомиздат, 1987.
- 10.Ратхор Т.С. Цифровые измерения. АЦП/ЦАП. - М.: Техносфера, 2006.
- 11 Борисенко А. В. Теория электрической связи. Методические указания к лабораторным работам. Части 1 и 2. СПб, 2004.