

УДК 621.397.13(075.8)

## АНАЛОГОВО-ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ И ВЫВОД РЕЗУЛЬТИРУЮЩЕГО ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ШУМ «КАМЕРА-АЦП»

А.П. ТКАЧЕНКО, М.М. ПОЗНЯК, Д.А. ХАТЬКОВ, Д.Ю. СМОЛЬСКИЙ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 18 ноября 2016*

Изучается проблема выбора аналогово-цифрового преобразователя (АЦП) в телевизионных системах (ТВС) и системах видеонаблюдения (СВН). Произведен анализ процессов преобразования аналогового сигнала в цифровой и получены выражения для расчета результирующего отношения сигнал/шум ( $ОСШ_{рез}$ ) «камера-АЦП».

*Ключевые слова:* телевизионный сигнал, видеосигнал, аналогово-цифровой преобразователь, защищенность, шум квантования, ОСШ.

### Введение

Телевизионные системы являются одними из самых распространенных средств информационного обслуживания и находят широкое применение в различных сферах деятельности: как в ТВ-вещании, так и в прикладных ТВС и различных СВН. Сегодня происходит слияние средств вещания, телекоммуникаций и компьютерных технологий в целях интеграции служб в глобальном информационном пространстве [1]. Радикальным способом на пути достижения этих целей является переход вещания от аналоговых к цифровым методам формирования и передачи сигналов. Для преобразования аналогового сигнала в цифровой необходимо выполнить ряд операций: дискретизацию, квантование и кодирование. Эти действия осуществляются в аналогово-цифровом преобразователе, который обеспечивает требуемые параметры по частоте дискретизации  $f_d$ , числу уровней квантования  $N_{кв}$  и разрядности двоичного кода.

Поскольку АЦП вносит шум квантования  $ОСШ_{кв}$ , то возникает задача расчета  $ОСШ_{рез}$  цепи, содержащей источник аналогового сигнала (или ТВ сигнала) и АЦП [2].

### Преобразование аналогового сигнала в цифровой

Дискретизация – процесс преобразования непрерывного аналогового ТВ-сигнала  $u(t)$  в последовательность дискретных отсчетов (выборок), следующих с шагом (периодом дискретизации)  $T_d = (f_d = 1/T_d)$ , амплитуда которых пропорциональна мгновенным значениям аналогового сигнала. Выбор частоты  $f_d$  производится по теореме отсчетов (Котельникова-Найквиста) [2]:

$$f_d \geq 2F_B \text{ или } T_d \leq 1/2F_B, \quad (1)$$

где  $F_B$  – высшая частота аналогового сигнала.

Выражение (1) является достаточным всегда, а также необходимым, если

$$F_B/F_H \geq 2, \quad (2)$$

где  $F_H$  – низшая частота аналогового сигнала (рис. 1).

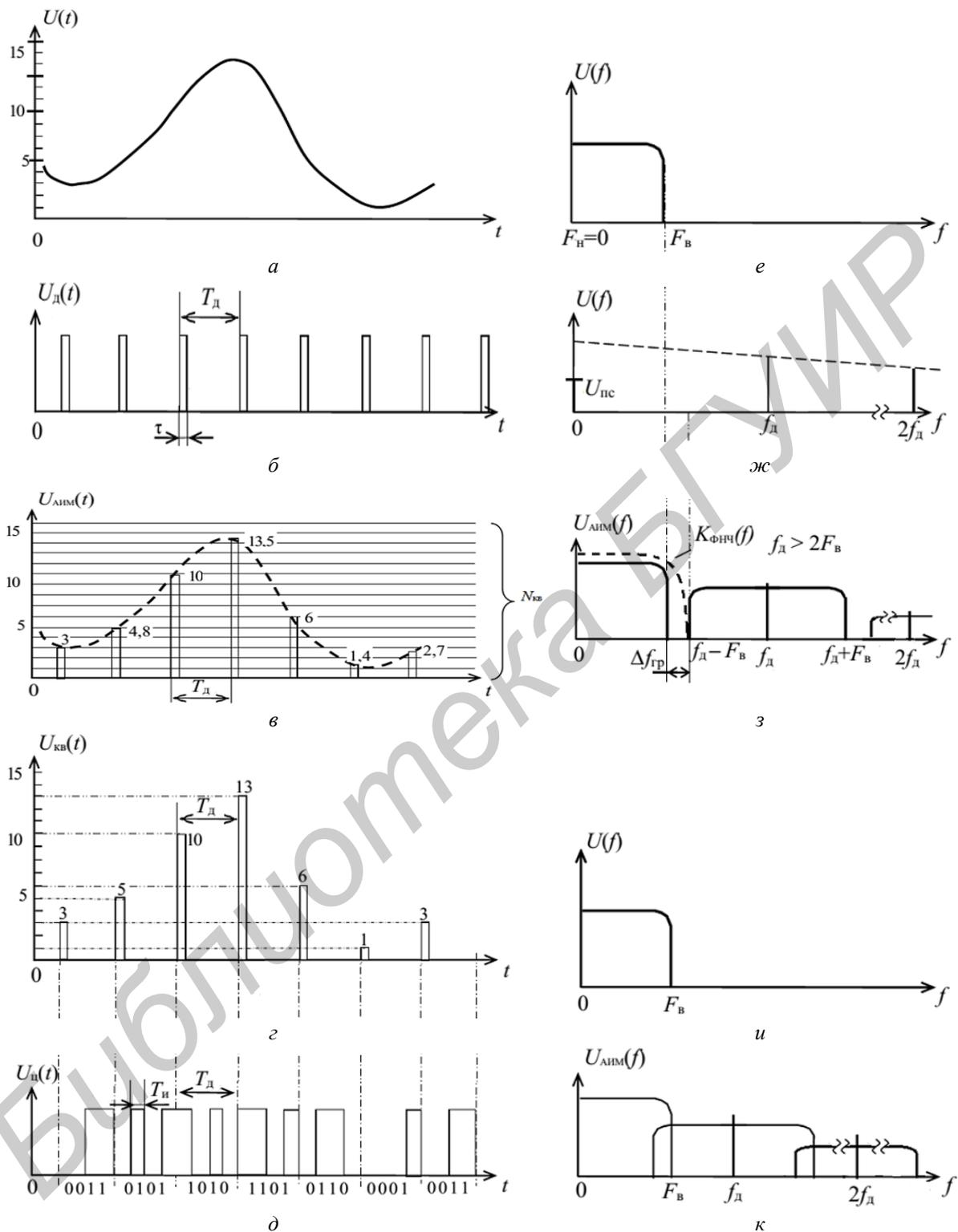


Рис. 1. Преобразование аналогового сигнала в цифровой: а-д – временное представление сигнала; б, ж – импульсы дискретизации и их спектр дискретизации с постоянной составляющей  $U_{пс}$ ; в – квантование отсчетов сигнала на  $N_{кв}$  разрешенных уровней; г – квантованное значение отсчетов; д – двоично закодированные амплитуды отсчетов; е – спектральное представления сигнала; з, к – спектр сигналов после дискретизации при  $f_d > 2F_B$  и  $f_d < 2F_B$ ; и – восстановленный с помощью ФНЧ спектр аналогового сигнала при  $f_d > 2F_B$

Математически дискретизатор представляет собой перемножитель аналогового сигнала  $u(t)$  (рис. 1, а) на последовательность импульсов дискретизации  $U_d(t)$  – рис 1, б, которые теоретически являются дельта-импульсами  $\delta(t)$ , следующих с шагом  $T_d$ . На его выходе получают импульсы (отсчеты или выборки), амплитуда которых пропорциональна мгновенному значению аналогового сигнала в моменты дискретизации. Поэтому дискретизатор называют еще амплитудно-импульсным модулятором, а сигнал на выходе  $U_{\text{АИМ}}(t)$  – рис. 1, в. Фактически это АИМ-1 (первого рода), при которой вершина отсчетов повторяет форму аналогового сигнала – рис. 1, в. Для правильной работы квантователя этот сигнал преобразуют в АИМ-2 (второго рода), у которого вершина плоская (рис. 1, з).

Если  $F_n = 0$  (всегда выполняется для аналоговых видеосигналов), то спектр сигнала на выходе дискретизатора (рис. 1, з) содержит и частоты  $f_d, 2f_d$  и так далее. В спектре других сигналов, например, речевого  $F_n > 0$ , сами гармоники частоты дискретизации будут отсутствовать, а будут только боковые полосы: слева  $(f_d - F_n) \dots (f_d - F_n)$  и справа  $(f_d + F_n) \dots (f_d + F_n)$ .

На входе и выходе дискретизатора сигнал остается аналоговым по уровням, т.е. имеет бесконечное множество значений в пределах динамического диапазона сигнала (рис. 1, в). На выходе квантователя получается дискретный по времени и уровням сигнал, т.е. цифровой, у которого уровни представлены в десятичной системе счисления (рис. 1, з).

Для полосовых сигналов, а также модулированных сигналов, условие (2) чаще не выполняется, т.е. для них

$$F_b / F_n < 2. \quad (3)$$

В этом случае можно использовать более низкую частоту дискретизации  $f'_d$ , чем по выражению (1). Ее значение должно быть в пределах

$$f_{\text{д.о}} \leq f'_d < f_{\text{д.к}}, \quad (4)$$

где  $f_{\text{д.к}}$  – минимальное значение частоты дискретизации по Котельникову-Найквисту (теоретический предел, если удовлетворяется (2));  $f_{\text{д.о}} = 2(F_b - F_n)$  – минимальная частота дискретизации для случая, когда спектр сигнала, удовлетворяющий условию (3), перемещен по оси частот так, что его низшая частота становится равной нулю:  $F_n = 0$ .

Тогда  $f'_d$  определяют по выражению

$$f'_d = 2(F_b + F_n) / (2n + 1), \quad (5)$$

где  $n = 1, 2, \dots$  подбирается ближайшее значение, начиная с единицы, чтобы соблюдалось неравенство (4).

Справедливость выражений (3) и (5) поясним на примере организации телефонной связи, которая длительное время была аналоговой. Между АТС передавался групповой (многоканальный) сигнал  $U_{\text{гр}}(t)$  с однополосной модуляцией (ОБП) и частотным разделением, например, 60 каналов (ЧРК): ОБП-ЧРК<sub>60</sub>. Этот сигнал занимал полосу частот от  $F_n = 312$  кГц до  $F_b = 552$  кГц, т.е. по 4 кГц на канал. Для повышения помехозащищенности именно этот сигнал и преобразовывали в цифровую форму с помощью АЦП, а на другой АТС на выходе ФНЧ, установленного после ЦАП, получали  $U_{\text{гр}}(t)$ . Так было проще, поскольку каналобразующая аппаратура на АТС сохранялась.

Но для  $U_{\text{гр}}(t)$  с приведенными параметрами выполняется условие (3), но не (2). Поэтому  $f_d$  рассчитывают по выражению (5) и при  $n = 1$  получают значение  $f'_d = 576$  кГц. По выражению (1) получили бы не менее 1104 кГц. Значит, при  $f'_d = 576$  кГц почти в 2 раза уменьшается скорость цифрового потока  $C = f'_d \cdot \log_2 N_{\text{кв}} = f'_d \cdot \log_2 2^m = f'_d \cdot m$ , бит/с и, следовательно, занимаемая полоса частот

в канале. И только позже в цифровой вид стали преобразовывать индивидуальные речевые сигналы 0,3-3,4 кГц с  $f_d = 8$  кГц, применили временное разделение каналов (ВРК) с требуемым количеством (ИКМ-ВРК) и преобразование в линейный код в зависимости от вида направляющей среды – симметричный, коаксиальный кабель или волоконно-оптический.

Если частота  $f_d$  выбрана по выражению (5), спектр сигнала на выходе дискретизатора будет не таким как на рис. 1, з при  $f_d > 2F_b$ . Сначала будет нижняя боковая полоса (НБП)  $(f'_d - F_b) \dots (f'_d - F_n) = (576 - 552) \dots (576 - 312) = 24 \dots 264$  кГц, затем исходный сигнал ОБП-ЧРК<sub>60</sub> с полосой 312...552 кГц,  $f'_d = 576$  кГц (изображаемая пунктиром), потом НБП от второй гармоники  $2f'_d = 600 \dots 840$  кГц и т.д. Таким образом, для восстановления спектра исходного сигнала  $U_{гр}(f)$  необходимо использовать не ФНЧ с полосой расфилтровки  $\Delta f_p$  (рис 1, з), а полосовой фильтр с полосами расфилтровки  $\Delta f_p = f'_d/2 - f_{д,0}/2$ , которые для рассмотренного примера равны по 48 кГц.

### Расчет защищенности от шума квантования

При квантовании сигнала неизбежно возникают ошибки, величина которых естественно случайна, не превышает значение  $\Delta U_{кв}/2$  и имеет равномерное распределение плотности вероятности, равное  $p_{кв}(u) = 1/\Delta U_{кв}$  на интервале от  $a = -\Delta U_{кв}/2$  до  $b = +\Delta U_{кв}/2$ . Зная  $p_{кв}(u)$ , легко определить мощность шума квантования  $P_{ш.кв}$  и эффективное напряжение шума квантования  $U_{ш.кв}$ :

$$P_{ш.кв} = \int_a^b u^2 \cdot p_{кв}(u) du = \frac{1}{\Delta U_{кв}} \int_a^b u^2 du = \frac{1}{\Delta U_{кв}} \left[ \frac{(\Delta U_{кв}/2)^3}{3} - \frac{(-\Delta U_{кв}/2)^3}{3} \right] = \Delta U_{кв}^2 / 12, \quad (6)$$

$$U_{ш.кв} = \sqrt{P_{ш.кв}} = \Delta U_{кв} / \sqrt{12}, \quad (7)$$

где  $\Delta U_{кв}$  – шаг квантования.

Поскольку ТВ-сигнал носит импульсный характер, то за его размах  $U_c$  берется значение между уровнями черного и белого (либо между уровнями синхронизации и белого при кодировании полного сигнала). Тогда размах сигнала  $U_c$  определяется по выражению

$$U_c = \Delta U_{кв} \cdot N_{кв} = \Delta U_{кв} \cdot 2^m, \quad (8)$$

где  $N_{кв}$  – количество уровней квантования, равное  $2^m$ ,  $m$  – разрядность двоичного кода.

В примере, приведенном на рис. 1, число уровней квантования  $N_{кв}$  вместе с нулевым уровнем равно 16. На основании выражений (7) и (8) получаем формулу для расчета отношения сигнал/шум квантования ОСШ<sub>кв</sub> телевизионного сигнала при линейной шкале квантования:

$$\text{ОСШ}_{кв} = 20 \lg \left( \frac{U_c}{U_{ш.кв}} \right) = 20 \lg \frac{\Delta U_{кв} N_{кв}}{\Delta U_{кв} / \sqrt{12}} = 20 \lg \frac{2^m}{(\sqrt{12})^{-1}} = 6,02m + 10,8 \text{ [дБ]}. \quad (9)$$

Результаты расчета ОСШ<sub>кв</sub> ТВ-сигнала при различных  $m$  представлены в табл. 1.

Процессы дискретизации аналогового сигнала и его восстановления по дискретным отсчетам удобно и наглядно описываются не только в частотной области (рис. 1), но и во временной с помощью разложения сигнала в ряд по функциям Котельникова [3].

Если имеется источник сигнала (например, камера) с заданным ОСШ<sub>к</sub>, то необходимо произвести выбор АЦП с ОСШ<sub>кв</sub>, чтобы он ухудшал ОСШ<sub>к</sub> не более чем на 1 дБ [4], т.е.

$$\text{ОСШ}_{\text{рез}} \geq (\text{ОСШ}_{\text{к}} - 1), \text{ дБ.} \quad (10)$$

Таблица 1. Сводная таблица результатов расчета  $\text{ОСШ}_{\text{кв}}$

Число бит/отсчет, $m$	$\text{ОСШ}_{\text{кв}}$ , дБ
6	46,92
7	52,94
8	58,96
9	64,98
10	71,00
11	77,02

Пусть  $\text{ОСШ}_{\text{к}} = 50$  дБ и  $m = 6$ . Требуется определить  $\text{ОСШ}_{\text{рез}}$ , подбирая  $\text{ОСШ}_{\text{кв}}$ , которое должно отвечать условию (10). Поскольку шумы суммируются по мощности, необходимо  $\text{ОСШ}$  выразить в разгах и представить в виде обратных величин:

$$\left(\frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}}\right)_{\text{к}} = 10^{-0,1 \cdot \text{ОСШ}_{\text{к}}} \text{ и } \left(\frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}}\right)_{\text{кв}} = 10^{-0,1 \cdot \text{ОСШ}_{\text{кв}}}. \quad (11)$$

Суммируя выражения  $\left(\frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}}\right)_{\text{к}}$  и  $\left(\frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}}\right)_{\text{кв}}$ , получаем

$$\left(\frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}}\right)_{\text{рез}} = \left(\frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}}\right)_{\text{к}} + \left(\frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}}\right)_{\text{кв}} = 10^{-0,1 \cdot \text{ОСШ}_{\text{к}}} + 10^{-0,1 \cdot \text{ОСШ}_{\text{кв}}}. \quad (12)$$

Представим выражение (11) в виде  $\left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{рез}}$ :

$$\left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{рез}} = \left(10^{-0,1 \cdot \text{ОСШ}_{\text{к}}} + 10^{-0,1 \cdot \text{ОСШ}_{\text{кв}}}\right)^{-1} \quad (13)$$

и запишем  $\text{ОСШ}_{\text{рез}}$  в децибелах

$$\text{ОСШ}_{\text{рез}} = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{рез}} = -10 \cdot \lg \left(10^{-0,1 \cdot \text{ОСШ}_{\text{к}}} + 10^{-0,1 \cdot \text{ОСШ}_{\text{кв}}}\right). \quad (14)$$

Расчеты производились в математической среде Mathcad и приведены в табл. 2. Из полученного результата  $\text{ОСШ}_{\text{рез}}$  можно сделать вывод: при разрядности кодового слова  $m = 6$  требуемая защищенность не будет достигнута [5]. Следовательно, необходимо увеличивать  $m$  до тех пор, пока условие (10) не будет удовлетворяться. Чтобы значение  $\text{ОСШ}_{\text{рез}}$  отличалось от  $\text{ОСШ}_{\text{к}}$  менее чем на 1 дБ, необходимо увеличивать разрядность двоичного кода.

Таблица 2. Результаты расчета защищенности в зависимости от разрядности кодового слова

$\text{ОСШ}_{\text{к}}$ , дБ	$m$ , бит/отсчет	$\text{ОСШ}_{\text{кв}}$ , дБ	$\text{ОСШ}_{\text{рез}}$ , дБ
50	6	46,92	45,18
	7	52,94	48,21
	8	58,96	49,48
55	6	46,92	46,29
	7	52,94	50,83
	8	58,96	53,53
	9	64,98	54,58
60	6	46,92	46,71
	7	52,94	52,16
	8	58,96	56,43
	9	64,98	58,8
	10	71,00	59,6
65	6	46,92	46,85
	7	52,94	52,67
	8	58,96	57,99
	9	64,98	61,98
	10	71,00	64,02

По полученным результатам видно, что наилучшая защищенность достигается при разрядности кодового слова  $m$ , равного 8-10, в зависимости от  $ОСШ_k$ , т.е. чем больше  $m$ , тем меньше  $ОСШ_{рез}$  отличается от  $ОСШ_k$ . Аналогично при заданном АЦП с  $ОСШ_{кв}$  производится выбор камеры.

### Заключение

При переходе от аналогового сигнала к цифровому всегда возникают ошибки квантования, избавиться от которых невозможно. В связи с этим необходимо правильно подобрать количество уровней квантования и соблюдать требуемые условия.

Выбор АЦП – сложная и ответственная задача, т.к. большое количество производителей предлагают широкий ассортимент данных устройств. Основными параметрами, определяющими подбор необходимого вида преобразователя, являются число разрядов кода, нелинейность, время и частота преобразования, защита от шума квантования, простота реализации и стоимость.

Получены общие выражения для расчета  $ОСШ_{рез}$  в цепи «камера-АЦП» при различных исходных данных.

## ANALOG-TO-DIGITAL CONVERSION AND CALCULATION RESULTING SIGNAL\NOISE «CAMERA-ADC»

A.P. TKACHENKO, M.M. POZNIAK, D.A. KHATKOU, D.Y. SMOLSKI

### Abstract

The problem of choosing the analog-to-digital converter (ADC) in television systems (FA) and video surveillance systems (IOS) is studied. The analysis of processes of converting the analog signal to digital and expressions for the calculation of the resulting signal/noise ratio «camera-ADC» is done.

*Keywords:* television signal, video signal, analog-digital converter, security, quantization noise, SNR.

### Список литературы

1. Джакония В.Е., Гоголь А.А., Друзин Я.В. и др. Телевидение: учебник для вузов. М., 2007.
2. Ткаченко А.П., Хоминич А.Л., Капура П.А. Цифровое представление сигналов изображения и звукового сопровождения. Минск, 2003.
3. Ткаченко А.П., Хоминич А.Л. Цифровое телевидение. Кодирование источника сообщений в системах цифрового телевизионного вещания. Минск, 2015.
4. Пескин А.Е. Системы видеонаблюдения. Основы построения, проектирования и эксплуатации. М., 2014.