

ПРОЦЕССЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ (немного теории)

Основой теории дискретизации является теорема Котельникова, в соответствии с которой, любой непрерывный на интервале $\{-\infty, +\infty\}$ сигнал $a(t)$, спектр которого ограничен частотой $f_{\text{макс}}$, может быть передан в виде дискретных значений (отсчётов), взятых в моменты времени $t_i = i \cdot \Delta t$ ($i = \dots -2, -1, 0, 1, 2, \dots$), и по этим отсчётам точно восстановлен на приёме, если выполняется условие, при котором интервал дискретизации $\Delta t \leq 1/(2f_{\text{макс}})$.

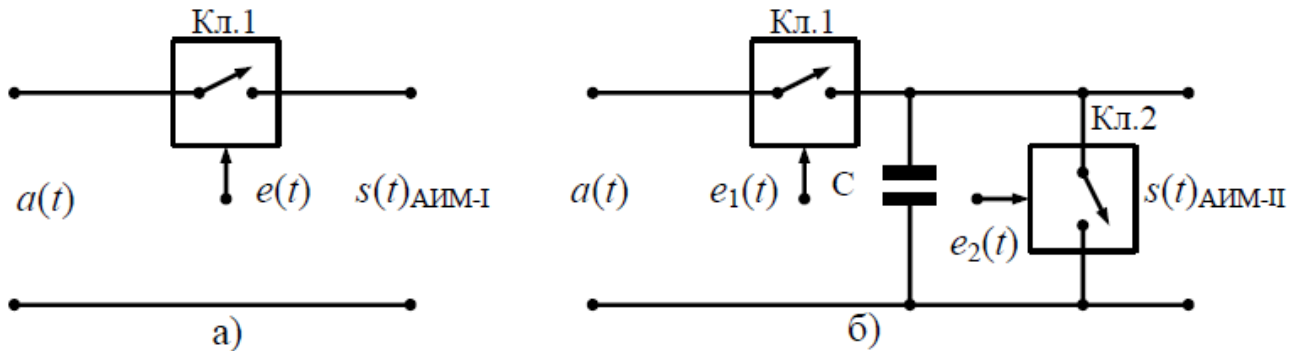


Рис. 1. Формирователи сигналов АИМ-1 и АИМ-2

Дискретизация выполняется с помощью схем, приведённых на рис. 1. Процесс дискретизации принято называть амплитудно-импульсной модуляцией. Различают АИМ первого и второго рода (АИМ-1 и АИМ-2) (рис. 2б и 2в).

При АИМ-1 амплитуда отсчёта в каждый момент времени за всю длительность отсчёта равна или пропорциональна мгновенному значению модулирующего колебания в этот же момент времени (t).

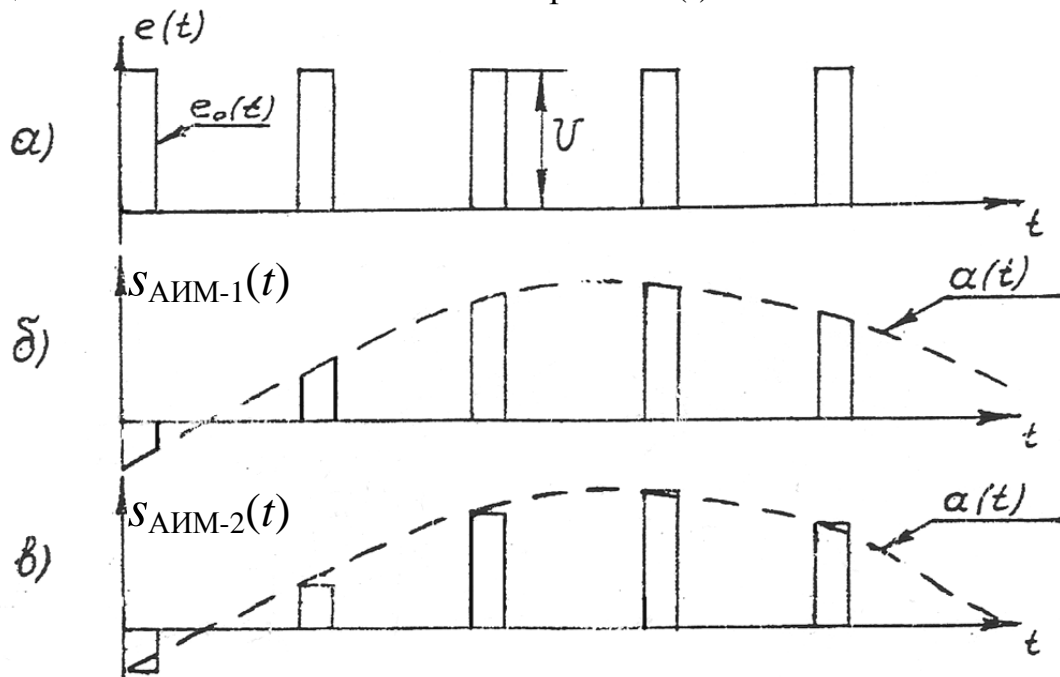


Рис. 2. Временные диаграммы сигналов АИМ-1 и АИМ-2

Формирование сигналов АИМ-I осуществляется с помощью идеального ключа (рис. 1а), управляемого последовательностью импульсов $e(t)$ (рис. 2а).

Сигнал АИМ-I можно записать как $s_{\text{АИМ-1}}(t) = a(t) \cdot e(t)$,

где $e(t)$ – импульсная несущая (управляющая последовательность) с единичной амплитудой.

Импульсы прямоугольной формы АИМ-2 формируется с помощью схемы рис. 1.б. В момент появления переднего фронта импульсов последовательности $e(t)$ на короткое (относительно длительности импульса) время открывается ключ Кл.1, и накопительный конденсатор C заряжается до значения, равного значению $a(t)$ в этот момент времени $a(i\Delta t)$. Это значение напряжения на конденсаторе C остаётся неизменным до прихода заднего фронта импульсов $e(t)$, когда открывается ключ Кл.2, и через него разряжается конденсатор C .

Как уже указывалось, ключи управляются периодической последовательностью импульсов $e(t)$ (рис. 2а), следующих с частотой дискретизации $f_d = 1/\Delta t$. При построении N -канальной системы передачи необходимо иметь совокупность из N импульсных последовательностей $e_n(t)$, $n = 1, 2, \dots, N$. Эти сигналы имеют одинаковую частоту f_d и сдвинуты во времени относительно друг друга на $\Delta\tau = \Delta t / N$.

В ЦСП с ИКМ с помощью одной кодовой комбинации передаётся информация только об одном мгновенном значении информационного сигнала, поэтому на выходе группового тракта ЦСП всегда формируются импульсы АИМ-2.

Аналитически сигналы АИМ-1 и АИМ-2 во временной области могут быть представлены в виде:

$$s_{n_{\text{АИМ-1}}}(t) = a_n(t) \cdot \sum_{i=-\infty}^{\infty} e_0(t - i\Delta t - (n-1) \cdot \Delta\tau), \quad (1)$$

$$s_{n_{\text{АИМ-2}}}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_n(i\Delta t + (n-1)\Delta\tau) \cdot e_0(t - i\Delta t - (n-1)\Delta\tau),$$

где $e_0(t)$ – единичный элемент импульсной последовательности $e(t)$;

$\Delta\tau$ – временной сдвиг между импульсными последовательностями $e_n(t)$ и $e_{n+1}(t)$ или время, отведённое для передачи одного отсчёта.

Интерес представляют спектры сигналов АИМ-1 и АИМ-2.

Спектр сигнала АИМ-1 $S_{\text{АИМ-1}}(\omega)$ определяется свёрткой спектров $A(\omega) \Leftrightarrow a(t)$ и $E(\omega) \Leftrightarrow e(t)$, так как $s_{\text{АИМ-1}}(t)$ является результатом произведения $a(t)$ и $e(t)$. При АИМ-2, сигнал $s_{\text{АИМ-2}}(t)$ определяется свёрткой единичного элемента $e_0(t)$ с последовательностью мгновенных отсчётов $a(i\Delta t)$, следовательно, спектр сигнала $S_{\text{АИМ-2}}(\omega)$ является результатом произведения спектров этих сигналов.

Для единичных элементов $e_0(t)$ в виде прямоугольных импульсов спектры сигналов АИМ-1 и АИМ-2 приведены на рис. 3б и 3в.

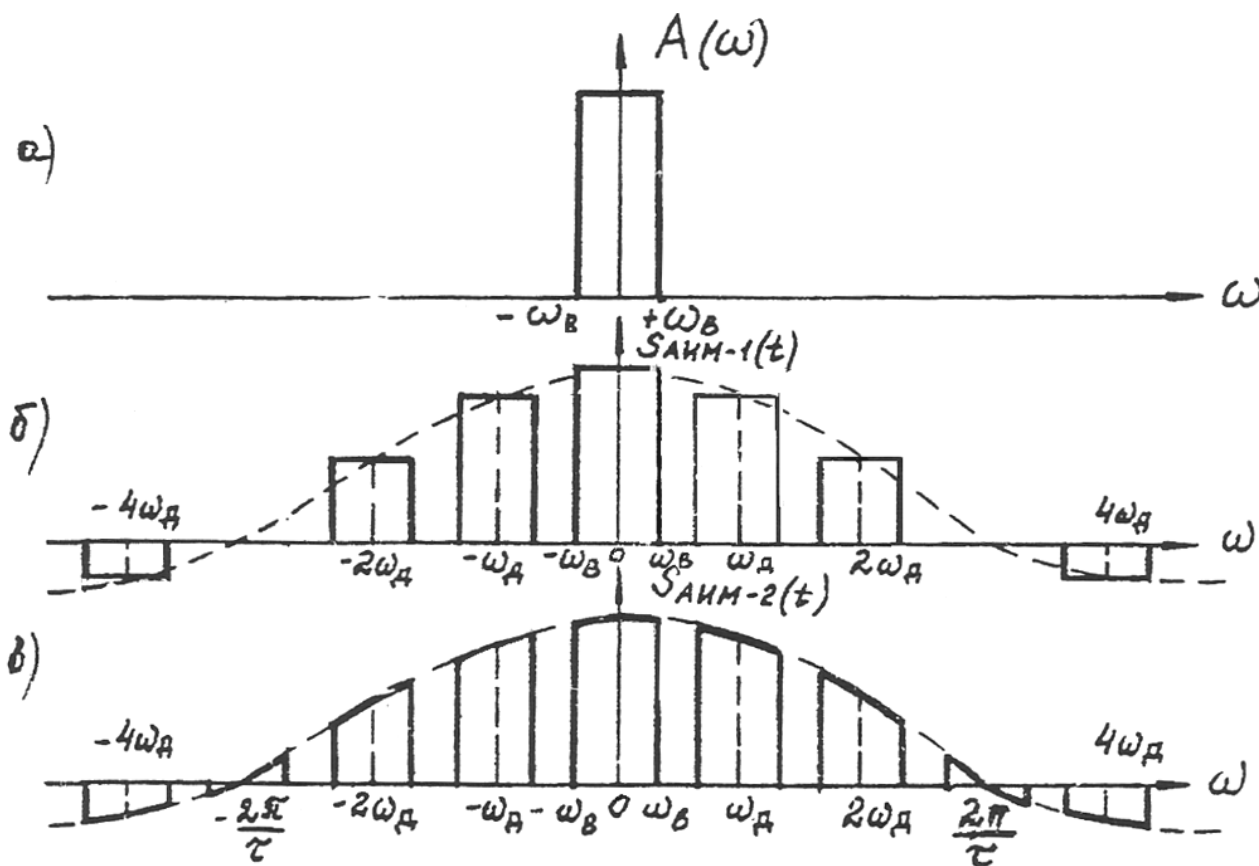


Рис. 3. Спектры сигналов АИМ-1 и АИМ-2

Для $\omega > 0$ спектры сигналов АИМ-1 и АИМ-2 описываются соотношениями:

$$S_{\text{АИМ-1}}(\omega) = \frac{U\tau}{\Delta t} \left(A(\omega) + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\sin(i\omega_d \tau/2)}{i\omega_d \tau/2} \cdot A(i\omega_d \pm \omega) \right),$$

$$S_{\text{АИМ-2}}(\omega) = \frac{U\tau \cdot (\sin(\omega^* \tau/2))}{\Delta t \cdot \omega^* \tau/2} \left(A(\omega) + \sum_{i=1}^{\infty} A(i\omega_d \pm \omega) \right),$$
(2)

где: U – амплитуда импульсов в последовательности $e(t)$;

τ – длительность импульса в последовательности $e(t)$;

$i\omega_d$ – гармоники частоты дискретизации ($i = 1, 2, \dots$);

ω^* – частота искомой спектральной составляющей;

$A(\omega)$ – спектральная составляющая непрерывного сигнала;

$A(i\omega_d \pm \omega)$ – спектральные составляющие верхних и нижних боковых полос при i -ой гармонике частоты дискретизации.

Спектры АИМ-1 и АИМ-2, представленные на рис. 3б и 3в и состоят из спектральных составляющих непрерывного исходного сигнала $A(\omega)$ и боковых

полос при всех гармониках частоты дискретизации $A(i\omega_d \pm \omega)$ (продуктов дискретизации). Как видно из (2), при АИМ-1 спектр исходного сигнала не искажается, а изменяется на величину $U\tau/\Delta t$, а спектры верхней и нижней боковой при i -той гармонике частоты дискретизации одинаковы и пропорциональны

$$\frac{U\tau}{\Delta t} \cdot \frac{\sin(i\omega_d \tau / 2)}{i\omega_d \tau / 2}.$$

При АИМ-2 спектры, как исходного сигнала, так и всех боковых полос изменяются по закону
$$\frac{U\tau \cdot (\sin(\omega\tau/2))}{\Delta t \cdot \omega\tau/2}.$$

Это приводит к искажению исходного непрерывного сигнала при демодуляции (искажения дискретизации второго рода), причём, величина искажений тем больше, чем больше длительность τ .

Изучение спектра дискретизированного сигнала позволяет оценить влияние частоты дискретизации на качество передачи и требования к частоте среза фильтра нижних частот (ФНЧ) передачи. Очевидно, что при $\omega_d < 2\omega_v$ спектры исходного сигнала и продуктов дискретизации перекрываются, что приводит к возникновению искажений дискретизации. Следовательно, в этом случае восстановление непрерывного сигнала на приёме без искажений становится невозможным. При выборе частоты дискретизации необходимо выполнить два противоречивых требования. С одной стороны, ω_d должна быть достаточно малой, чтобы обеспечить наиболее эффективное использование полосы пропускания линейного тракта. С другой стороны, необходимо иметь достаточную полосу расфильтровки (на рис. 3 это диапазон частот от ω_v до $(\omega_d - \omega_v)$) для ФНЧ приёма (демодулятора АИМ), выделяющего из спектра дискретизированного сигнала спектр исходного непрерывного сигнала.

Известно, что высококачественная передача речи обеспечивается при частоте дискретизации $f_d = 8$ кГц ($\Delta t = 125$ мкс), при этом на передающей стороне используется ФНЧ с частотой среза 3,4 кГц. Неидеальность ФНЧ приводит к проникновению в канал высокочастотных составляющих сигнала, что определяет появление помех дискретизации (искажении дискретизации первого рода). Защищённость от продуктов дискретизации должна быть не менее 25 дБ

Дискретизация сигналов осуществляется в индивидуальном оборудовании ЦСП (рис. 4). При этом ФНЧ передачи ограничивает спектр передаваемого сигнала, уменьшая искажения дискретизации. ФНЧ на приёме, как уже указывалось, является фактически демодулятором АИМ сигнала. Действительно, сигнал после ФНЧ соответствует, с точностью до искажений дискретизации второго рода и погрешности квантования, сигналу, приведённому на рис. 2в (пунктирная линия).

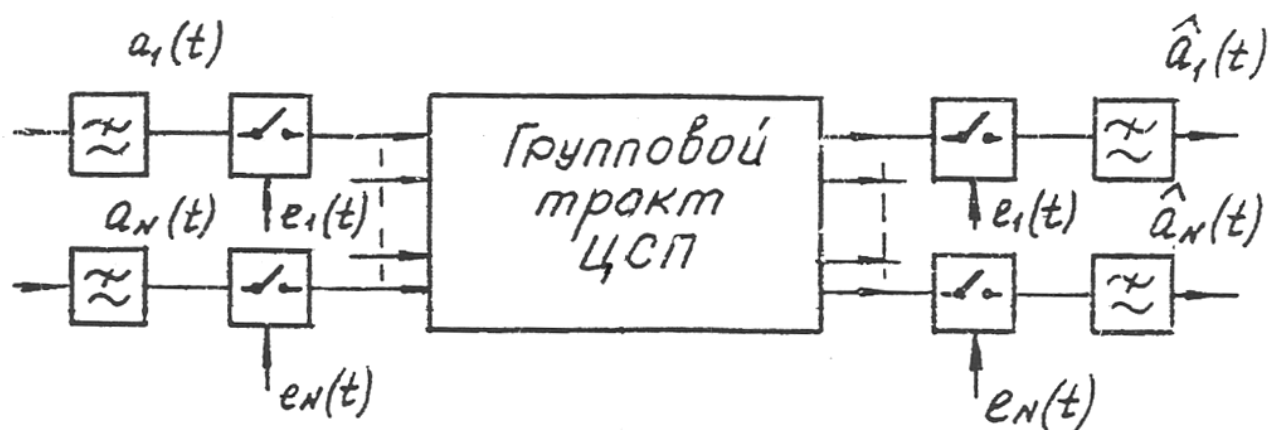


Рис. 4. Схема ЦСП с временным разделением каналов

Кроме того, следует обратить внимание, что фильтры на передаче и приёме в основном определяют амплитудно-частотные характеристики каналов ТЧ в ЦСП.