

Основные электрические параметры современных АЦП

Основные электрические параметры современных АЦП можно условно разделить на *статические*, характеризующие величины входных и выходных сигналов, разрешающую способность преобразователя, погрешности преобразования постоянного напряжения, температурную нестабильность и другие, а также

динамические, определяющие время и максимальную частоту преобразования, *шумовые* и другие характеристики. Важную роль играют также

конструктивные параметры АЦП — архитектура, количество каналов, тип выходного интерфейса, наличие внутреннего тактового генератора и источника опорного напряжения, варианты исполнения корпуса. В технических описаниях и руководствах по применению интегральных АЦП обычно используются следующие основные электрические параметры в порядке значимости [3]:

1. Разрядность — измеряется в битах и определяет максимальное число кодовых комбинаций на выходе АЦП, характеризуя его с точки зрения достижимой точности преобразования.

Разрешающей способностью АЦП (Resolution) называется величина, измеряемая в процентах или децибелах, обратная максимальному числу кодовых комбинаций на выходе АЦП

$$R = \frac{1}{2^N}$$

Например, 12-разрядный АЦП имеет разрешающую способность 1/4096 или 0,0245% от полной шкалы, что соответствует $-72,2$ дБ.

Динамическим диапазоном АЦП (DR - Dinamic Range) называется отношение максимального воспринимаемого уровня входного напряжения к минимальному, выраженное в дБ

$$DR = 20 \lg(2^N)$$

Этот параметр определяет максимальное количество информации, которое способен передавать АЦП. Так, для 12-разрядного АЦП DR=72 дБ.

2. Время преобразования (Conversion Time) — измеряется в микросекундах и определяет интервал времени от начала преобразования до появления на выходе АЦП устойчивого кода выходного сигнала. Для некоторых АЦП это время зависит от величины входного сигнала.

3. Максимальная частота преобразования (Speed) — измеряется в мегагерцах (или MSPS) и определяет наибольшую частоту, с которой возможно преобразование входного сигнала, при условии, что величины погрешностей не выходят из заданных пределов.

4. Число каналов.

5. Диапазон напряжения входного сигнала (Vin).

Разрешение по напряжению

Разрешение АЦП — минимальное изменение величины аналогового сигнала, которое может быть преобразовано данным АЦП — связано с его разрядностью. В случае единичного измерения без учёта шумов разрешение напрямую определяется *разрядностью* АЦП. Разрядность АЦП характеризует количество дискретных значений, которые преобразователь может выдать на выходе. В двоичных АЦП измеряется в **битах**. Например, двоичный 8-разрядный АЦП способен выдать 256 дискретных значений (0...255).

Разрешение по напряжению равно разности напряжений, соответствующих максимальному и минимальному выходному коду, делённой на количество выходных дискретных значений. Например:

- Пример 1
 - Диапазон входных значений = от 0 до 10 вольт

- Разрядность двоичного АЦП 12 бит: $2^{12} = 4096$ уровней квантования
- Разрешение двоичного АЦП по напряжению: $(10-0)/4096 = 0,00244$ вольт = 2,44 мВ
- Пример 2
 - Диапазон входных значений = от -10 до +10 вольт
 - Разрядность двоичного АЦП 14 бит: $2^{14} = 16384$ уровней квантования
 - Разрешение двоичного АЦП по напряжению: $(10-(-10))/16384 = 20/16384 = 0,00122$ вольт = 1,22 мВ.

На практике разрешение АЦП ограничено [отношением сигнал/шум](#) входного сигнала. При большой интенсивности шумов на входе АЦП различие соседних уровней входного сигнала становится невозможным, то есть ухудшается разрешение. При этом реально достижимое разрешение описывается *эффективной разрядностью* ([англ. effective number of bits, ENOB](#)), которая меньше, чем реальная разрядность АЦП. При преобразовании сильно зашумлённого сигнала младшие разряды выходного кода практически бесполезны, так как содержат шум. Для достижения заявленной разрядности отношение сигнал/шум входного сигнала должно быть примерно 6 дБ на каждый бит разрядности (6 дБ соответствует двукратному изменению уровня сигнала).

6. Максимальное (MaxSupply Voltage) и минимальное (MinSupply Voltage) напряжения питания.

7. Максимальная рассеиваемая мощность (Power Dissipation).

8. Интегральная нелинейность (INL) измеряется в процентах от полной шкалы или единицах младшего разряда — EMP (Least Significant Bit — LSB) и характеризует отклонение реальной характеристики преобразования от идеальной во всем диапазоне входного сигнала.

9. Дифференциальная нелинейность (DNL) так же, как и INL, измеряется в процентах или EMP (LSB) и характеризует разность напряжений между данным и средним значением кванта преобразования.

10. Отношение «сигнал/шум» (Signal to Noise Ratio— SNR) измеряется в децибелах и равно отношению среднеквадратического значения входного сигнала к среднеквадратическому значению шума, который определяется как сумма всех остальных спектральных составляющих, включая гармоники, но исключая постоянную составляющую, для входного сигнала (-1 дБ) от полной шкалы. Для идеального АЦП $SNR = (6,02N+1,76)$ дБ, где N — разрядность АЦП. Например, для идеального 12-разрядного АЦП $SNR = 74$ дБ. Это значение больше значения динамического диапазона такого же реального АЦП т.к. минимальный уровень воспринимаемого сигнала должен быть больше уровня шума. В данной формуле учитывается только шум квантования и не учитываются другие источники шума, существующие в реальных АЦП. Поэтому, значения SNR для реальных АЦП как правило ниже идеального. Типичным значением SNR для реального 12-разрядного АЦП является 68-70 дБ.

Если входной сигнал имеет размах меньше U_{FSR} . напряжения полной шкалы (FSR – Full Scale Range), то в последнюю формулу нужно внести корректировку

$$SNR = 1.76 + 6.02N + K_{oc}$$

где K_{oc} – ослабление входного сигнала, выраженное в дБ. Так, если входной сигнал 12-разрядного АЦП имеет амплитуду в 10 раз меньше половины напряжения полной шкалы, то $K_{oc} = -20$ дБ и $SNR = 74$ дБ – 20 дБ = 54 дБ.

Значение реального SNR может быть использовано для **определения эффективного количества разрядов АЦП (ENOB – Effective Number of Bits)**. Оно определяется по формуле

$$ENOB = \frac{SNR - 1.76 \text{ дБ} + K_{oc}}{6.02}$$

Этот показатель может характеризовать действительную разрешающую способность реального АЦП, Так, 12-разрядный АЦП, у которого SNR=68 дБ для сигнала с $K_{OC}=-20$ дБ является на самом деле 7-разрядным (ENOB=7.68). Значение ENOB сильно зависит от частоты входного сигнала, т.е. эффективная разрядность АЦП падает с увеличением частоты.

11. Суммарный коэффициент гармоник (THD – Total Harmonic Distortion) – это выраженное в децибелах отношение суммы среднеквадратических значений всех высших гармоник к среднеквадратическому значению основной гармоники

$$THD = 10 \lg \frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2}$$

где n обычно ограничивают на уровне 6 или 9. Этот параметр характеризует уровень гармонических искажений выходного сигнала АЦП по сравнению с входным. THD возрастает с частотой входного сигнала.

12. Отношение «сигнал/(шум + искажения)» (Signal to Noise and Distortion — SINAD) также измеряется в децибелах, (шум + искажения) — это среднеквадратическое значение суммы всех составляющих сигнала вплоть до 1/2 частоты дискретизации, кроме основной гармоники и постоянной составляющей. Определяется по формуле $SINAD = 10 \log[1/(10-SNR/10 + 10THD/10)]$.

13. Время установления (Settling Time) – это время, необходимое АЦП для достижения номинальной точности после того, как на ее вход был подан ступенчатый сигнал с амплитудой, равной полному диапазону входного сигнала. Этот параметр ограничен из-за конечного быстродействия различных узлов АЦП.

Вследствие различного рода погрешностей характеристика реального АЦП является нелинейной. Если на вход устройства с нелинейностями подать сигнал, спектр которого состоит из двух гармоник f_a и f_b , то в спектре выходного сигнала такого устройства кроме основных гармоник будут присутствовать интермодуляционные субгармоники с частотами $mf_a \pm nf_b$, где $m, n=1, 2, 3, \dots$. Субгармоники второго порядка – это f_a+f_b, f_a-f_b , субгармоники третьего порядка – это $2f_a+f_b, 2f_a-f_b, f_a+2f_b, f_a-2f_b$. Если входные синусоиды имеют близкие частоты, расположенные вблизи верхнего края полосы пропускания, то субгармоники второго порядка далеко отстоят от входных синусоид и располагаются в области нижних частот, тогда как субгармоники третьего порядка имеют частоты, близкие к входным частотам.

14. Коэффициент интермодуляционных искажений (Intermodulation Distortion) – это отношение суммы среднеквадратических значений интермодуляционных субгармоник определенного порядка к сумме среднеквадратических значений основных гармоник, выраженное в дБ

$$IMD_2 = 10 \lg \left(\frac{U_{A+B}^2 + U_{A-B}^2}{U_A^2 + U_B^2} \right)$$

$$IMD_3 = 10 \lg \left(\frac{U_{2A+B}^2 + U_{2A-B}^2 + U_{A+2B}^2 + U_{A-2B}^2}{U_A^2 + U_B^2} \right)$$

15. Время преобразования АЦП (Conversion Time). Любой способ аналого-цифрового преобразования требует некоторого конечного времени для его выполнения. Под временем преобразования АЦП понимается интервал времени от момента поступления аналогового сигнала на вход АЦП до момента появления соответствующего выходно-

го кода. Если входной сигнал АЦП изменяется во времени, то конечное время преобразования АЦП приводит к появлению т.н. апертурной погрешности (рис. 1)

Апертурная погрешность.

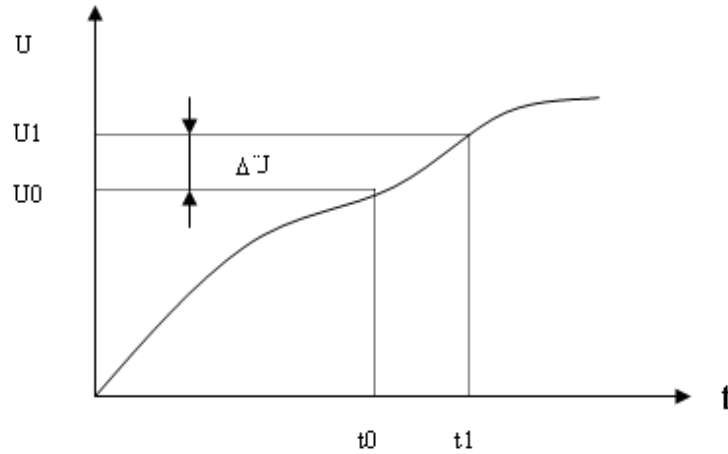


Рис. 1

Сигнал начала преобразования поступает в момент t_0 , а выходной код появляется в момент t_1 . За это время входной сигнал успел измениться на величину ΔU . Возникает неопределенность: какому уровню значения входного сигнала в диапазоне $U_0 - U_0 + \Delta U$ соответствует данный выходной код. Для сохранения точности преобразования на уровне единицы младшего разряда необходимо чтобы за время преобразования изменение значения сигнала на входе АЦП составило бы не более величины единицы младшего разряда

$$\Delta U_{\max} = U_{LSB} = \frac{U_{FSR}}{2^N}$$

Изменение уровня сигнала за время преобразования можно приблизительно вычислить как

$$\Delta U = \left. \frac{dU_{in}}{dt} \right|_{t=t_0} * T_c$$

где U_{in} – входное напряжение АЦП, T_c – время преобразования. Из этих выражений получаем

$$\frac{dU_{in}}{dt} \leq \frac{U_{FSR}}{T_c} * 2^{-N}$$

Если на входе действует синусоидальный сигнал с частотой f

$$U_{in}(t) = \frac{U_{FSR}}{2} \sin(2\pi ft)$$

то его производная будет равна

$$\frac{dU_{in}}{dt} = \frac{U_{FSR}}{2} 2\pi f \cos(2\pi ft)$$

Она принимает максимальное значение когда косинус равен 1. С учетом этого получим

$$U_{FSR}\pi f \leq \frac{U_{FSR}}{T_c} * 2^{-N}, \text{ или}$$

$$f \leq \frac{2^{-N}}{\pi T_c}$$

Конечное время преобразования АЦП приводит к требованию ограничения скорости изменения входного сигнала. Для того, чтобы уменьшить апертурную погрешность и т. о. ослабить ограничение на скорость изменения входного сигнала АЦП на входе преобразователя устанавливается т.н. «устройство выборки-хранения» (УВХ) (Track/Hold Unit). Упрощенная схема УВХ представлена на рис. 2.

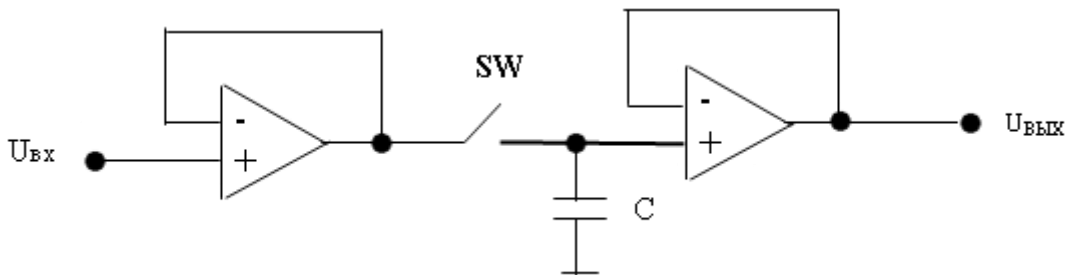


Рис. 2

Это устройство имеет два режима работы: режим выборки и режим фиксации. Режим выборки соответствует замкнутому состоянию ключа SW. В этом режиме выходное напряжение УВХ повторяет его входное напряжение. Режим фиксации включается по команде размыкающей ключ SW. При этом связь между входом и выходом УВХ прерывается, а выходной сигнал поддерживается на постоянном уровне, соответствующем уровню входного сигнала на момент поступления команды фиксации за счет заряда, накопленного на конденсаторе. Т. о., если подать команду фиксации непосредственно перед началом преобразования АЦП, то выходной сигнал УВХ будет поддерживаться на неизменном уровне в течение всего времени преобразования. После окончания преобразования УВХ снова переводится в режим выборки. Работа реального УВХ несколько отличается от идеального случая.

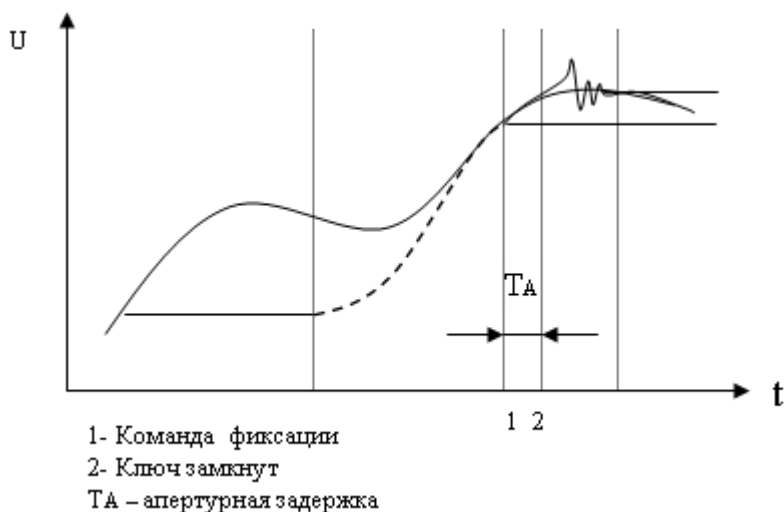


Рис. 3

Если за время хранения сигнал на входе УВХ значительно изменился по отношению к его выходному сигналу, то требуется некоторое конечное время для того, что бы после снятия команды фиксации они сравнялись. Интервал времени от момента снятия команды фиксации до момента, когда выходной сигнал УВХ станет равным входному с погрешностью $0.5U_{LSB}$, называется **временем выборки УВХ** (Track/Hold Acquisition Time). Вследствие конечного быстродействия элементов управления УВХ момент поступления коман-

ды фиксации и момент действительного размыкания ключа SW несколько отстают друг от друга. Интервал времени от момента поступления команды фиксации до действительного момента начала фиксации называется **апертурной задержкой УВХ** (Aperture Delay). Оно определяется временем срабатывания переключающей схемы УВХ. В реальных УВХ сигнал синхронизации оказывается модулирован по фазе из-за паразитного воздействия шумов, помех питания и цифровых линий. В следствие этого величина апертурной задержки УВХ может варьироваться в некоторых пределах от выборки к выборке. Диапазон вариации апертурной задержки в последовательных отсчетах называется **апертурной неопределенностью** (Aperture Jitter). Этот эффект воспринимается как дополнительный шум и снижает действительное отношение сигнал-шум на величину

$$\Delta SNR_J = 20 \lg \frac{1}{2\sqrt{f}t_A}$$

где f – частота входного сигнала, t_A – величина апертурной неопределенности.

В реальных УВХ выходной сигнал не может оставаться абсолютно неизменным в течение конечного времени преобразования. Конденсатор будет постепенно разряжаться маленьким входным током выходного буфера. Для сохранения требуемой точности необходимо чтобы за время преобразования заряд конденсатора не изменился больше чем на $0.5U_{LSB}$.

Дифференциальная нелинейность (DNL – Differential Nonlinearity)

Из-за не идеальности элементов схемы АЦП ступеньки в различных точках характеристики АЦП отличаются друг от друга по величине и не равны U_{LSB} (рис. 4).

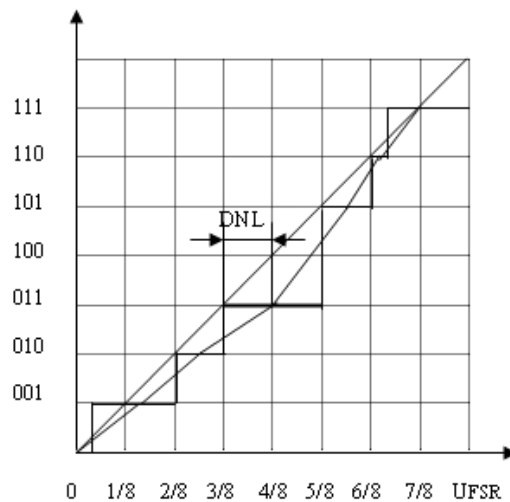


Рис.4

Отклонение расстояния между серединами двух соседних реальных шагов квантования от идеального значения шага квантования U_{LSB} называется **дифференциальной нелинейностью** (DNL – Differential Nonlinearity). Если DNL больше или равна U_{LSB} , то у АЦП могут появиться так называемые “пропущенные коды” (рис. 4). Это влечет локальное резкое изменение коэффициента передачи АЦП, что в замкнутых системах управления может привести к потере устойчивости.

Для тех приложений, где важно поддерживать выходной сигнал с заданной точностью, важно не только точно выходные коды АЦП соответствуют напряжениям межкодовых переходов. Максимальное отклонение центра шага квантования на реальной характеристике АЦП от линеаризованной характеристики называется **интегральной нелинейностью** (INL – Integral Nonlinearity) или **относительной точностью** (Relative Accuracy) АЦП (рис. 5).

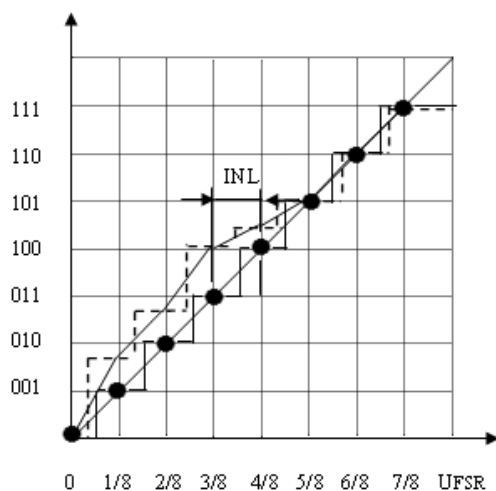


Рис. 5

Линеаризованная характеристика проводится через крайние точки реальной характеристики преобразования, после того, как они были откалиброваны, т.е. устранены ошибки смещения нуля и коэффициента преобразования.

Ошибки дифференциальной и интегральной нелинейности скомпенсировать простыми средствами практически невозможно.

Шум квантования n-разрядного АЦП

Передаточная характеристика АЦП — зависимость числового эквивалента выходного двоичного кода от величины входного аналогового сигнала. Передаточная функция идеального АЦП имеет вид

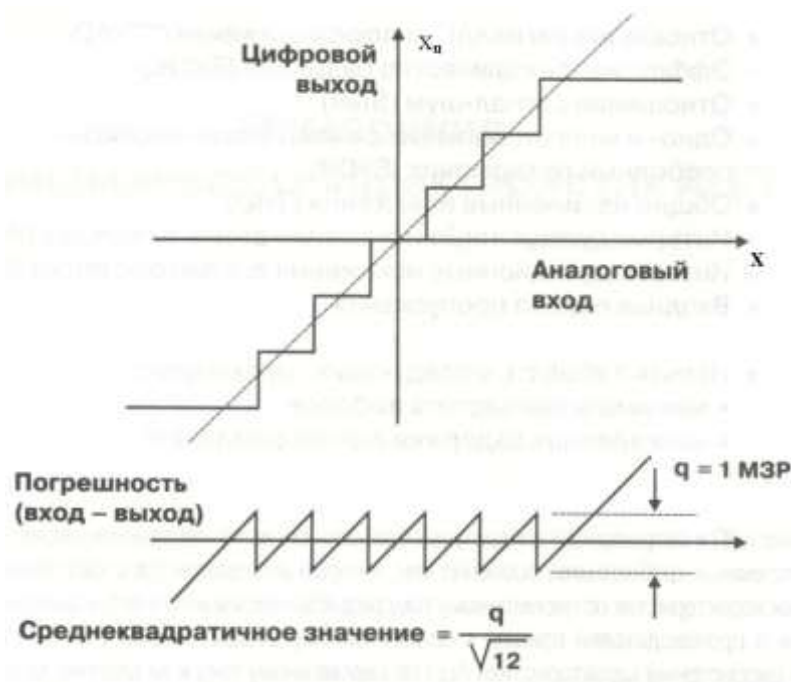


Рис. 6. Шум квантования как функция времени

Погрешность $e = X - X_{ц}$. Абсолютная величина ошибки квантования при каждом отсчёте находится в пределах от нуля до половины МЗР.

Как правило, амплитуда входного сигнала много больше, чем МЗР. В этом случае ошибка квантования не коррелирована с сигналом и имеет [равномерное распределение](#). Её [среднеквадратическое значение](#) совпадает с [среднеквадратичным отклонением](#) распределения, которое равно . В случае 8-битного АЦП это составит 0,113 % от полного диапазона сигнала.

Как видно из графика передаточной функции максимальная погрешность при преобразовании сигнала равна $(\pm 1/2)$ МЗР (младшего значащего разряда). Погрешность квантования сигнала с размахом, большим нескольких МЗР, можно аппроксимировать некоррелированной пилообразной ломанной с амплитудой от пика до пика, равной q – весу МЗР. Пилообразная погрешность

$$e(t) = st, \quad -\frac{q}{2} < st < \frac{q}{2}$$

Из графика видно, что фактическая погрешность квантования с равной вероятностью может появиться в любой точке диапазона $(\pm 1/2)q$. Этот анализ хотя и не строгий, но достаточно точный для большинства применений. Ниже показано, что действующее значение этой пилы равно $\frac{q}{2\sqrt{3}}$.

Пилообразная погрешность создаёт гармоники, лежащие дальше полосы $[0, f_d/2]$ - первой полосы Найквиста. Однако все высшие гармоники должны переноситься (эффект дискретизации) в эту полосу и, затем суммируясь, произвести шум с действующим значением $\frac{q}{2\sqrt{3}}$. Шум квантования не коррелирован с входным сигналом и имеет равномерное распределение в пределах шага квантования

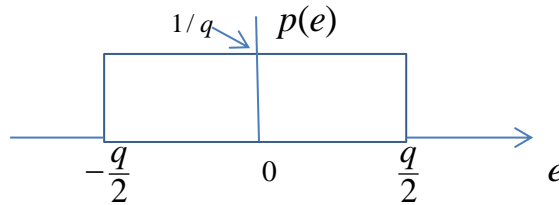


Рис. 7. Плотность вероятности ошибки квантования

Из рис. 7 видно, что ошибка квантования имеет среднее значение

$$M[e] = \int_{-q/2}^{q/2} e p(e) de = 0$$

и дисперсию $\sigma_e^2 = M[e - M[e]]^2 = M[e^2] = \int_{-q/2}^{q/2} e^2 p(e) de = \frac{1}{q} \int_{-q/2}^{q/2} e^2 de = \frac{q^2}{12}$.

Среднеквадратичное значение шума квантования

$$\sigma_e = \frac{q}{2\sqrt{3}}$$

Пусть на входе АЦП с диапазоном напряжения входного сигнала

$$V_{in} = \left[-\frac{q \cdot 2^n}{2}, \frac{q \cdot 2^n}{2} \right]$$

действует полномасштабная синусоида

$$x(t) = \frac{q \cdot 2^n}{2} \sin 2\pi ft$$

с амплитудой $A = \frac{q \cdot 2^n}{2}$.

Среднеквадратичное значение входного сигнала

$$\sigma_x = \frac{A}{\sqrt{2}} = \frac{q \cdot 2^n}{2\sqrt{2}}.$$

Получаем отношение «сигнал/шум» (Signal to Noise Ratio)

$$SNR = 20 \lg \left[\frac{q \cdot 2^n / 2\sqrt{2}}{q / 2\sqrt{3}} \right] = 20 \lg 2^n + 20 \lg \sqrt{2/3} = [6,02n + 1.76] \text{ дБ}.$$

Относительный уровень шума квантования

$$\gamma = 20 \lg \left[\frac{q / 2\sqrt{3}}{q \cdot 2^n / 2\sqrt{2}} \right] = 20 \lg \frac{1}{2^n \sqrt{1,5}} = -20 \lg(2^n \sqrt{1,5}) = -[6,02n + 1.76] \text{ дБ}.$$

Современные быстродействующие АЦП с большим динамическим диапазоном

Развитие и расширение областей применения цифровых систем обработки сигнала невозможно без развития средств аналого-цифрового преобразования. Совершенствование таких средств, в свою очередь, идет как по пути увеличения быстродействия преобразователей и полосы частот преобразуемых сигналов, так и по пути увеличения динамического диапазона, чувствительности и точности АЦП. Особый интерес к быстродействующим АЦП с большим динамическим диапазоном обусловлен тем, что во многих телекоммуникационных и радиотехнических системах все чаще используются схемы прямого преобразования сигнала без промежуточного преобразования частоты, активно развиваются и широкополосные приложения. В большинстве этих приложений важно, чтобы преобразователь имел высокую чувствительность и широкий динамический диапазон для одновременной регистрации сильных и слабых сигналов.

Сразу отметим, что "быстродействующие АЦП" и "АЦП с большим динамическим диапазоном" достаточно широкие понятия. Так, быстродействующими принято называть АЦП с частотой дискретизации более 1 МГц. А максимальный динамический диапазон АЦП в сильной степени зависит от частотного диапазона. Так, 12-бит АЦП достаточно популярны для низкочастотных приложений, широко распространены и в высокочастотных, а для сверхвысокочастотных приложений такой диапазон еще не достигим. Поэтому интерес представляют АЦП, которые при заданной разрядности обеспечивают максимальную частоту отсчетов. В настоящее время для микросхем АЦП, обеспечивающих на выходе 16-бит код, максимальная частота преобразования составляет 130 МГц, для 14-бит – 190 МГц и для 12-бит – 250 МГц (табл.1; данные 2010г.).

Таблица 1. Характеристики АЦП, выпущенных за последний год (2010г.) ведущими мировыми производителями

Параметр	Texas Instruments		Analog Devices		Linear Technology		Maxim Integrated Products	
	ADS5545	ADS5546	AD9461	AD9230-250	LTC2208	LTC2242-12	MAX1215N	
Максимальная частота дискретизации F_s , МГц	170	190	130	250	130	250	250	
Разрешение АЦП, бит	14	14	16	12	16	12	12	
Полоса входного сигнала, МГц	400	500	615	900	700	1200	700	
С/Ш (S/N), дБ	10 МГц	74	73,8	76	65	77,7	65,4	64,5-67
	70 МГц	73,5	73,2	—	65	77,5	65,3	64,3-66,7*
РДД (SFDR), дБ	10 МГц	90	85	82-90	80	100	78	70-86
	70 МГц	85	84	—	80	90	75	70-84,7*
КГИ (THD), дБ	10 МГц	-84	-81,5	—	—	—	—	-82,5
	70 МГц	-81	-81,8	—	—	—	—	-83,6

* Для частоты входного сигнала 100 МГц.

Как видно из табл. 1, наилучшие заявленные производителями показатели по соотношению сигнал/шум (С/Ш) и значению реального динамического диапазона (РДД) среди 12-бит АЦП имеют микросхемы MAX1215N компании Maxim Integrated Products, среди 16-бит – микросхемы LTC2208 компании Linear Technology, а среди 14-бит самые быстрые – это АЦП серии ADS5545/46 производства Texas Instruments. У каждого из этих АЦП свое уникальное сочетание производительности и динамических характеристик, которое и позволяет им занять свою нишу в соответствующих приложениях.

Тем не менее, эти АЦП можно сравнивать. Критериями для сравнения могут служить частота дискретизации F_s и соответствующая ей ширина полосы Найквиста, равная $F_s/2$, а также динамические характеристики АЦП – С/Ш, РДД и коэффициент гармонических искажений (КГИ), которые в реальных приложениях, например при регистрации слабых сигналов, играют более важную роль, чем номинальная разрядность преобразователя. Так, при использовании АЦП LTC2208 компании Linear Technology максимальная полоса анализируемого сигнала составит 65 МГц, АЦП ADS5546 – 95 МГц и MAX1215N – 125 МГц. Несущая частота сигналов (в зависимости от их полосы) в случае применения микросхемы MAX1215N или LTC2208 может находиться в пределах 700 МГц, а ADS5546 – в пределах 500 МГц.

Если несущая частота и полоса сигналов попадают в диапазон частот АЦП, то стоит обратить внимание на соотношение С/Ш и соответственно на эффективную разрядность преобразователя.

Для оценки этого показателя преобразователя воспользуемся известным выражением $C/Ш = 6,02N + 1,76$ [дБ], где N – разрядность преобразователя. При подстановке данных из табл.1 (для частоты входного сигнала 70 МГц) получим, что эффективное число разрядов LTC2208 составляет 12,5, ADS5545/46 – 11,9, а MAX1215N – от 10,4 до 10,7. Таким образом, самая большая потеря эффективных разрядов у LTC2208 – 3,5 бит, у ADS5545/46 практически только 2 бит, а у MAX1215N – 1,5 бит. Полученные результаты полностью соответствуют утверждению, что чем выше разрядность АЦП, тем выше требования к проектированию входных цепей, выбору аналоговых компонентов и качеству изготовления печатной платы. Потеря эффективных разрядов наиболее существенна у 16-бит АЦП LTC2208. А поскольку проектирование измерительной платы для такого преобразователя достаточно сложная задача, то в конечном изделии вряд ли удастся достичь существенного преимущества перед 14-бит АЦП ADS5545/46, особенно на частотах в диапазоне 70–100 МГц, тем более что и на специально спроектированных тестовых платах это преимущество не так уж и велико – всего 0,6 разряда. При использовании рассматриваемых АЦП в схемах регистрации узкополосных сигналов, например с полосой 10 кГц, соотношение $C/Ш$ может быть существенно улучшено за счет избыточной дискретизации и применения цифровой фильтрации.

Если принять, что шум в полосе $F_s/2$ распределен равномерно, то можно считать, что "положительная добавка" к $C/Ш$ равна $10 \cdot \lg(F_s/2/BW)$, где BW – ширина полосы сигнала. На основе данных табл. 1 получим, что для АЦП с $F_s = 250$ МГц добавка к $C/Ш$ составит ~41 дБ, для $F_s = 190$ МГц – около 40 дБ и для АЦП с $F_s = 130$ МГц – ~38 дБ. С учетом реального соотношения $C/Ш$ для АЦП MAX1215N в полосе 10 кГц можем получить значение этого соотношения до 105 дБ, для ADS5546 – до 114 дБ и для LTC2208 – до 115,5 дБ. Из проведенного сравнения видно, что в реальных условиях преимущества 16-бит АЦП перед 14-бит преобразователями практически сведены к нулю из-за влияния собственных шумов системы.

Разработчики быстродействующих АЦП вынуждены постоянно идти на компромисс между увеличением частоты дискретизации, а соответственно полосы частот регистрируемых сигналов, и увеличением динамического диапазона, чувствительности и точности регистрации сигналов. Применительно к рассматриваемой ситуации можно заключить, что при полосе частот анализируемых сигналов не более 100 МГц и при верхнем уровне частоты в спектре не более 400 МГц наилучшее сочетание частотных и динамических характеристик будут иметь 14-бит преобразователи ADS5545/46 компании Texas Instruments.

Обширная информация по АЦП содержится в файле *Приложение_к_лекции_11_сент_АЦП.docx*

Иллюстрация взаимосвязи между разрешающей способностью АЦП и параметрами аналогового фильтра против наложения

На рис. 8 в качестве примера изображено устройство цифровой обработки видеосигнала системы ЦОС реального времени. Спектр сигнала расположен симметрично возле нуля частот. Входной фильтр защиты от наложения спектров должен ограничивать полосу частот спектра входного сигнала таким образом, чтобы во избежание наложения подавить частотные компоненты, превышающие частоту Найквиста ($f_d/2$). На практике, поскольку идеального фильтра не существует, ФНЧ обычно подавляет частотные компоненты, превышающие частоту Найквиста, до уровня, меньшего чем среднеквадратический уровень шума квантования АЦП, так что эти компоненты становятся неразличимы для АЦП.

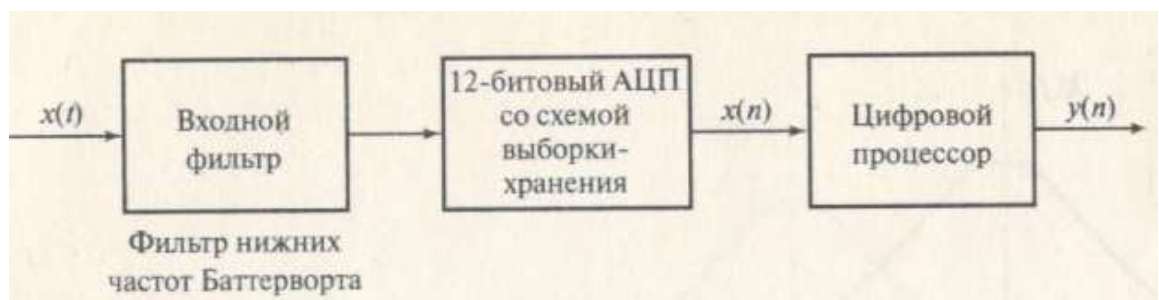


Рис. 8. Устройство цифровой обработки видеосигнала системы ЦОС реального времени

Фильтры Баттерворта и Чебышева ([1], п. 2.5)

Рассмотрим некоторые физически реализуемые фильтры нижних частот. Основное назначение таких фильтров с наименьшими потерями передавать на выход колебания с частотами $f \leq f_c$, где f_c – так называемая частота среза фильтра. В то же время компоненты с более высокими частотами должны существенно подавляться. Обычно частота среза согласовывается с частотой дискретизации (см. далее).

Удобно рассматривать квадрат модуля частотной характеристики фильтра – так называемый *коэффициент передачи мощности*.

$$|H(f)|^2 = H(f) \cdot H^*(f).$$

Эта характеристика всегда вещественна и потому удобна для задания исходных данных к синтезу фильтров.

Фильтр Баттерворта. Для этого фильтра выбирается рациональная аппроксимирующая функция

$$|H(f)|^2 = \frac{1}{1+(f/f_c)^{2n}}, \quad (0.0.1)$$

где n – целое число, определяющее порядок фильтра. Эта функция изображена на рис. 2.5.10.

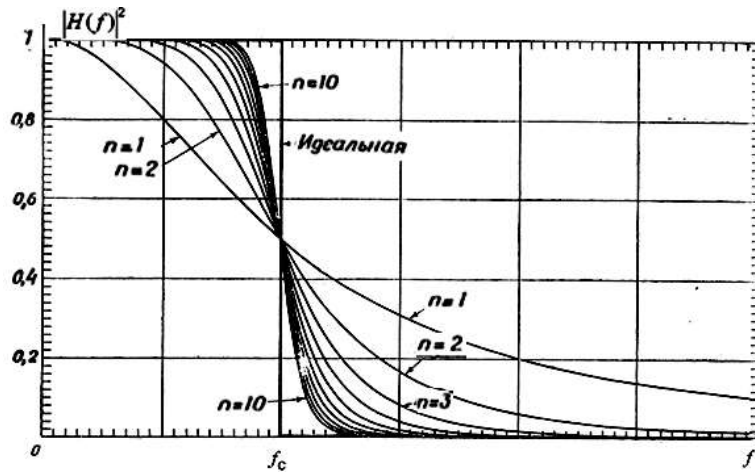


Рис. 2.5.10

Параметры фильтра f_c и n рассчитываются следующим образом. Сначала запишем два условия для границ переходной полосы (рис. 2.5.11).

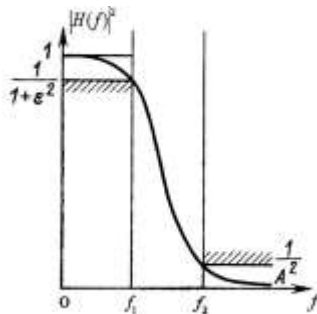


Рис. 2.5.11

$$\frac{1}{1+a^2} = \frac{1}{1+\left(\frac{f_1}{f_c}\right)^{2n}};$$

$$\frac{1}{A^2} = \frac{1}{1+\left(\frac{f_2}{f_c}\right)^{2n}}.$$

Отсюда

$$\left(\frac{f_1}{f_c}\right)^{2n} = a^2; \quad \left(\frac{f_2}{f_c}\right)^{2n} = A^2 - 1. \quad (0.0.2)$$

Поделим первое равенство (0.0.2) на второе, тогда

$$\left(\frac{f_1}{f_2}\right)^{2n} = \frac{a^2}{A^2 - 1}.$$

Решая относительно n , получим

$$n = \frac{\lg \frac{a}{\sqrt{A^2 - 1}}}{\lg \left(\frac{f_1}{f_2}\right)}. \quad (0.0.3)$$

Из первого равенства (0.0.2) находим частоту среза

$$f_c = \frac{f_1}{\sqrt[n]{a}}. \quad (0.0.4)$$

Таким образом, все параметры функции $|H(f)|^2$ определены по заданным ослаблениям

$$\frac{1}{1+a^2} \text{ и } \frac{1}{A^2}$$

на границах переходной полосы $[f_1, f_2]$.

Основные свойства фильтра Баттерворта:

- на частоте среза $f = f_c$ ослабление, вносимое фильтром, составляет $10 \lg 0,5 = -3 \text{ дБ}$ и не зависит от порядка фильтра n ;
- функция $|H(f)|^2$ монотонно убывает с ростом f и имеет максимальное значение, равное единице, при $f = 0$;
- первые $(2n-1)$ производных функции $|H(f)|^2$ равны нулю при $f = 0$; по этой причине фильтры Баттерворта называют *фильтрами с максимально плоскими частотными характеристиками*;
- чем больше n , тем точнее аппроксимируется идеальная форма частотной характеристики ФНЧ (рис. 2.5.10);
- для нормированной частоты $v = \frac{f}{f_c} \gg 1$ имеем

$$|H(f)|^2 \approx v^{-2n}$$

и ослабление, выраженное в децибелах, $10 \lg(v^{-2n}) = -20n \lg v$ дБ. Отсюда видно, что при увеличении частоты вдвое ослабление в фильтре Баттерворта возрастает на $-20n \cdot 0,3 = -6n$ дБ; поэтому можно сказать, что порядок фильтра n связан с крутизной характеристики отношением

$$\frac{\text{число дБ}}{\text{октава}} = 6n.$$

При $n = 10$ фильтр обеспечивает после f_c затухание -60 дБ/октава.

Фильтр Чебышева. Практическое применение находит другой способ аппроксимации частотной характеристики идеального фильтра нижних частот, известный под названием *чебышевской аппроксимации*. Коэффициент передачи мощности чебышевского ФНЧ для нормированной частоты $v = \frac{f}{f_c}$ даётся выражением

$$|H(v)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(v)}. \quad (0.0.5)$$

Здесь $\varepsilon \leq 1$ – коэффициент, задающий неравномерность в полосе пропускания, а $T_n(v)$ – полином Чебышева n -го порядка, определяемый соотношениями

$$T_n(v) = \begin{cases} \cos(n \arccos v), & |v| \leq 1, \\ \cosh(n \operatorname{arccosh} v), & |v| > 1. \end{cases} \quad (0.0.6)$$

Для полиномов Чебышева имеет место рекуррентное соотношение

$$T_n(v) = 2vT_{n-1}(v) - T_{n-2}(v), \quad n \geq 2, \quad (0.0.7)$$

причём $T_0(v) \equiv 1$ и $T_1(v) = v$.

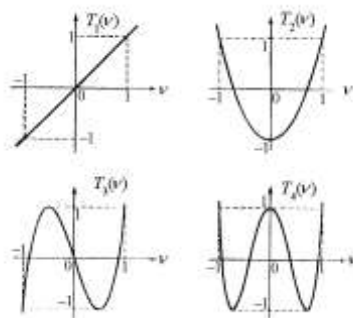


Рис. 2.5.12

На рис. 2.5.12 демонстрируется колебательный характер полиномов Чебышева в интервале $-1 \leq v \leq 1$. При $v > 1$ имеет быстрый рост $T_n(v)$. Асимптотически для $v \gg 1$ имеем $T_n(v) \approx 2^{n-1} v^n$.

Характерной особенностью этих полиномов является то, что среди всех полиномов степени n с одинаковым коэффициентом при старшем члене функция $T_n(v)$ имеет наименьшее отклонение от нуля на интервале $-1 \leq v \leq 1$. На границе полосы пропускания при $v = 1$ ($f = f_c$) $T_n(1) = 1$ для всех n . Типичный график функции $T_n(v)$ показан на рис. 2.5.13 для двух различных значений n и при одном значении коэффициента неравномерности ϵ .

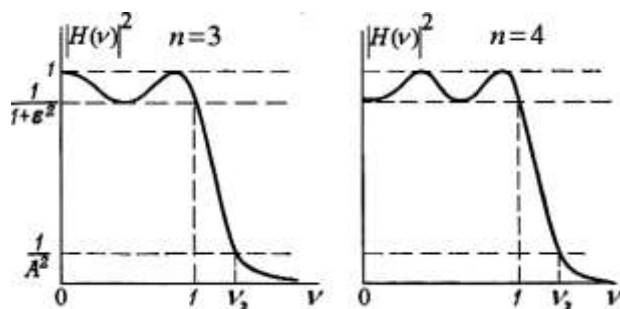


Рис. 2.5.13

С ростом n крутизна спада частотной характеристики ФНЧ с чебышевской аппроксимацией на частотах выше граничной увеличивается значительно.

Пример 2.5.3. Фильтр с чебышевской характеристикой 3-го порядка на частоте среза f_c обеспечивает ослабление мощности в два раза. Определить ослабление, вносимое этим фильтром на частоте $3f_c$.

На частоте среза $v = 1$ и $T_n(1) = 1$ при любом n . Поэтому из

$$|H(v)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_n^2(v)} = 0,5$$

находим $\epsilon = 1$. Многочлен Чебышева 3-го порядка с учётом (0.0.7) будет иметь вид

$$T_3(v) = 2vT_2(v) - T_1(v) = 2v[2vT_1(v) - T_0(v)] - T_1(v) = 4v^3 - 3v.$$

Ослабление, вносимое фильтром на частоте $v = 1$, составит

$$10 \lg[1/(1 + 99^2)] \approx -40 \text{ дБ}.$$

Аналоговые фильтры Баттерворта и Чебышева реализуются с помощью каскадного соединения RLC -звеньев, отделённых друг от друга развязывающими повторителями.

Замечание. Задача определения степени близости реального ФНЧ к идеальному возникает постоянно. Для этого может быть использован метод наименьших квадратов. Другой критерий близости — *критерий Чебышева*, который в качестве меры расстояния между двумя кривыми использует максимальное расстояние между ними. При приближении по Чебышеву параметры подбираются таким образом, чтобы сделать максимальную ошибку как можно меньше, т. е. *минимизируется максимальная ошибка*. Поэтому этот процесс часто называют *минимаксной стратегией* приближения. Для фильтров Чебышева минимаксный критерий является основным.

Типичная амплитудно-частотная характеристика фильтра защиты от наложения спектров изображена на рис. 9, где показаны полосы пропускания, подавления и перехода.

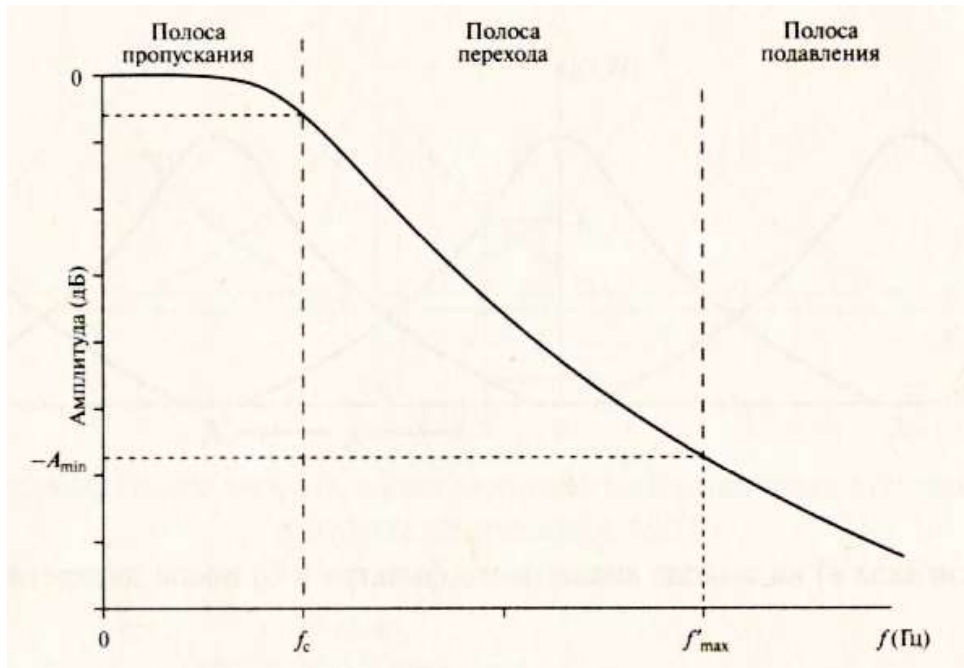


Рис. 9. Типичная амплитудно-частотная характеристика фильтра защиты от наложения спектров

Фильтр защиты от наложения подавляет уровни частотных компонентов в полосе подавления, т.е. частот $\geq f'_{\max}$ до уровня, не превышающего среднеквадратичный уровень шума квантования АЦП. Предполагаем, что на вход подаётся широкополосный сигнал. Спектр сигнала а) на выходе аналогового фильтра и б) после дискретизации (без зеркальных компонент более высокого порядка) показан на рис. 10. Предположим, что интересующая нас полоса частот $[0, 4 \text{ кГц}]$ и что используются 12-разрядный биполярный АЦП и фильтр Баттерворта третьего порядка с амплитудно-частотной характеристикой

$$|H(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (f/f_c)^6}}$$

Оценить:

- 1) минимальное затухание в полосе подавления A_{\min} для фильтра защиты от наложения;
- 2) минимальную частоту дискретизации f_d ;
- 3) уровень искажения от наложения спектров относительно уровня сигнала в полосе пропускания для оцененных A_{\min} и f_d .

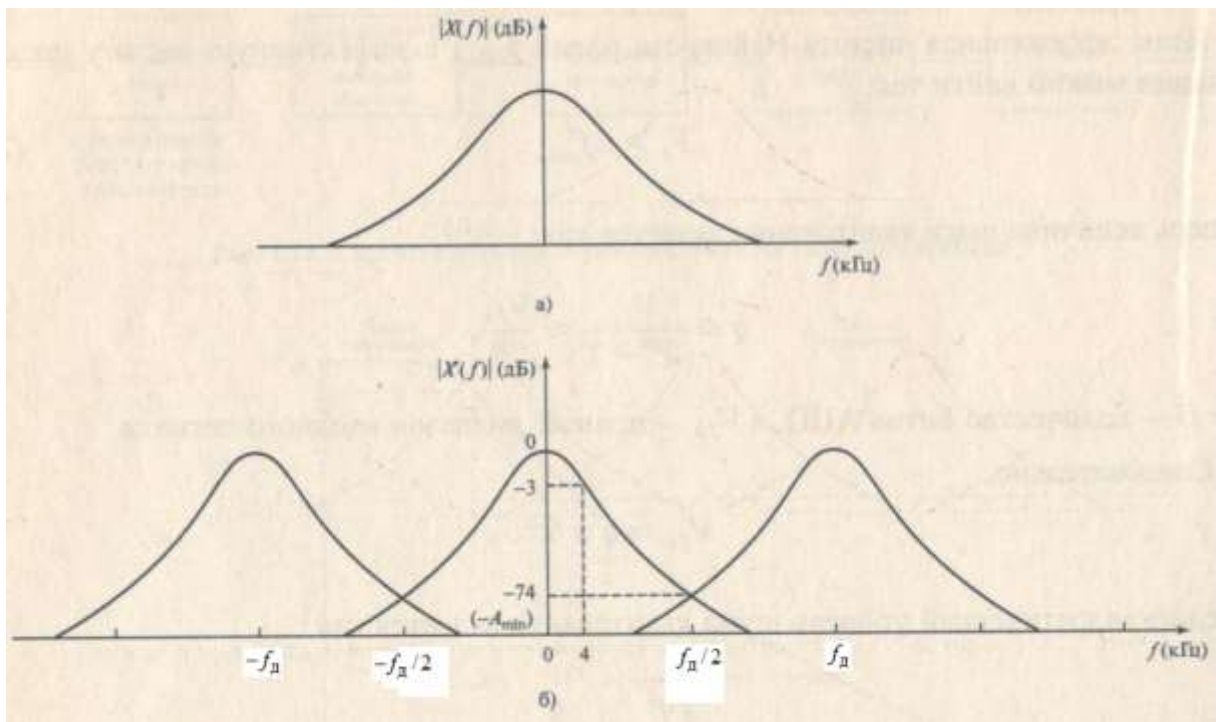


Рис. 10. Спектр сигнала а) на выходе аналогового фильтра и б) после дискретизации

Итак, эффективная частота Найквиста равна f'_{\max} , а эффективная частота дискретизации $f_d \geq 2f'_{\max}$.

Величина шага квантования задаётся как $q = \frac{V_{in}}{2^n - 1} \approx \frac{V_{in}}{2^n}$, где n – число разрядов АЦП, а V_{in} - диапазон напряжения входного сигнала. Следовательно, $V_{in} \approx q \cdot 2^n$.

Среднеквадратичное значение шума квантования

$$\sigma_e = \frac{q}{2\sqrt{3}}.$$

Пусть на входе АЦП с диапазоном напряжения входного сигнала

$$V_{in} = \left[-\frac{q \cdot 2^n}{2}, \frac{q \cdot 2^n}{2} \right]$$

действует полномасштабная синусоида

$$x(t) = \frac{q \cdot 2^n}{2} \sin 2\pi ft.$$

Среднеквадратичное значение входного сигнала

$$\sigma_x = \frac{q \cdot 2^n}{2\sqrt{2}}.$$

Получаем отношение «сигнал/шум» (Signal to Noise Ratio)

$$SNR = 20 \lg \left[\frac{q \cdot 2^n / 2\sqrt{2}}{q / 2\sqrt{3}} \right] = -20 \lg 2^n + 20 \lg \sqrt{1,5} = [6,02n + 1.76] \text{ дБ.}$$

Относительный уровень шума квантования

$$\gamma = 20 \lg \left[\frac{q / 2\sqrt{3}}{q \cdot 2^n / 2\sqrt{2}} \right] = -20 \lg \frac{1}{2^n \sqrt{1,5}} = -20 \lg (2^n \sqrt{1,5}) = -[6,02n + 1.76] \text{ дБ.}$$

- 1) Итак в системе ЦОС минимальное затухание A_{\min} в полосе подавления (при синусоидальном входе) задаётся как

$$-A_{\min} = -20\lg 2^n - 20\lg \sqrt{1,5} = -[6,02n + 1,76] \text{ дБ} = -74 \text{ дБ}.$$

- 2) Из $A_{\min} = 74 = 20\lg \left[1 + \left(f_{\max}' / f_c \right)^6 \right]^{1/2}$ получаем $\left(f_{\max}' / f_c \right)^6 = (5011,87)^2 - 1$, откуда

$$f_{\max}' = 68,45 \text{ кГц} \text{ и } f_d = 2f_{\max}' = 136,9 \text{ кГц}.$$

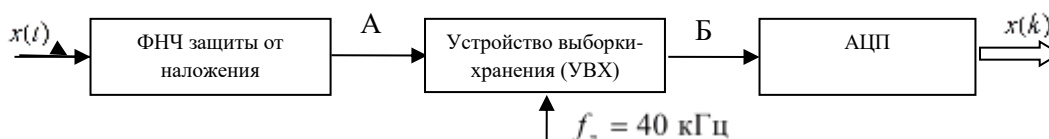
- 3) На частоте 4 кГц уровень наложения составляет $\frac{1}{1 + \left[\frac{136,9 - 4}{4} \right]^{1/2}} = 2,73 \cdot 10^{-5}$.

Уровень наложения спектров относительно уровня сигнала при частоте $f_c = 4 \text{ кГц}$ равен

$$\frac{2,73 \cdot 10^{-5}}{0,7071}$$

Лекция 11 сентября 2017г. Задачи для самостоятельного решения

1. На рисунке изображен аналоговый интерфейс ввода для системы ЦОС реального времени.



В качестве фильтра защиты от наложения используется фильтр Баттерворта третьего порядка с частотой среза $f_c = 10 \text{ кГц}$. Предположим, что входной сигнал является широкополосным.

- 1) Изобразить спектр сигнала до дискретизации (точка А) и после неё (точка Б) в пределах области $\pm f_d$.
- 2) Определить минимальную частоту дискретизации, при которой отношение сигнала к уровню искажения от наложения 10:1 при частоте 10 кГц.

2. Доказать равенство Парсеваля для ДВПФ

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} x(k)y^*(k) = \int_{-1/2}^{1/2} X(v)Y^*(v)dv$$

3. Найти и изобразить ДВПФ 8 - точечных последовательностей

$$x(k) = \sum_{m=0}^7 \mathbf{1}(k-m) \text{ и } y(k) = x(k) \cos(2\pi k5/16).$$