ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования

«МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ПУТЕЙ СООБЩЕНИЯ» (МИИТ)

Кафедра

«Железнодорожная автоматика, телемеханика и связь»

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

к курсовому проекту по дисциплине

ОБЩАЯ ТЕОРИЯ СВЯЗИ

По специальности

210700.62 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи»

Москва 2012 г.

Содержание

Перечень использованных сокращений 3

Перечень использованных обозначений 4

Введение 6

1 Общие положения 6

1.1 Цель курсового проекта 6

1.2 Задание на курсовой проект 6

1.3 Содержание и объем курсового проекта 7

2 Методические указания по выполнению курсового проекта и основные расчетные соотношения 8

2.1 Общие указания 8

2.2 Исходные данные 8

2.3 Структурная схема системы передачи информации 12

2.4 Анализ статистических характеристик и параметров переданного сообщения 15

2.5 Анализ характеристик и расчет параметров аналого-цифрового преобразования сообщения 16

2.6 Характеристики и параметры сигналов с дискретной модуляцией 26

2.7 Характеристики и параметры узкополосного непрерывного гауссовского канала связи 27

2.8 Оценка помехоустойчивости и эффективности приема сигналов дискретной модуляции 29

2.9 Анализ характеристик и параметров цифро-аналогового преобразования сообщения 39

Список литературы 40

Приложение 1 40

Приложение 2 42

Приложение 3 44

Приложение 4 46

Приложение 5 47

ПЕРЕЧЕНЬ ИСПОЛЬЗОВАННЫХ СОКРАЩЕНИЙ

АЦП	–	аналого-цифровой преобразователь;
ВУ	–	вычитающее устройство;
ГОСТ	–	государственный стандарт;
ДАМ	–	дискретная амплитудная модуляция;
ДКС	–	дискретный канал связи;
ДОФМ	–	дискретная относительная фазовая модуляция;
ДЧМ	–	дискретная частотная модуляция;
ЕСКД	–	единая система конструкторской документации (система ГОСТов);
ИКМ	–	импульсно-кодовая модуляция;
ИС	–	источник сообщений;
КП	–	когерентная обработка (прием) сигнала;
ЛЗ	–	линия задержки;
НП	–	некогерентная обработка (прием) сигнала;
НКС	–	непрерывный канал связи;
ОТС	–	основы теории связи;
ПДУ	–	передающее устройство;
ППФ	–	полосно-пропускающий фильтр;
ПРУ	–	приемное устройство;
РУ	–	решающее устройство;
СП	–	сравнение полярностей (метод приема сигналов ДОФМ);
СПИ	–	система передачи информации;
СКЗ	–	среднеквадратическое значение некоторой переменной;
СКО	–	среднеквадратическая ошибка;
СФ	–	сравнение фаз (метод приема сигналов ДОФМ);
С/Ш	–	отношение сигнал/шум;
УГП	–	узкополосная гауссовская помеха;
ФНЧ	–	фильтр нижних частот;
ФОН	–	формирователь опорного напряжения;
ФПВ	–	функция плотности вероятности;
ЦАП	–	цифро-аналоговый преобразователь.

ПЕРЕЧЕНЬ ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

$B_g(\tau)$	–	автокорреляционная функция сигнала g(t);
$B_{xv}(\tau)$	–	взаимокорреляционная функция сигналов x(t) и v(t);
$c(t)$	–	сообщение источника;
$\hat{c}(t)$	–	принятое сообщение;
d_{lm}	–	кодовое расстояние между *l*-ой и *m*-ой кодовыми комбинациями одинаковой длины;
$g(t)$	–	первичный электрический сигнал сообщения;
$\hat{g}(t)$	–	сигнал сообщения на выходе приемника;
$G(f)$	–	энергетический спектр сигнала g(t);
$H(f)$	–	частотная характеристика фильтра;
$r(\tau)$	–	нормированная автокорреляционная функция сигнала g(t);
$x(t)$	–	сигнал сообщения с ограниченным спектром;
$x(k\Delta t)$	–	дискретизированный сигнал сообщения;
$\hat{x}(t)$	–	сигнал сообщения с ограниченным спектром на выходе приемника;
$\delta_T(t)$	–	периодическая последовательность δ-функций;
Δt	–	интервал временнóй дискретизации;
$u_i,\ i\in\{\overline{1,L}\}$	–	физически реализуемые входные уровни сравнения АЦП;
$v_i,\ i\in\{\overline{1,L+1}\}$	–	выходные уровни состояния АЦП;
v_k^j	–	квантованное значение сигнала сообщения в момент времени $k\Delta t$;
$\hat{v}_k^j$	–	квантованное значение сигнала сообщения в момент времени $k\Delta t$ на выходе приёмника;
b_k^μ	–	кодовая комбинация сообщения в момент времени $k\Delta t$, содержащая μ разрядов;
μ	–	разрядность АЦП;
$u_н(t)$	–	несущее гармоническое колебание;
$s(t, b_k^\mu)$	–	несущее колебание, модулированное сообщением b_k^μ;
$\hat{s}(t, b_k^\mu)$	–	несущее колебание, модулированное сообщением b_k^μ, на выходе приемника;
$S(t)$	–	сигнал, передаваемый по линии связи;
$n(t)$	–	помеха в линии связи;
$z(t)$	–	сигнал на входе приемника, поступивший из линии связи;
$n(0)$ и $n(1)$	–	число нулей и число единиц в кодовой комбинации;
Δf_g		ширина спектра первичного сигнала;
Δf_s	–	ширина спектра сигнала с дискретной модуляцией;
$\Delta f_ц$	–	ширина спектра цифрового сигнала;
$f_{ср}$	–	частота среза фильтра нижних частот;
$f_Д$		частота дискретизации сигнала;
C	–	пропускная способность канала связи;
χ	–	коэффициент ослабления сигнала при распространении по

линии связи;

$M\{\cdot\}$ – операция статистического усреднения по множеству реализаций;

$W(x)$ – одномерная функция распределения плотности вероятности случайного процесса (сигнала);

$\theta_g(j\upsilon)$ – характеристическая функция случайного сигнала;

$\Delta\theta_{ЭФФ}$ – эффективная ширина характеристической функции случайного сигнала;

ξ_{ki} – погрешность квантования k-го отсчета сигнала;

$\bar{\varepsilon}_{ф}^2$ – СКО фильтрации сообщения ФНЧ;

$\varepsilon_q(t)$ – шум квантования;

$\bar{\varepsilon}_q^2$ – СКЗ шума квантования;

$\xi_п^{\ 2}$ – СКЗ шума передачи;

$\xi_\Sigma^{\ 2}$ – СКО восстановления сообщения.

ВВЕДЕНИЕ

Дисциплина «Основы теории связи» (ОТС) является базовой для изучения специальных дисциплин: «Сети связи и системы коммутации», «Организация технологических сетей связи», «Цифровые системы оперативно-технологической связи» и др. Задача дисциплины ОТС – изложить в доступной форме и научить использовать основные понятия, положения и характеристики разделов: теория детерминированных и случайных сигналов, теория модуляции и детектирования, теория информации и кодирования, теория оптимального приема сигналов и др. Курсовой проект является завершающим этапом освоения и систематизации материала ОТС.

Особое внимание в проекте уделяется способам преобразования аналоговых сигналов в цифровую форму (АЦП) и цифровым методам их обработки и передачи. Это связано с широким внедрением на железнодорожном транспорте цифровых методов, оборудования и систем передачи информации, используемых в цифровых интегральных сетях.

Для согласования цифровых сигналов с аналоговым каналом линии связи используются различные виды аналоговой и дискретной модуляции (манипуляции). Требуемая помехоустойчивость передачи сигналов по каналу связи может быть обеспечена выбором вида модуляции, помехоустойчивым кодированием, типом приемника и другими методами.

В данных методических указаниях изложены основные теоретические сведения и соотношения, необходимые для выполнения расчетов, приведен алгоритм выполнения курсового проекта, требования по его оформлению. Изложена последовательность выполнения расчетов и указана необходимая для работы литература.

1 ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

1.1. Цели курсового проекта

Курсовой проект ставит цели систематизировать, закрепить и углубить теоретические знания студентов, привить навыки проведения анализа и синтеза отдельных устройств и системы связи в целом, освоить технику расчета параметров систем связи. Это достигается в процессе обоснования и выбора видов сигналов, используемых в системах передачи информации, обоснования способа модуляции сигналов в канале связи, выбора и обоснования способов кодирования, построения схемы оптимального приемника, расчета оценок помехоустойчивости и пропускной способности каналов связи, а также погрешности при восстановлении принятого сигнала (сообщения).

1.2. Задание на курсовой проект

При выполнении курсового проекта в соответствии с индивидуальным заданием (исходными данными) студент должен продемонстрировать умение пользоваться основными расчетными соотношениями по разделам дисциплины

«Общая теория связи», используя полученные знания, а также учебную, методическую и справочную литературу.

Каждый студент должен выполнить курсовой проект в соответствии с индивидуальным заданием, форма которого приведена в Приложении 1, и исходными данными из таблицы 1. Номер задания ($№_{ИД}$) определяется по двум последним цифрам шифра студента (n_2n_1) из соотношений:

$$№_{ИД} = \begin{cases} n_2n_1, & \text{если } 01 \le n_2n_1 \le 40; \\ n_2n_1 - 40, & \text{если } 40 < n_2n_1 \le 80; \\ n_2n_1 - 80, & \text{если } 80 < n_2n_1 \le 100. \end{cases}$$

1.3. Содержание и объем курсового проекта

Курсовой проект состоит из описательной и расчетной частей. Описательная часть включает в себя обоснование выбранной в соответствии с индивидуальным заданием структурной схемы системы связи, сделанное с использованием рекомендованной и иной литературы. В расчетной части приводятся математические выражения и результаты выполнения расчетов. В проекте должны быть приведены используемые графики, рисунки, структурные и функциональные схемы системы передачи информации и отдельных устройств.

Пояснительная записка курсового проекта, объемом не менее 25 страниц текста, должна содержать:

Титульный лист (Приложение 2);
Содержание (Приложение 3);
Индивидуальное задание (Приложение 1);
Введение;
Основную часть, включающую в себя:

- обоснование выбранной схемы системы связи;
- расчет энергетических характеристик информационного сигнала;
- расчет среднеквадратичной погрешности фильтрации информационного сигнала;
- описание элементов системы передачи информации (АЦП и др.);
- структурную схему и расчет параметров АЦП;
- результаты кодирования μ-разрядных (L-ичных) последовательностей двоичным безизбыточным кодом;
- расчет спектра сигнала с дискретной модуляцией;
- расчет параметров гауссовского непрерывного канала связи;
- функциональную схему демодулятора приемника сигналов с дискретной модуляцией;
- расчет параметров дискретного канала связи;

Заключение;
Список использованной литературы;
Приложение, содержащее структурную схему спроектированной системы связи.

2 МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КУРСОВОГО ПРОЕКТА И ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

2.1. Общие указания

Данные методические указания предлагают основные пути выполнения курсового проекта. Студенты могут выбирать иные методы решения задач, поставленных в курсовом проекте, приводящие к правильному результату.

В разделах курсового проекта должно быть отражено следующее.

В содержании перечисляются в соответствующем порядке пункты выполненного проекта с указанием номеров страниц.

Во введении необходимо обосновать возможность и целесообразность применения проектируемой системы передачи информации на железнодорожном транспорте, используя материал дисциплины «Общая теория связи» и другие источники.

В основной части следует привести:

1) определение системы передачи информации (СПИ), классификацию СПИ по используемым сообщениям, сигналам, линиям связи, числу используемых каналов связи и др., структурную схему проектируемой системы связи;
2) обоснование выбранных структурных и функциональных схем, результаты расчетов требуемых величин и характеристик, выполненных на основании известных математических выражений.

В заключении следует привести обобщающие выводы по предыдущим пунктам, отметить, в чем преимущество выбранной схемы, указать пути повышения эффективности работы элементов канала связи и всей СПИ в целом.

В списке литературы необходимо привести рекомендованную, дополнительную и иную литературу, которая была использована в курсовом проектировании.

В приложении приводится структурная схема спроектированной системы связи, выполненная в виде чертежа с соблюдением требований ЕСКД (ГОСТ 2.105-95; ГОСТ 2.701-2008, ГОСТ 2.702-75, ГОСТ 2.710-81; ГОСТ 2.721-74 и др.).

2.2. Исходные данные

Непрерывное сообщение c(t), создаваемое источником сообщений (ИС), представляет собой реализацию стационарного гауссовского случайного процесса с нулевым средним значением и известной функцией корреляции $B_c(\tau)$. Первичный преобразователь осуществляет линейное преобразование сообщения в первичный электрический сигнал g(t), несущий информацию (сообщение) и имеющий такие же статистически характеристики. Этот сигнал необходимо передать получателю по смешанной, аналого-цифровой системе передачи информации (СПИ).

В передающем устройстве (ПДУ) смешанной системы передачи информации аналого-цифровой преобразователь АЦП преобразует первичный сигнал в цифровой сигнал b_k^{μ}, который модулирует один из информационных параметров гармонического переносчика (несущей) $u_н(t)$. В результате формируется линейный сигнал $s(t, b_k^{\mu})$ с дискретной амплитудной модуляцией (ДАМ), дискретной частотной модуляцией (ДЧМ) или дискретной относительной фазовой модуляцией (ДОФМ).

Сигнал с соответствующей дискретной модуляцией (манипуляцией) передается по гауссовскому непрерывному каналу связи (НКС).

В приемном устройстве (ПРУ) системы связи принятая аддитивная смесь сигнала и шума $z(t) = \chi S(t) + n(t)$ подвергается когерентной (КП) или некогерентной (НП) обработке с последующим поэлементным принятием решения о поступившем сигнале методом однократного отсчета. Прием сигнала с ДОФМ может осуществляться методами сравнения фаз (СФ) или сравнения полярностей (СП).

Решение о том, какой сигнал, несущий сообщение, был передан (оценка переданного сигнала по принятому с искажениями цифровому сигналу), получается путем детектирования, декодирования и цифро-аналогового преобразования (ЦАП) выходного сигнала приемника с последующей низкочастотной фильтрацией.

В курсовом проекте необходимо получить оценки пропускной способности канала связи и погрешности при восстановлении принятого сигнала (сообщения).

Исходные данные для расчетов приведены в таблице 1, где использованы следующие обозначения:

► $P_g = \sigma_g^2$, *В²* – мощность переменной составляющей (дисперсия) первичного сигнала сообщения на сопротивлении 1 Ом;

► β, *мс⁻¹* – показатель затухания функции корреляции $B_c(\tau)$;

► α – коэффициент повышения частоты дискретизации;

► f_0, *МГц* – несущая частота в системе с АМ и ОФМ;

► f_1 и f_2, *МГц* – значения несущей частоты в системе с ЧМ;

► G_0, *мВт/Гц* – спектральная плотность мощности шума в непрерывном канале связи;

► h^2 – требуемое отношение сигнал/шум (С/Ш) по мощности на входе детектора;

► $\delta^2_{доп}$ – допустимая относительная среднеквадратическая ошибка (СКО) восстановления сообщения.

В курсовом проекте необходимо:

2.2.1 Изобразить структурную схему смешанной системы связи и показать сигналы в различных ее сечениях (точках);

2.2.2 Рассчитать:

– спектр плотности мощности $G_g(f)$ первичного сигнала (сообщения), построить графики $B_c(\tau)$ и $G_g(f)$;

– среднеквадратическую ошибку (СКО) фильтрации сообщения $\overline{\varepsilon_{ф}^2}$;

– мощность $P_x = \sigma_x^2$, частоту $f_д = 2\alpha f_g$ и интервал $\Delta t_д$ временной дискретизации выходного сигнала ФНЧ при подаче первичного сигнала на его вход. Считать, что первичный сигнал имеет ширину спектра f_g, а ФНЧ идеальный с частотой среза $f_{ср} = f_g$;

– интервал квантования Δ_u, пороги квантования u_i, $i \in \{\overline{1, L}\}$ и разрядность μ АЦП;

– СКО квантования $\overline{\varepsilon_q^2}$ в АЦП;

Таблица 1

Исходные данные для расчетов (индивидуальные задания)

№ задан.	Источник сообщений		Передающее устройство				Канал связи	Приемное устройство		ЦАП	Функция корреляции сообщения $B_c(\tau)$
	P_g, *В*^{2}	β, *мс*$^{-1}$	α	Способ передачи	Частота, *МГц* f_0 (f_2)	f_1	G_0, *мВт·с*	h^2	Способ приёма	$\delta^2_{доп}$	
1	1,0	13	1,5	АМ	1,0		0,0001	14,5	КО	0,1	$P_g \cdot e^{-\beta\|\tau\|}$, $-\infty < \tau < \infty$, $f_g = 2\beta$.
2	1,5	14	2,0	ЧМ	1,1	1,25	0,001	8,5	НО	0,12	
3	2,0	15	2,5	ОФМ	1,2		0,0028	4,3	СФ	0,14	
4	2,5	16	3,0	АМ	1,3		0,0002	15,0	НО	0,16	
5	3,0	17	3,5	ЧМ	1,4	1,45	0,0011	9,0	КО	0,18	
6	3,5	18	3,5	ОФМ	1,5		0,0029	5,2	СП	0,2	$\begin{cases} P_g\cos^2(\pi\beta\tau), \|\tau\| \le 1/2\beta; \\ 0, \|\tau\| > 1/2\beta; \end{cases}$, $f_g = 1{,}5\beta$.
7	1,2	29	3,0	АМ	1,6		0,0003	15,5	КО	0,09	
8	2,7	30	2,5	ЧМ	1,7	1,75	0,0012	9,5	НО	0,11	
9	2,2	31	2,0	ОФМ	1,8		0,003	4,6	СФ	0,13	
10	2,7	32	1,5	АМ	1,9		0,0004	16,0	НО	0,15	
11	3,2	33	1,5	ЧМ	2,0	2,05	0,0013	10,0	КО	0,17	$P_g \cdot e^{-0{,}5\beta^2\tau^2}$, $-\infty < \tau < \infty$; $f_g = \beta$.
12	3,7	34	2,0	ОФМ	2,1		0,0031	4,9	СП	0,19	
13	1,4	17	2,5	АМ	2,2		0,0005	16,5	КО	0,1	
14	1,9	18	3,0	ЧМ	2,3	2,35	0,0014	10,5	НО	0,12	
15	2,4	19	3,5	ОФМ	2,4		0,0032	5,5	СФ	0,14	
16	2,9	20	3,5	АМ	2,5		0,0006	17,0	НО	0,16	$P_g \cdot \frac{\sin(2\pi\beta\tau)}{2\pi\beta\tau}$, $-\infty < \tau < \infty$; $f_g = \beta$
17	3,4	21	3,0	ЧМ	2,6	2,65	0,0015	11,0	КО	0,18	
18	3,9	22	2,5	ОФМ	2,7		0,0033	5,8	СП	0,2	
19	4,0	5	2,0	АМ	2,8		0,0001	17,5	КО	0,09	
20	4,2	6	1,5	ЧМ	2,9	2,95	0,0007	11,5	НО	0,11	

№ задан.	Источник сообщений		Передающее устройство				Канал связи	Приемное устройство		ЦАП	Функция корреляции сообщения $B_c(\tau)$
	P_g, B^2	β, mc^{-1}	α	Способ передачи	Частота, *МГц*		G_0, *мВт·с*	h^2	Способ приёма	$\delta^2_{доп}$	
					f_0 (f_2)	f_1					
21	4,4	7	1,5	ОФМ	3,0		0,0022	6,1	СФ	0,13	$P_g \frac{\sin(2\pi\beta\tau)^2}{(2\pi\beta\tau)^2}$, $\lvert\tau\rvert \le 1/2\beta$; $f_g = \beta$
22	4,6	8	2,0	АМ	3,1		0,0008	18,0	НО	0,15	
23	4,8	9	2,5	ЧМ	3,2	3,25	0,0017	12,0	КО	0,17	
24	5,0	10	3,0	ОФМ	3,3		0,0023	6,4	СП	0,19	
25	3,8	13	3,5	АМ	3,4		0,0009	18,5	КО	0,1	
26	3,3	14	3,5	ЧМ	3,5	3,55	0,0018	12,5	НО	0,12	$\frac{P_g\cos(2\pi\beta\tau)}{1-(4\beta\tau)^2}$, $-\infty < \tau < \infty$; $f_g = 4\beta$.
27	2,8	15	3,0	ОФМ	3,6		0,0024	6,7	СФ	0,14	
28	2,3	16	2,5	АМ	3,7		0,0004	19,0	НО	0,16	
29	1,8	17	2,0	ЧМ	3,8	3,85	0,0019	13,0	КО	0,18	
30	1,3	18	1,5	ОФМ	3,9		0,0025	7,0	СП	0,2	
31	3,6	7	1,5	АМ	4,0		0,0005	19,5	КО	0,09	$\begin{cases} P_g cos(2\pi\beta\tau), \lvert\tau\rvert \le \frac{1}{\beta}; \\ 0, \lvert\tau\rvert > \frac{1}{\beta}; \end{cases}$ $f_g = 3\beta$.
32	3,1	8	2,0	ЧМ	4,1	4,15	0,002	13,5	НО	0,11	
33	2,6	9	2,5	ОФМ	4,2		0,0026	7,3	СФ	0,13	
34	2,1	10	3,0	АМ	4,3		0,0006	20,0	НО	0,15	
35	1,6	11	3,5	ЧМ	4,4	4,45	0,0021	14,0	КО	0,17	
36	1,1	12	3,5	ОФМ	4,5		0,0027	7,6	СП	0,19	$P_g(1-\beta\lvert\tau\rvert)\exp(-\beta\tau)$; $f_g = 2\beta$.
37	1,2	6	3,0	АМ	4,6		0,0009	8,0	НО	0,12	
38	1,5	9	2,5	ЧМ	4,7	4,75	0,0011	10,0	КО	0,13	
39	1,7	12	2,0	ОФМ	4,8		0,0015	12,0	СФ	0,14	
40	1,9	15	1,5	АМ	4,9		0,0018	15,0	КО	0,15	

– распределение вероятностей p_j, $j = \{\overline{1, L+1}\}$, и интегральное распределение вероятностей F_j, $j = \{\overline{1, L+1}\}$ квантованной последовательности $\{v_k^j\}$;

– энтропию H(c), производительность R(c) и избыточность r квантованной последовательности. В системе используется квантование с равномерным шагом.

2.2.3 Закодировать L-ичную последовательность $\{v_k^j\}$ на выходе АЦП двоичным безизбыточным блочным кодом $\{b_k^{\mu}\}$, выписать все кодовые комбинации и построить таблицу кодовых расстояний $\{d_{lm}\}$, $l,m \in \{\overline{1, L+1}\}$ кода.

Рассчитать априорные вероятности p(0) и p(1) передачи нулевого и единичного символов соответственно по двоичному ДКС, а также ширину спектра цифрового сигнала $\Delta f_{ц}$.

2.2.4 Рассчитать и построить спектр сигнала с дискретной модуляцией и определить ширину его спектра Δf_s.

2.2.5 Рассчитать:

► мощность P_s, приходящуюся в среднем на один двоичный символ (бит);

► амплитуду U_m сигнала дискретной модуляции, необходимую для обеспечения требуемого соотношения сигнал/шум h^2 на входе приемника;

► пропускную способность C гауссовского НКС.

Построить функции плотности вероятности (ФПВ) мгновенных значений узкополосной гауссовской помехи (УГП), а также ФПВ мгновенных значений суммы гармонического сигнала и УГП.

2.2.8 Изобразить схему приемника сигнала дискретной модуляции (выполняется при построении структурной схемы всей системы).

2.2.9 Рассчитать:

– среднюю вероятность ошибки $p_{ош}$ и скорость передачи информации R_2 по двоичному симметричному ДКС;

– показатель эффективности передачи сигнала дискретной модуляции *Э* по НКС;

– скорость передачи информации R_L по L-ичному ДКС и относительную потерю в скорости передачи информации;

– среднее квадратическое значение шума передачи $\xi^2_{п}$ и относительную суммарную СКО ξ^2_{Σ} восстановления непрерывного сообщения.

Указать пути уменьшения величины ξ^2_{Σ}, если окажется, что $\xi^2_{\Sigma} > \delta^2_{доп}$.

2.3. Структурная схема системы передачи информации

В цифровых и дискретных системах связи возникает необходимость передачи непрерывного сообщения по дискретному (цифровому) каналу связи. Эта проблема решается при использовании смешанной системы связи. Одной из возможных является система передачи непрерывного сообщения с использованием импульсно-кодовой модуляции (ИКМ)[1]. Структурная схема такой системы приведена на рис. 1.

[1] Общепринятый термин процедуры преобразования непрерывного (аналогового) сигнала в цифровую форму. Фактически не содержит несущего колебания и модуляции, как процесса изменения его параметра в соответствии с модулирующим сигналом.

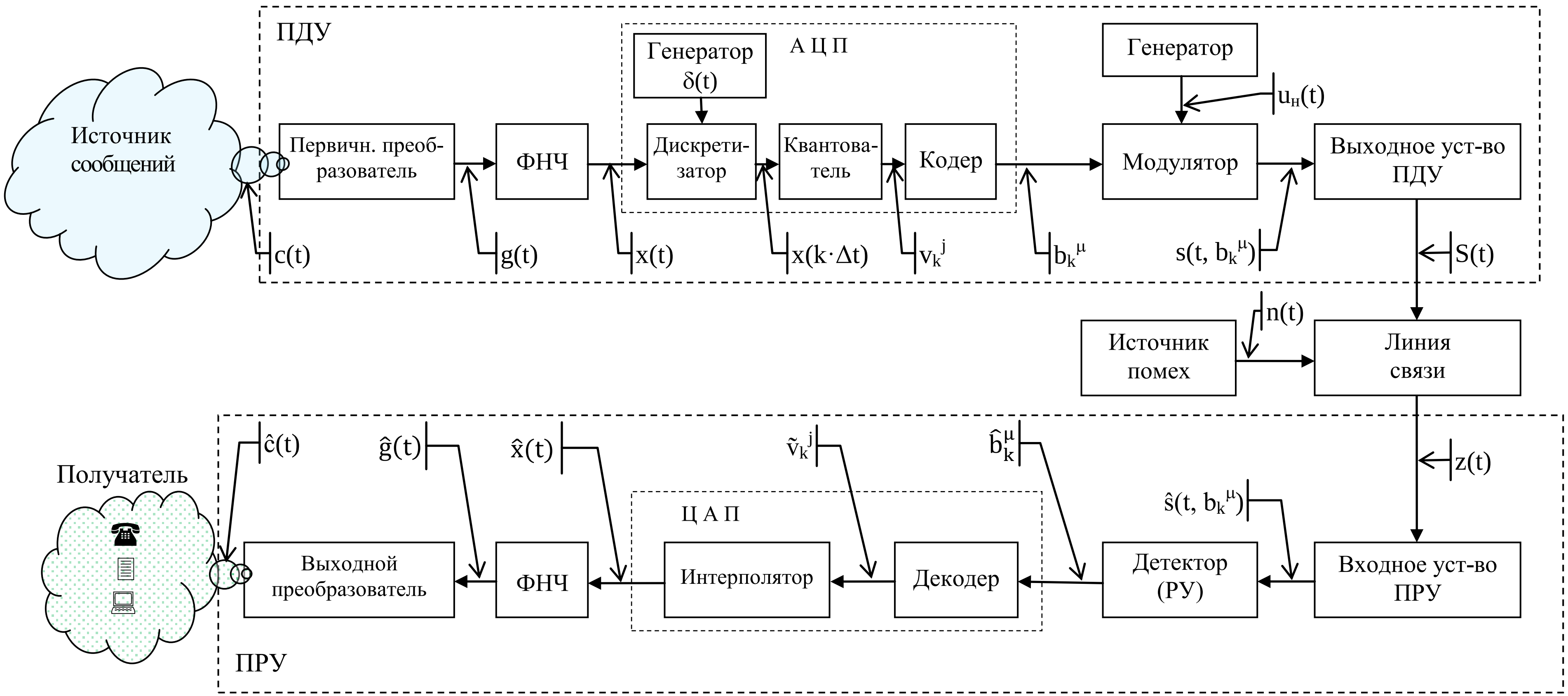


Рис. 1. Структурная схема системы передачи информации

Она состоит из источника сообщений (ИС), аналого-цифрового преобразователя (АЦП), двоичного дискретного канала связи (ДКС), составной частью которого является непрерывный канал линии связи (НКС), цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) и выходного преобразователя сигнала в сообщение.

Источник сообщений – это некоторый объект или система, информацию о состоянии или поведении которых необходимо передать получателю, находящемуся на удалении. Причем объектом или системой может быть человек, ЭВМ, поезд, состояние стрелок и светофоров на станции и т. п. Передаваемые сообщения, до их поступления, получателю неизвестны. Поэтому количественную меру информации, передаваемой по системе связи, в теории электросвязи выражают через статистические (вероятностные) характеристики сообщений (сигналов).

Сообщение – это физическая форма представления информации. Первичный преобразователь представляет сообщение в виде первичного электрического сигнала g(t) – изменяющегося во времени напряжения или тока, отображающего передаваемую информацию. Например: в телефонии – это изменение выходного напряжения или тока микрофона под воздействием звукового давления от речи человека; в телевидении – это изменение напряжения или тока на выходе видеокамеры в соответствии с изменением яркости и цветности отображаемого объекта; в телеграфии – токовые или бестоковые посылки кодовых комбинаций на выходе телеграфного аппарата и т. п.

В ПДУ первичный сигнал пропускается через ФНЧ с целью ограничения его спектра некоторой верхней частотой $f_{ср}$. Это необходимо для уменьшения погрешности последующего преобразования дискретизатором АЦП выходного сигнала ФНЧ x(t) в последовательность отсчетов $x_k \equiv x(k \cdot \Delta t)$. Отметим, что фильтрация связана с внесением своей, но меньшей, погрешности $\xi_ф(t)$, соответствующей той части сообщения, которая подавляется в ФНЧ. Отсчеты $\{x_k\}$ квантуются по уровню в квантователе АЦП. Процесс квантования связан с нелинейным преобразованием непрерывнозначных отсчетов $\{x_k\}$ в дискретнозначные $\{v_k^j\}$, $j \in \{\overline{1, L+1}\}$, что также вносит погрешность, называемую погрешностью (шумом) квантования $\xi_q(t)$. Значения уровней квантования $\{v_k^j\}$ далее кодируются двоичным безизбыточным кодом – комбинациями $\{b_k^\mu\}$.

Последовательность кодовых комбинаций $\{b_k^\mu\}$ образует сигнал, называемый сигналом ИКМ, который подается на модулятор – устройство, предназначенное для согласования спектра сигнала, несущего сообщение, с частотной характеристикой используемой линии связи.

Модулятор формирует линейный сигнал $s(t, b_k^\mu)$, который представляет собой электрическое или электромагнитное колебание, способное распространяться по линии связи и однозначно связанное с передаваемым сообщением (в данном случае с цифровым сигналом). При использовании гармонической несущей $u_н(t) = U_0\cos(2\pi f_н + \varphi_0)$ различают сигналы с амплитудной (АМ), частотной (ЧМ) и фазовой (ФМ) модуляцией или манипуляцией.

Для подавления внеполосных излучений в одноканальной системе связи или при организации многоканальной связи, а также для установления требуемого отношения С/Ш на входе приемника, сигнал $s(t, b_k^{\mu})$ фильтруется и усиливается в выходном каскаде ПДУ, формируя сигнал $S(t)$.

С выхода ПДУ $S(t)$ поступает в линию связи, где на него воздействует помеха $n(t)$. На вход ПРУ поступает сумма $z(t) = \chi S(t) + n(t)$ переданного сигнала и помехи. Коэффициент $\chi < 1$ учитывает процесс ослабления сигнала $S(t)$ при распространении по линии связи.

Во входном каскаде ПРУ $z(t)$ усиливается, фильтруется и подается на детектор. При демодуляции из принятого сигнала $\hat{s}(t, b_k^{\mu})$ выделяется функция изменения информационного параметра, который в данной системе пропорционален цифровому сигналу. При этом для выделения переданных двоичных символов к выходу демодулятора подключено решающее устройство (РУ). При передаче двоичных сигналов с алфавитом $B \in \{1, 0\}$ по ДКС, наличие помех в НКС приводит к неправильным решениям (ошибкам) РУ, что вызывает некоторое отличие принятых $\hat{b}_k^{\mu}$ кодовых комбинаций от переданных b_k^{μ}.

Для восстановления переданного непрерывного сигнала сообщения – получения его оценки $\hat{g}(t)$, принятые кодовые комбинации подвергаются декодированию, интерполяции и низкочастотной фильтрации. При этом в декодере по двоичным кодовым комбинациям восстанавливаются L-ичные уровни $\{\tilde{v}_k^{j}\}$, $j \in \overline{\{1, L+1\}}$.

Наличие ошибок в двоичном ДКС приводит к ошибкам передачи в L-ичном ДКС и к возникновению шума передачи $\xi_n(t)$. Совокупное действие погрешности фильтрации, шумов квантования и передачи приводит к неоднозначности между переданными и принятыми сигналами сообщений $\hat{g}(t) \neq g(t)$.

Работа системы передачи информации считается удовлетворительной, если суммарная относительная СКО восстановления первичного сигнала не превосходит допустимую, т.е. $\delta^2_{\Sigma} = \int_0^{T_c} [g(t) - \hat{g}(t)]^2 dt \leq \delta^2_{доп}$, где T_c – длительность первичного сигнала $g(t)$.

2.4. Анализ статистических характеристик и параметров переданного сообщения

По условию задания исходный первичный сигнал непрерывного сообщения $g(t)$ представляет собой стационарный гауссовский случайный процесс с нулевым математическим ожиданием $g_{ср} = M\{g(t)\} = 0$, где $M\{\cdot\}$ – операция статистического усреднения по множеству реализаций. Мощность (дисперсия) процесса $P_g = \sigma_g^2 = M\{[g(t) - g_{ср}]^2\}$ и функция корреляции $B_c(\tau) = M\{[g(t) - g_{ср}]\cdot[g(t+\tau) - g_{ср}]\}$ первичного сигнала заданы в табл. 1.

Стационарный гауссовский (нормальный) случайный процесс в любой момент времени характеризуется одномерной ФПВ следующего вида:

$$w_g(u) = \frac{1}{\sigma_g\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(u-g_{ср})^2}{2\sigma_g^2}\right\}, u \in [-\infty; \infty]. \quad (1)$$

Стационарный случайный процесс во временной области характеризуется функцией корреляции $B_c(\tau)$ и в частотной области – спектром плотности мощности или энергетическим спектром $G_g(\omega)$, где $\omega = 2\pi f$. Эти характеристики связаны между собой парой преобразований Винера-Хинчина:

$$G_g(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_c(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau,$$
$$B_c(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_g(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (2)$$

Учитывая, что для стационарного случайного процесса обе эти функции действительны и четны, соотношения (2) можно представить в виде:

$$G_g(f) = 2\int_0^{\infty} B_g(\tau)\cos(2\pi f\tau)d\tau,$$
$$B_g(\tau) = 2\int_0^{\infty} G_g(f)\cos(2\pi f\tau)df.$$

Исходное сообщение перед его аналого-цифровым преобразованием пропускается через идеальный ФНЧ (см. рис. 1). Фильтрация – это линейное преобразование. Поэтому отклик x(t) ФНЧ на гауссовское воздействие будет также гауссовским случайным процессом с нулевым математическим ожиданием ($x_{ср} = M\{x(t)\} = 0$) и мощностью, определяемой из соотношения:

$$P_x = 2\int_0^{f_{ср}} G_g(f) \cdot H^2(f)df = 2\int_0^{f_{ср}} G_g(f)df,$$

где H(f) – амплитудно-частотная характеристика ФНЧ;

$f_{ср}$ – частота среза фильтра.

Здесь учтено, что амплитудно-частотная характеристика идеального ФНЧ равна единице в полосе частот $[0, f_{ср}]$ и нулю вне этой полосы. Кроме того, его полоса пропускания $\Delta f_{ср}$ принята равной ширине энергетического спектра сообщения $\Delta f_{ср} = \Delta f_g = f_В – f_Н$, где $f_Н$ и $f_В$ – соответственно нижняя и верхняя частоты, которые в задании равны: $f_Н = 0$, $f_В = f_g$. Отсюда частота среза ФНЧ равна $f_{ср} = f_В$. Это говорит о том, что отклик ФНЧ представляет собой ограниченный по спектру сигнал сообщения. В нем не содержится составляющих исходного сообщения с частотами $f > f_g$. Количественно потери при фильтрации сообщения характеризуются среднеквадратичной ошибкой (СКО):

$$\xi_ф^2 = 2\int_{f_{ср}}^{\infty} G_g(f)df = P_g - P_x,$$

где $f_{ср} = f_g$.

2.5. Анализ характеристик и расчет параметров аналого-цифрового преобразования сообщения

Аналого-цифровое преобразование исходного сообщения осуществляется в три этапа (см. рис. 1). Вначале первичный сигнал x(t) дискретизируется по времени, далее отсчеты $x(k\Delta t)$ квантуются по уровню, а затем квантованные уровни v_k^j кодируются, в результате чего формируется цифровой сигнал.

Все эти преобразования показаны на рис. 2, где показаны, также, функция распределения плотности вероятности первичного сигнала $W_g(x)$, распределения вероятностей квантованного $P(v_j)$ и кодированного $P(b_m)$ сигналов.

В основе дискретизации лежит теорема В. А. Котельникова, которую можно сформулировать в следующем виде [1, 4].

Любая непрерывная функция x(t), спектр которой не содержит составляющих с частотами выше $f_В$, полностью определяется последовательностью *своих отсчетов $x(t_k)$, взятых в моменты времени $t_k = k\Delta t$, кратные интервалу дискретизации*

$$\Delta t \le \frac{1}{2f_В}.$$

По исходным данным проекта сигнал x(t) на выходе идеального ФНЧ соответствует требованиям данной теоремы. Поэтому его можно продискретизировать, т.е. преобразовать из аналоговой формы x(t) в дискретно-аналоговую $x(k\Delta t)$ с частотой дискретизации:

$$f_Д = \frac{1}{\Delta t} = 2\alpha f_В = 2\alpha f_g,.$$

где $\alpha \ge 1$.

Дискретизатор может быть реализован в виде перемножителя двух функций: непрерывного сообщения x(t) и периодической последовательности дискретизирующих импульсов в виде δ-функций – $\delta_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - k\Delta t)$ (см. рис 2,б).

Выходной сигнал дискретизатора $x(k\Delta t) = x(t) \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - k\Delta t)$ изображен на рис. 2,в. Длительность реальных дискретизирующих импульсов τ_0 много меньше интервала (периода) дискретизации $\tau_0 << \Delta t$ и, поэтому, изменениями амплитуды импульсов в интервале τ_0 часто пренебрегают.

В моменты $t_k = k\Delta t$ импульсы на выходе дискретизатора могут принимать любое значение из диапазона $D_U = U_{max} - U_{min}$, называемого динамическим диапазоном сообщения. В равномерном квантователе с шагом Δu этот диапазон разбивается на конечное число уровней квантования, состоящих из вектора уровней сравнения $\mathbf{U} \in \{u_i, i \in \{\overline{1, L}\}$ и вектора уровней состояния $\mathbf{V} \in \{v_j, j \in \{\overline{1, L+1}\}\}$. На рис. 2,в и 2,г показана процедура квантования в АЦП с $\mu = 3$ (L = 7), а на рис. 3 – вид амплитудной характеристики этого преобразователя.

Выбор параметров АЦП для случайных сигналов необходимо начинать с определения шага (интервала) амплитудного квантования Δu, обеспечивающего восстановление одномерной функции распределения плотности вероятности $W_g(x)$.

Функции распределения плотности вероятности $W_g(x)$ квантуемого сигнала соответствует характеристическая функция

$$\theta_g(j\upsilon) = \int_{-\infty}^{\infty} W_g(x) e^{j\upsilon x} dx. \qquad (3)$$

Если характеристическая функция (3) не содержит составляющих со значениями переменной υ выше Λ_m, то она имеет вид:

$$\theta_g(j\upsilon) = \begin{cases} \theta_{g0}(j\upsilon), & |\upsilon| \le \Lambda_m, \\ 0, & |\upsilon| > \Lambda_m, \end{cases}$$

Для такого случайного сигнала может быть сформулирована теорема амплитудного квантования для одномерной функции распределения плотности вероятности [4] в следующем виде.

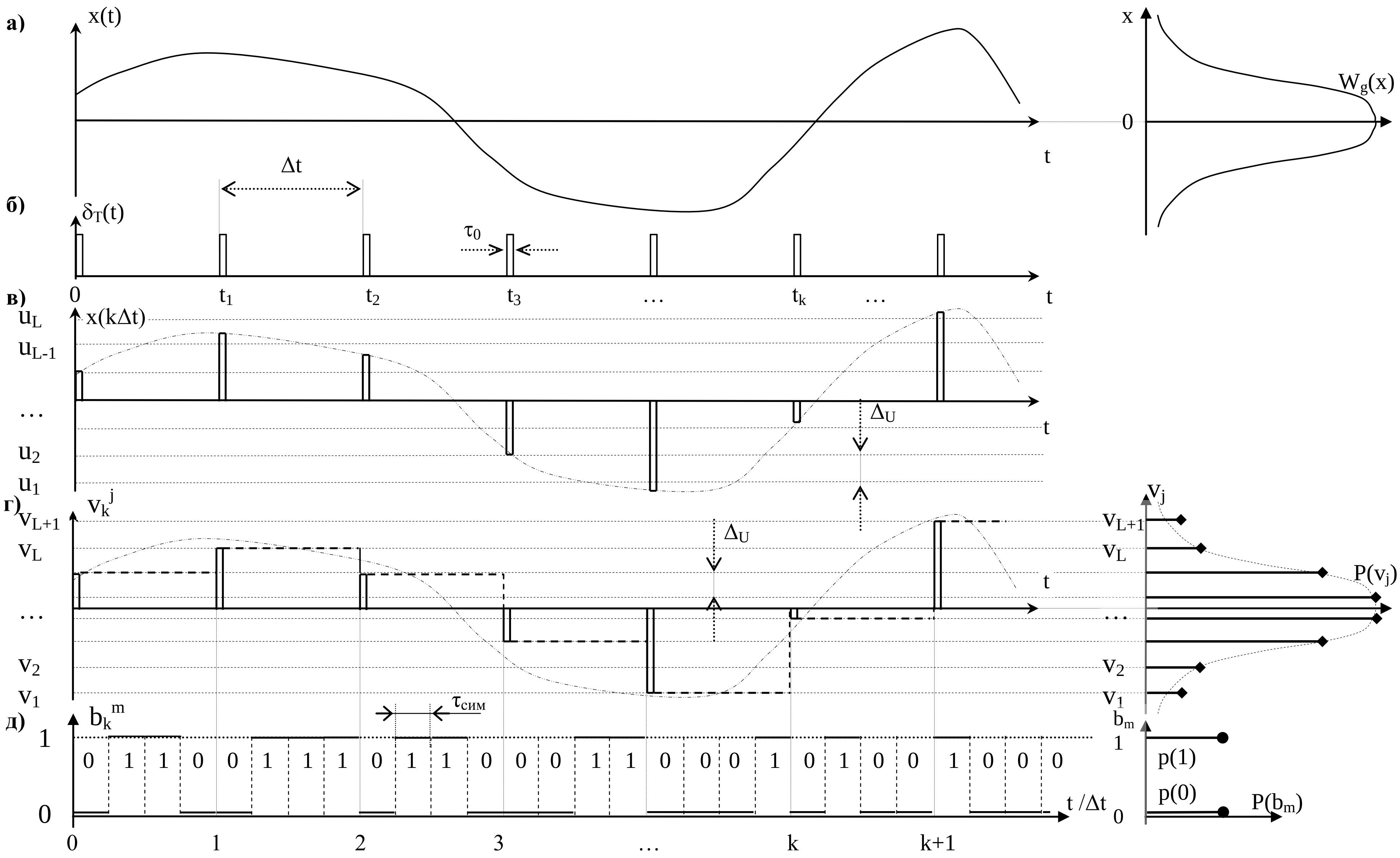


Рисунок 2 Аналого-цифровое преобразование сигнала

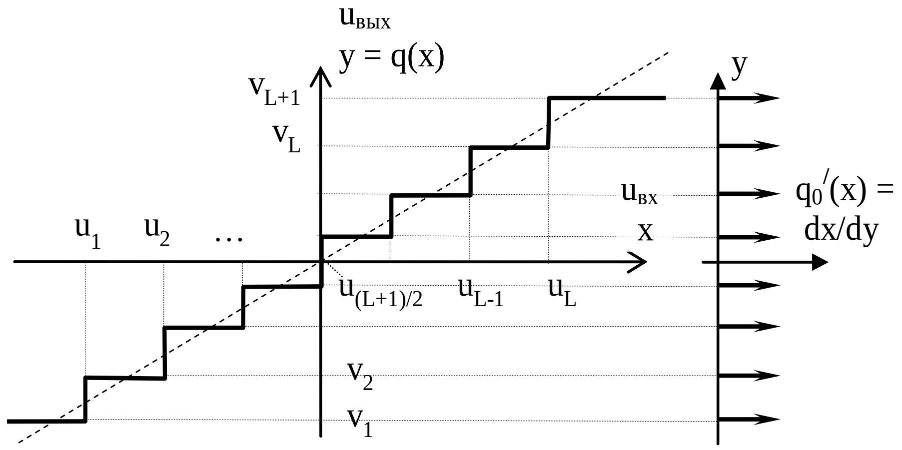


Рис. 3. Амплитудная характеристика аналого-цифрового преобразователя

Если характеристическая функция $\theta_g(j\upsilon)$ случайного сигнала не имеет составляющих выше Λ_m, то её функция распределения плотности вероятности полностью определяется своими значениями $W(\ell\Delta_U)$, $|\ell|\in\{0;\ 1;\ 2;\ \dots\}$, полученными с интервалом $\Delta_{U1} \le \pi/\Lambda_m$. Для восстановления исходного распределения необходимо просуммировать квантованную случайную величину и независимую случайную величину с равномерной характеристической функцией в полосе $|\upsilon| \le 2\pi/\Delta_{U1}$.

Если квантуемый случайный процесс имеет неограниченную характеристическую функцию, то, в первом приближении, можно использовать её эффективную ширину.

Для характеристической функции $\theta_g(j\upsilon)$ эффективная ширина определяется как

$$\Delta\theta_{ЭФФ} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{A}\int\limits_{\infty}^{\infty}\left(\upsilon - \upsilon_{cp}\right)^2\left|\theta_g(j\upsilon)\right|^2 d\upsilon}\,, \qquad (4)$$

где $A = \int\limits_{\infty}^{\infty}\left|\theta_g(j\upsilon)\right|^2 d\nu$ – нормирующий множитель,

$\upsilon_{cp} = \frac{1}{A}\int\limits_{\infty}^{\infty}\upsilon\left|\theta_g(j\upsilon)\right|^2 d\upsilon$ – среднее значение характеристической частоты.

При выполнении условия:

$$\Delta_{U1} \le \pi/\Delta\theta_{ЭФФ},$$

где $\Delta\theta_{ЭФФ}$ определяется соотношением (4), погрешность амплитудного квантования будет тем меньше, чем сильнее выполняется неравенство.

Для восстановления двумерной или условной функций распределения плотности вероятности передаваемого первичного сигнала необходимо дополнительно выполнить условие [4]:

$$\Delta u_{усл} \le \pi/\theta_{m\ усл},$$

где $\theta_{mусл}$ определяется соотношением:

$$\theta_{m\ усл} = \sqrt{\frac{1}{A_y}\int\limits_{\infty}^{\infty}\upsilon^2\left|\theta_{усл}\left[j(\upsilon/u_1, \Delta t)\right]\right|^2 d\upsilon - \upsilon_{y\,cp}^2}\,,$$

$A_у = \int\limits_{\infty}^{\infty} \left|\theta_{усл}\left[j(\upsilon/u_1, \Delta t)\right]\right|^2 d\upsilon$ – нормирующий коэффициент;

$\upsilon_{у\,ср} = \int\limits_{\infty}^{\infty} \upsilon\left|\theta_{усл}\left[j(\upsilon/u_1, \Delta t)\right]\right|^2 d\upsilon$ – среднее значение условной характеристической функции.

При уменьшении интервала временной дискретизации Δt коррелированность отсчетов усиливается, дисперсия условной функции распределения $W_{усл}(u_2/u_1, \Delta t)$ становится меньше, а условная характеристическая функция $\theta_{усл}[j(\nu_2/u_1, \Delta t)]$ – расширяется. Это определяет зависимость шага амплитудного квантования от интервала временной дискретизации и с уменьшением Δt необходимый шаг квантования $\Delta u_{усл}$ уменьшается.

Выбор разрядности μ аналого-цифрового преобразователя (числа уровней L) определяется наименьшим из значений Δ_{U1} и $\Delta u_{усл}$, а также допустимой величиной погрешности усечения исходного распределения W(x) за счет ограниченного динамического диапазона АЦП.

Выбором положения уровней характеристики АЦП при фиксированном значении μ можно дополнительно минимизировать погрешность усечения, но при этом усложняются АЦП и ЦАП (неравномерное квантование).

По заданию квантуется нормальный стационарный случайный процесс с нулевым средним значением, дисперсией σ^2 и нормированной корреляционной функцией $r(k\Delta t)$, имеющий характеристическую функцию $\theta(\upsilon) = \exp(-0{,}5\sigma^2\upsilon^2)$ и условную характеристическую функцию

$$\theta_{усл}\left[j(\upsilon_2/u_1, \Delta t)\right] = \exp\left\{-0{,}5\left[1 - r^2(\Delta t)\right]\sigma^2\upsilon_2^2 + ju_1 r(\Delta t)\upsilon_2\right\}.$$

Используя соответствующие соотношения, определим значения $\Delta\theta_{эфф}$ и $\theta_{mусл}$:

$$\Delta\theta_{эфф} = \frac{2\pi}{\sqrt{2}\sigma}, \qquad \theta_{m\,усл} = 2\pi\left(\sqrt{2}\sigma\sqrt{1 - r^2(\Delta t)}\right)^{-1}.$$

Исходя из одномерного распределения, для обеспечения малого уровня ошибок шаг квантования необходимо выбирать из условия

$$\Delta u_1 < \pi/\Delta\theta_{эфф} = \sigma/\sqrt{2}.$$

У нормального случайного процесса эффективная ширина условной характеристической функции $\theta_{m\,усл}$ не зависит от u_1 и интервал амплитудного квантования, для сохранения двумерного распределения, должен выбираться из условия

$$\Delta u_{усл} < \sigma\sqrt{1 - r^2(\Delta t)}\Big/\sqrt{2}.$$

Шаг квантования $\Delta u_{усл}$ будет в $\eta = \Delta_{U1}/\Delta u_{усл}$ раз меньше шага, определенного для одномерного распределения. В таблице 2 приведены выражения η для нормального распределения и восьми видов корреляционных функций (восьми видов энергетических спектров) квантуемого процесса.

На рис. 4 приведены графики зависимостей значений η от интервала временно́й дискретизации, из которых видно влияние формы энергетического спектра на степень взаимосвязи интервалов Δu и Δt.

Таблица 2

Энергетический спектр G(f)	Нормированная корреляционная функция	η	График на рисунке
$G(f) = \dfrac{G_0}{\left(\left(\frac{\beta}{2\pi}\right)^2 + f^2\right)^2}$	$\left(1 - \dfrac{1}{4\alpha}\right) exp\left(-\dfrac{1}{4\alpha}\right)$ $\alpha = 1/2f_g\Delta t \geq 1$	$1\Big/\sqrt{1 - \left(1 - \frac{0,25}{\alpha}\right)^2 exp\left(-\frac{1}{2\alpha}\right)}$	1
$\begin{cases} G_0\left(1-\dfrac{\lvert f\rvert}{f_g}\right), \lvert f\rvert \leq f_g, \\ 0, \quad \lvert f\rvert > f_g, \end{cases}$	$\left[\dfrac{\sin(\pi/\alpha)}{(\pi/\alpha)}\right]^2,$ $\alpha = 1/2f_g\Delta t \geq 1$	$1\Big/\sqrt{1-\left[\dfrac{\sin(\pi/\alpha)}{(\pi/\alpha)}\right]^4}$	2
$G(f) = \dfrac{G_0}{\left(\frac{\beta}{2\pi}\right)^2 + f^2}$	exp(-1/4α) $\alpha = 1/2f_g\Delta t \geq 1$	$1\Big/\sqrt{1 - exp\left(-\frac{1}{2\alpha}\right)}$	3
$\begin{cases} G_0, \lvert f\rvert \leq f_g, \\ 0, \quad \lvert f\rvert > f_g, \end{cases}$	$\dfrac{\sin(\pi/\alpha)}{(\pi/\alpha)},$ $\alpha = 1/2f_g\Delta t \geq 1$	$1\Big/\sqrt{1-\left[\dfrac{\sin(\pi/\alpha)}{(\pi/\alpha)}\right]^2}$	4
$G(f) = \dfrac{G_0 \sin\left({}^{\pi f}/_{\beta}\right)}{f\left(1 - \left(\frac{f}{\beta}\right)^2\right)}$	$\cos^2(\pi/3\alpha)$ $\alpha = 1/2f_g\Delta t \geq 1$	$1\Big/\sqrt{1 - cos^4\left(\frac{\pi}{3\alpha}\right)}$	5
$G(f) = \dfrac{G_0 4\beta^2 \cos\left({}^{\pi f}/_{2\beta}\right)}{\pi^2(\beta^2 - f^2)}$	cos(π/3α) $\alpha = 1/2f_g\Delta t \geq 1$	$1\Big/\sqrt{1 - cos^2\left(\frac{\pi}{3\alpha}\right)}$	6
$\begin{cases} G_0\cos\left(\dfrac{\pi f}{2f_g}\right), \lvert f\rvert \leq f_g, \\ 0, \quad \lvert f\rvert > f_g, \end{cases}$	$\dfrac{\cos(\pi/\alpha)}{1-(2/\alpha)^2},$ $\alpha = 1/2f_g\Delta t \geq 1$	$1\Big/\sqrt{1-\left[\dfrac{\cos(\pi/\alpha)}{1\quad(2/\alpha)^2}\right]^2}$	7
$G_g(f) = G_0 \exp\left(-\frac{2\pi^2 f^2}{\beta^2}\right)$	$\exp\left(-\dfrac{1}{4\alpha^2}\right)$ $\alpha = 1/2f_g\Delta t \geq 1$	$1\Big/\sqrt{1 - \exp\left(-\frac{1}{2\alpha^2}\right)}$	8

Для определения шага квантования Δ_U и уровней квантования u_i, $i \in \overline{1, L}$ учтем, что с вероятностью 0,997 гауссовский случайный процесс находится в диапазоне $D_g = u_L - u_1 = 6\sigma_g$, где $u_1 = -u_L$. (ввиду симметрии ФПВ). Если в этом диапазоне разместить L–1 выходных уровня, а два уровня отвести на области вне этого диапазона, т.е. $v_1 < u_1$ и $v_{L+1} > u_L$, то разрядность АЦП можно рассчитать следующим образом:

$$\mu = \left]\log_2\left(\frac{6\sigma_g}{\Delta u_{усл}} + 2\right)\right[,$$

где]x[означает ближайшее целое число, которое не меньше x.

Входные уровни квантования можно найти из выражения:

$$u_i = -3\sigma_g + (i-1)\Delta u_{усл},\ i \in [\overline{1, L}]. \quad (5)$$

Выходные уровни квантования определяются соотношениями:

$$v_j = -3\sigma_g + (j-1{,}5)\Delta u_{усл},\ j \in [\overline{1, L+1}]. \quad (6)$$

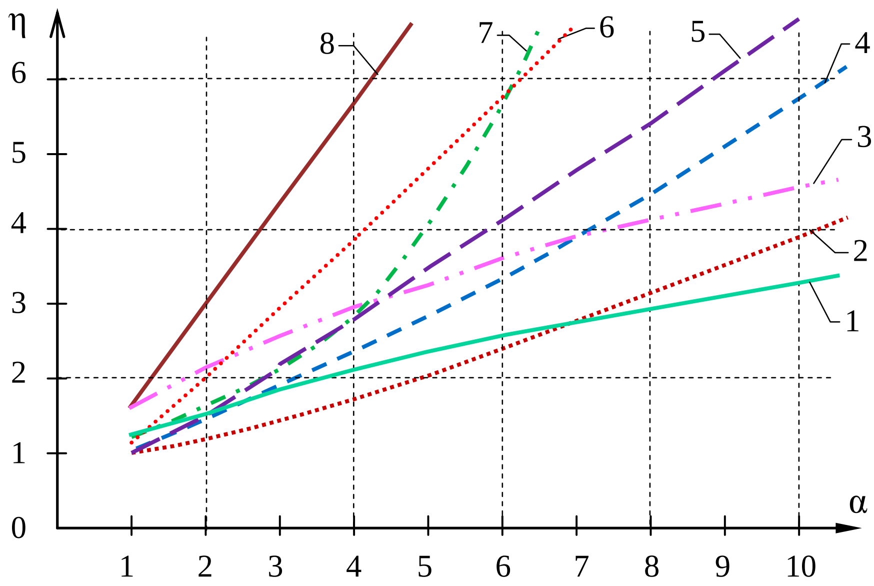


Рисунок 4. Зависимость шага амплитудного квантования от интервала временнóй дискретизации

Таким образом, правило квантования отсчетов $x(k\Delta t)$ состоит в следующем. Если входной отсчет попадает в интервал $u_{i-1} < x_k < u_i$, то на выходе квантователя будет значение v_k^i (см. рис 2,в и 2,г).

В процессе квантования возникает погрешность $\xi_{ki} = (v_k^i - x_k)$, называемая шумом квантования. Вычислим среднеквадратическое значение шума квантования (мощность шума квантования), осуществляя усреднение по множеству реализаций в моменты времени $t_k = k\Delta t$ и полагая, что $\Delta t >> \tau_0$:

$$\bar{\xi}_q^2 = M\{(\,(v_k^i - x_k)^2)\} = P_x - 2B_{xv} + P_v. \quad (7)$$

Здесь P_x и P_v - мощности переменной составляющей (дисперсии) входного и выходного сигналов квантователя, соответственно; B_{xv} – коэффициент взаимной корреляции между этими сигналами. Усреднение $M\{\cdot\}$ осуществляется по ансамблю реализаций стационарного случайного процесса $x(k\Delta t)$, поэтому результат от номера отсчета k не зависит. Величину B_{xv} для гауссовского процесса находят из выражения:

$$B_{xv} = \&\sigma_x^2 = \&P_x, \quad (8)$$

где постоянная & определяется следующим образом:

$$\& = \int_{-\infty}^{\infty} q_0^{/}(x) W_g(x) dx = \Delta u \sum_{i=1}^{L} W_g(u_i). \quad (9)$$

В этом соотношении $q_0^{/}(x)$ – производная от обратной характеристики квантования $x = q_0(y)$ (см. рис. 3) и $W_g(x)$ – ФПВ гауссовской величины x, определяемая соотношением (1), в котором $\sigma_g^2 = P_x$. Подставляя (9) в (8), а результат – в (7), окончательно для СКО квантования получим:

$$\bar{\xi}_q^2 = P_x(1 - 2\&) + P_y.$$

Мощность P_y квантованного процесса $y(k\Delta t) = v_{ik}$ при нулевом среднем значении процесса $x(k\Delta t)$, равна:

$$P_y = M(y^2) = \sum_{i=1}^{L+1}(v_{ik})^2 p_i = 2\sum_{i=1}^{0,5(L+1)}(v_{ik})^2 p_i.$$

В данном соотношении распределение вероятностей p_i, $i \in \{\overline{1, L+1}\}$, случайной величины $y_k = v_{ik}$ с учетом (5), рассчитывают по формуле:

$$p_i = \int_{v_i}^{v_{i+1}} W_g(z)dz = \Phi\left(\frac{v_{i+1}}{\sigma_g}\right) - \Phi\left(\frac{v_i}{\sigma_g}\right), \qquad (10)$$

где $\Phi(z)$ – табулированная функция Лапласа [5]:

$$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{z} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right)dt.$$

Значения функции $\Phi(z)$ приведены в Приложении 4.

Интегральное распределение вероятности находят по выражению:

$$F_j = \begin{cases} 0, & j < 1, \\ \sum_{i=1}^{j} p_i, & 1 \le j \le L+1, \\ 1, & j > L+1. \end{cases} \qquad (11)$$

Полагая, что отсчеты $x(k\Delta t)$ на выходе дискретизатора некоррелированы между собой, а для гауссовского процесса они независимы, определим информационные характеристики выходного сигнала квантователя $\{y_k\}$, являющегося входным сигналом L-ичного ДКС. Квантованная последовательность $y_k = v_k^j$, $j \in \{\overline{1, L+1}\}$, с учетом независимости ее значений определяется одномерным распределением вероятностей из выражения (10).

Энтропия H_y количественно характеризует меру неопределенности о сообщении $\{y_k\}$ до его приема и определяется по формуле:

$$H_y = -\sum_{i=1}^{L+1} p_i \log_2 p_i.$$

Значения $-\log_2(p_i)$ и $-p_i\log_2(p_i)$ для некоторых значений p_i приведены в Приложении 5.

Производительность источника сообщений или скорость ввода информации в ДКС определяется соотношением:

$$R_y = H_y/\Delta t.$$

Избыточность выходных сообщений $y_k = v_k^j$, $j \in \{\overline{1, L+1}\}$, равна:

$$\zeta = (H_{max} - H_y)/H_{max},$$

где H_{max} - максимальная энтропия. Для источника дискретных сообщений она равна

$$H_{max} = \log_2(L+1).$$

В кодирующем устройстве (кодере) АЦП последовательность v_k^j, $j \in \{\overline{1, L+1}\}$, $|k| = 0,1,2,...$ преобразуется в последовательность кодовых комбинаций b_k^μ. В системах цифровой связи широкое распространение получило двоичное кодирование, когда кодовые символы принимают два значения $b \in \{0; 1\}$.

Собственно процедура двоичного безизбыточного блочного кодирования отсчетов $\{v_k^j\}$ состоит в следующем. Физические уровни $\{v_k^j\}$, $j \in \{\overline{1, L+1}\}$, вначале нумеруются, т. е. заменяются десятичным числом от 1 до L + 1. Например, для L = 7 номера уровней $i \in \{\overline{1,8}\}$ принимают значения 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 (см. рис. 2,в). Затем эти десятичные числа представляют в двоичной системе счисления с разрядностью μ. Это представление для значений $\mu = 3$ и $\mu = 4$ показано в таблице 3.

Таблица 3

v_i	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_7	v_8
Десятичное число	1	2	3	4	5	6	7	8
b_i^3	001	010	011	100	101	110	111	000
b_i^4	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000

Таким образом, в моменты времени $t_k = k\Delta t$ уровни v_k^j переводятся в кодовые комбинации b_k^μ. В результате формируется цифровой сигнал. Пример такого преобразования приведен на рис. 2,г и рис.2,д для общего числа уровней квантования $L = 7$.

Кодовым расстоянием d_{lm} между двумя двоичными кодовыми комбинациями b_l^μ и b_m^μ называют результат поразрядного суммирования по модулю два кодовых символов на j позициях ($j\in\{\overline{1,\mu}\}$) сравниваемых кодовых комбинаций:

$$d_{lm} = \sum_{j=1}^{\mu} b_l^j \oplus_2 b_m^j,\ \ l,m \in \{\overline{1, L+1}\} \quad (12)$$

Значения сумм по модулю два равны:

$$0\oplus_2 0 = 0;\quad 0\oplus_2 1 = 1;\quad 1\oplus_2 0 = 1;\quad 1\oplus_2 1 = 0.$$

Таблица кодовых расстояний строится на основе (12), причем l – номер строки, а m – номер столбца этой таблицы. Так как таблица симметрична относительно главной диагонали, на которой $l = m$, то в ней достаточно определить только элементы выше главной диагонали.

Для вычисления вероятностей p(0) – появления нуля и p(1) –появления единицы в сигнале ИКМ (см. рис. 2,д) обратимся к рис. 2,г. Справа показаны вероятности p_i, $i \in \{\overline{1, L+1}\}$ появления кодовых комбинаций, а на рис. 2,д сами кодовые комбинации b_k^μ и справа – вероятности появления 0 и 1 [p(0) и p(1)]. Распределение вероятностей комбинации b_k^μ относительно среднего уровня симметрично. Среднее число единиц и нулей в кодовых комбинациях b_k^μ, соответствующих этим уровням, также симметрично, т. е. $\overline{\mathrm{n}(0)} = \overline{\mathrm{n}(1)}$, $\overline{\mathrm{n}(1)} = \sum_{\mathrm{i}=1}^{\mathrm{L}+1} \mathrm{n}_\mathrm{i}^1 \mathrm{p}_\mathrm{i}$, $\overline{\mathrm{n}(0)} = \sum_{\mathrm{i}=1}^{\mathrm{L}+1} \mathrm{n}_\mathrm{i}^0 \mathrm{p}_\mathrm{i}$

Так как среднее число нулей и среднее число единиц в цифровом сигнале одинаково (это справедливо при гауссовской ФПВ сообщения и данного способа кодирования), то и вероятности их появления одинаковы $p(0) = p(1) = 0{,}5$.

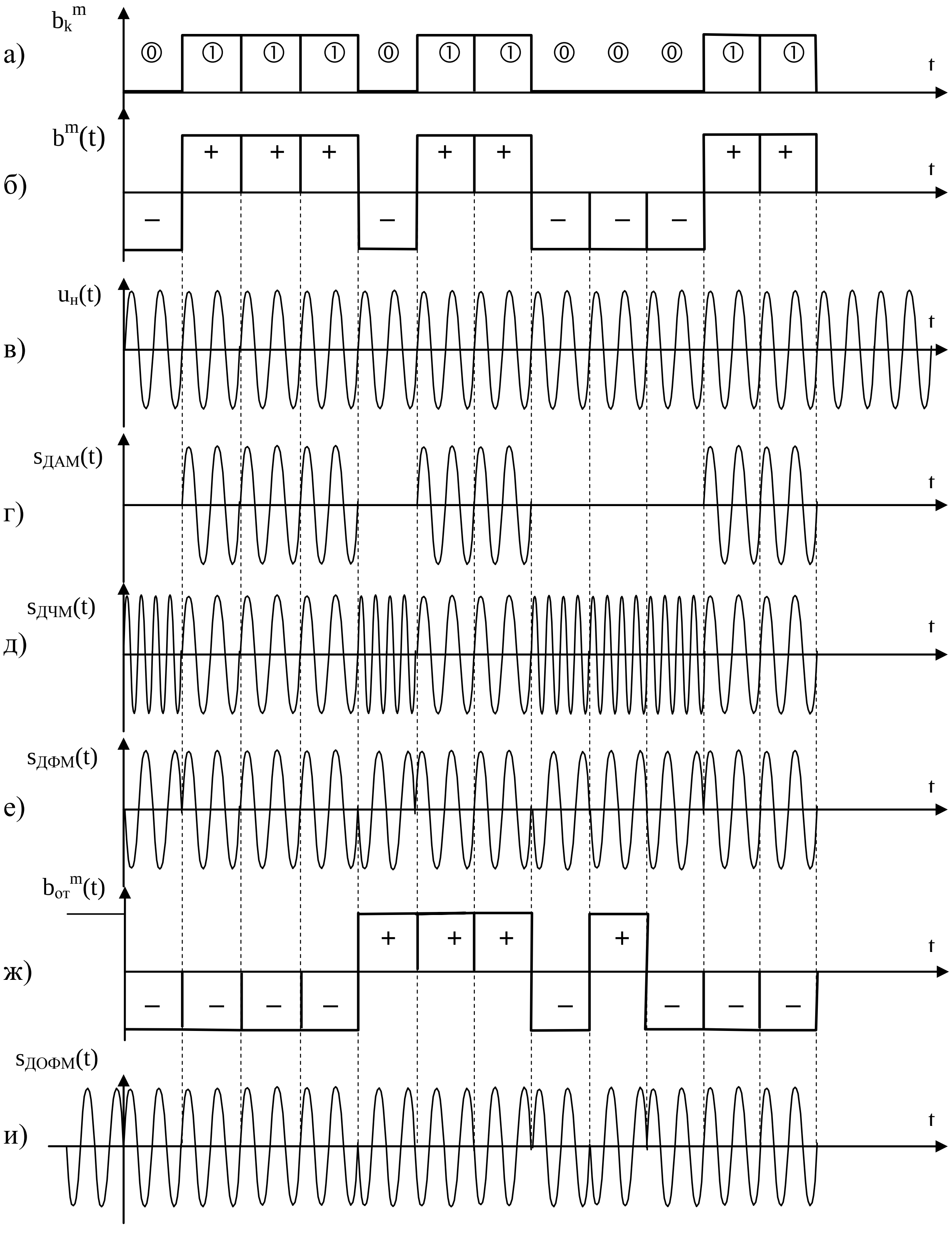


Рис. 5. Сигналы при дискретной модуляции

Ширина спектра цифрового сигнала находится из следующих соображений. На интервале дискретизации Δt при блочном безизбыточном кодировании должно разместиться μ элементарных кодовых символов. Следовательно, длительность одного кодового символа $\tau_{сим}$ должна быть равна:

$\tau_{сим} = \Delta t/\mu = \Delta t/[\log_2(L+1)]$ (см. рис. 2,д).

Ширина спектра элементарного прямоугольного импульса обратно пропорциональна его длительности и, следовательно, ширина спектра цифрового сигнала равна:

$$\Delta f_{ИКМ} = \frac{k_1}{\tau_{сим}} = \frac{k_1 \log_2(L+1)}{\Delta t} = 2\alpha f_g k_1 \log_2(L+1),$$

где k_1 – коэффициент, равный 1,5 … 3; f_g – ширина спектра сигнала сообщения x(t), а $\Delta t = 1/2\alpha f_{ср} = 1/2\alpha f_g$.

2.6. Характеристики и параметры сигналов с дискретной модуляцией

Двоичные кодовые символы цифрового сигнала могут быть переданы с помощью различных видов дискретной модуляции (манипуляции) параметров переносчика. На рис. 5 показаны исходный модулирующий сигнал сообщения b_k^m (рис. 5,а) и модулирующий сигнал $b^m(t)$ в виде биполярных импульсов, связанный с исходным сообщением простым соотношением $b^m(t) = 2b_k^m - 1$ (рис. 5,б). На рис. 5,в изображена гармоническая несущая вида $u(t) = U_M\cos(2\pi f_н t - \pi/2)$, где: U_M – амплитуда; $f_н$ – частота; $\pi/2$ – начальная фаза φ_0 (при расчетах можно считать $\varphi_0 = 0$).

На рис 5 приведены сигналы дискретной амплитудной (ДАМ – рис. 5,г), дискретной частотной (ДЧМ – рис. 5,д) и дискретной фазовой (ДФМ – рис. 5,е) модуляции. Модулирующий сигнал сообщения в виде импульсов относительного кода $b_{от}^m(t)$, необходимый для формирования сигнала дискретной относительной фазовой модуляции (ДОФМ), приведен на рис. 5,ж, (сам сигнал ДОФМ изображен на рис. 5,и). При этом импульсы относительного кода формируются по правилу $b_{от}^m(t) = b^m(t)b^m(t - \tau_и)$, где $b^m(t - \tau_и)$ – сигнал сообщения, задержанный на длительность символа $\tau_и$, причем $b_i, b_j = \pm 1$.

Рассмотрим аналитическое представление сигналов дискретной модуляции (манипуляции) и их спектров. С этой целью в качестве модели манипулирующего импульсного сигнала сообщения $b_{от}^m(t)$ примем сигнал вида:

$$b_{от}^m = \begin{cases} b_0 = 1, & -\tau_и \le t < 0; \\ b_1 = -1, & 0 \le t < \tau_и. \end{cases}$$

Предполагая, что этот сигнал сообщения периодический с периодом $T_и = 2\tau_и$, представим его тригонометрическим рядом Фурье (без учета фазовых сдвигов):

$$b_{от}^m = \frac{2}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1-\cos k\pi}{k}\sin\frac{k\pi}{\tau_и}t = \frac{4}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{k}\sin\frac{k\pi}{\tau_и}t\,,\ k = 1,2,3,\dots. \quad (13)$$

Как следует из (13), этот сигнал имеет только нечетные спектральные составляющие на частотах:

$f_k = kf_и = k/T_и = k/2\tau_и$, k = 1, 3, 5, …; $\tau_и = 1/(2\Delta f_g \log_2 L)$.

Сигнал ДАМ может быть представлен в виде:

$$S_{ДАМ}(t) = 0{,}5U_m[1 + b^m(t)]\sin\omega_н t = \begin{cases} S_0(t) = 0; \\ S_1(t) = U_m \sin 2\pi f_н t. \end{cases} \quad (14)$$

Поставляя (13) в (14), получаем следующее спектральное разложение сигнала ДАМ:

$S_{ДАМ}(t) = 0{,}5U_m \sin 2\pi f_н t + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{U_m}{\pi(2k+1)} [\sin 2\pi(f_н - (2k+1)f_и)t - \sin 2\pi(f_н + (2k+1)f_и)t]$. (15)

Ширина спектра сигнала ДАМ в два раза больше ширины спектра модулирующего сигнала сообщения (цифрового сигнала):

$$\Delta f_{ДАМ} = 2\Delta f_{ИКМ} \quad (16)$$

Сигнал ДЧМ с разрывом фазы представляется в виде:

$$S_{ДЧМ}(t) = U_m \sin\left[2\pi f_н t + \omega_Д \int_0^t b^m(t)dt\right] = \begin{cases} S_0(t) = U_m \sin 2\pi f_1 t; \\ S_1(t) = U_m \sin 2\pi f_2 t. \end{cases}$$

где $2\pi f_н = \omega_н$ – несущая частота;

$\Delta\omega_д$ – девиация (максимальное отклонение) частоты;

$\Delta\omega_д = 2\pi(f_1 - f_2)/2$; $\omega_2 = \omega_н - \omega_Д$; $\omega_1 = \omega_н + \omega_Д$.

После ряда преобразований разложение сигнала ДЧМ по гармоническим составляющим принимает следующий вид:

$$s_{ДЧМ}(t) = \frac{2U_m m_{ЧМ}}{\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\sin[\pi(m_{ЧМ}+k)/2]}{m_{ЧМ}^2 - k} \cos 2\pi(f_н + kf_и)t. \quad (17)$$

Здесь $m_{ЧМ}$ – индекс частотной модуляции:

$$m_{ЧМ} = \frac{\omega_Д}{\Delta\omega_{ИКМ}} = \frac{f_1 - f_2}{2\Delta f_{ИКМ}}, \; f_1 > f_2.$$

С достаточной для практических целей точностью ширина спектра сигнала ДЧМ может быть определена так:

$$\Delta f_{ДЧМ} = 2(m_{ЧМ} + 1)\Delta f_{ИКМ} = |f_1 - f_2| + 2f_{ИКМ}. \quad (18)$$

Сигнал ДФМ представляется в виде:

$$S_{ДФМ}(t) = U_m \sin[\omega_н t + m_{ФМ} b^m(t)] = \begin{cases} S_0(t) = U_m \sin(2\pi f_н t - \pi/2), \\ S_1(t) = U_m \sin(2\pi f_н t + \pi/2), \end{cases} \quad (19)$$

где $m_{ФМ} = \pi/2$ индекс фазовой модуляции (максимальное отклонение фазы сигнала ДФМ от начальной фазы несущей, принятой равной нулю).

Разложение сигнала ДФМ по гармоническим составляющим имеет следующий вид:

$S_{ДФМ}(t) = U_m \cos(m_{ФМ} \sin 2\pi f_н) - \sum_{i=0}^{\infty} \frac{2U_m \sin m_{ФМ}}{\pi(2i+1)i} [\sin 2\pi(f_н - (2i+1)f_{ИКМ})t +$ sin2πfн+(2i+1)fИКМt. (20)

Ширина спектра сигнала ДФМ может быть определена следующим образом:

$$\Delta f_{ДФМ} = 2(m_{ФМ} + 1)\Delta f_{ИКМ} = (2 + \pi)\Delta f_{ИКМ}. \quad (21)$$

Спектр сигнала ДОФМ аналогичен спектру сигнала ДФМ.

По одному из выражений (15), (17) или (20) – в соответствии с заданием, необходимо построить соответствующий амплитудный спектр сигнала дискретной модуляции на плоскости с координатами: амплитуда гармонической составляющей – частота (в МГц).

2.7. Характеристики и параметры узкополосного непрерывного гауссовского канала связи

Модель узкополосного гауссовского НКС с шумами представляет собой последовательное соединение входного идеального ПФ, линии связи без потерь с аддитивной гауссовской помехой, имеющей равномерно распределенную спектральную плотность мощности и выходного идеального ПФ. Центральная частота ПФ совпадает с частотой несущего колебания (переносчика). Полоса пропускания ПФ равна ширине спектра сигнала дискретной модуляции Δf_s. В полосе пропускания коэффициент передачи ПФ считаем равным единице.

Помеху с равномерной спектральной плотностью мощности называют белым шумом. Спектральная плотность мощности этого шума равна $G_ш(\omega) = G_0$, $\omega \geq 0$.

Мощность гауссовского белого шума $P_ш = \sigma_ш^2$ в полосе пропускания ПФ можно определить как площадь прямоугольника с высотой G_0 и основанием Δf_s:

$$P_ш = G_0 \Delta f_s, \qquad (22)$$

где Δf_s определяют из соотношений (16), (18) или (21) в зависимости от вида модуляции.

Учитывая (22) и то, что требуемое соотношение сигнал/шум (С/Ш) $h^2 = P_c/P_ш$ на выходе детектора приемника известно, находим мощность сигнала дискретной модуляции, обеспечивающую это С/Ш:

$$P_c = h^2 P_ш = h^2 G_0 \Delta f_s.$$

На длительности посылки сигнал дискретной модуляции имеет вид гармонического колебания (см. рис. 5). Мощность гармонического колебания в этом случае равна $P_c = U_m^2/2$ (это мощность, выделяющаяся на сопротивлении 1 Ом). Учитывая специфику формирования сигналов ДАМ, ДЧМ и ДФМ, получаем следующие соотношения для их мощностей и амплитуд, в среднем приходящихся на один двоичный символ модулирующего сигнала:

$$P_{ДАМ} = P_c/2, \qquad U_m = \sqrt{P_{ДАМ}},$$

$$P_{ДЧМ} = P_c, \qquad U_m = \sqrt{2P_{ДЧМ}},$$

$$P_{ДФМ} = P_{ДОФМ} = P_c, \qquad U_m = \sqrt{2P_{ДФМ}}.$$

Пропускная способность НКС характеризует максимально возможную скорость передачи информации по данному каналу. Максимум ищется по всем возможным распределениям вероятностей сигналов, поступающих на вход НКС. В теории электросвязи доказывается, что максимальная скорость передачи информации по НКС будет обеспечена при таких методах кодирования и модуляции, которые приводят к формированию в ПДУ сигнала с гауссовским распределением мгновенных значений. При таком сигнале пропускная способность гауссовского НКС равна:

$$C = \Delta f_{кн} \log_2\left(1 + \frac{P_c}{P_ш}\right) = \Delta f_{кн} \log_2(1 + h^2), \qquad (23)$$

где $\Delta f_{кн}$ – полоса пропускания канала связи. Считаем $\Delta f_{кн} = \Delta f_s$.

В случае, когда сигнал на входе НКС отсутствует, в нем действует лишь широкополосный шум в полосе $\Delta f_ш$. При воздействии этого шума на полосовой фильтр на его выходе будет шум в полосе частот Δf_s.

Если отношение $\Delta f_s/\Delta f_ш >> 1$, то такой шум называют узкополосным. Часто узкополосную гауссовскую помеху n(t) представляют в виде высокочастотного гармонического колебания, модулированного по амплитуде и фазе. Можно использовать две формы такого представления:

$$n(t) = N_ш(t)\cos[\omega_ш t + \Phi(t)],$$

$$n(t) = N_{шc}(t)\cos\omega_ш t + N_{шs}(t)\sin\omega_ш t,$$

где $N_ш(t)$, $N_{шc}(t)$, $N_{шs}(t)$ и $\Phi(t)$ – низкочастотные случайные процессы, связанные соотношениями:

$$N_ш(t) = \sqrt{N^2_{шc}(t) + N^2_{шs}(t)}, \quad \Phi(t) = \mathrm{arctg}\left(\frac{N_{шc}(t)}{N_{шs}(t)}\right),$$

$N_{шc}(t)$ и $N_{шs}(t)$ – синфазная и квадратурная составляющие помехи.

Функция распределения плотности вероятности (ФПВ) мгновенных значений низкочастотного шума описываются гауссовским распределением (см. (1)) с числовыми характеристиками:

$\overline{N_ш} = \overline{N_{шc}} = \overline{N_{шs}} = 0$, $\sigma_{Nш}{}^2 = \sigma_{Nшc}{}^2 = \sigma_{Nшs}{}^2 = \sigma_ш{}^2 = P_ш$.

Огибающая $N_ш(t)$ (случайно изменяющаяся амплитуда) гауссовской помехи распределена по закону Рэлея, т. е.

$$W_{Nш}(\nu) = \frac{\nu}{\sigma^2_ш}\exp\left\{\frac{\nu^2}{2\sigma^2_ш}\right\}, \quad \nu \geq 0. \tag{24}$$

В случае, когда в НКС на детектор действует аддитивная смесь гармонического сигнала и узкополосной гауссовской помехи, принятый сигнал можно представить в виде:

$$z(t) = U_m\cos(\omega_c t + \varphi_0) + n(t)] = U^*_m(t)\cos[\omega_c t + \Phi^*(t)] = U^*_c(t)\cos(\omega_c t) + U^*_s(t)\sin(\omega_c t)$$

где $U^*_c(t) = U_m\cos\varphi_0 + N_{шc}(t)$ и $U^*_s(t) = U_m\sin\varphi_0 + N_{шs}(t)$.

Функция распределения плотности вероятности мгновенных значений z(t) в случае, если φ_0 распределена равномерно $[W(\varphi_0) = 1/2\pi, -\pi \leq \varphi_0 \leq \pi]$, имеет вид:

$$W_z(\nu) = \frac{1}{\pi\sqrt{2\pi}\sigma_ш}\int_0^\pi \exp\left\{-\frac{(\nu - U_m\cos\phi)^2}{2\sigma^2_ш}\right\}d\phi \; .$$

Графики этой ФПВ для нескольких значений параметра $h = \sqrt{\frac{P_s}{P_ш}} = \frac{U_m}{\sqrt{2}\sigma_ш}$ приведены на рис. 6.

ФПВ огибающей $U^*_m(t)$ принимаемого сигнала подчиняется обобщенному распределению Рэлея (распределению Райса):

$$W_{U^*}(\nu) = \frac{\nu}{\sigma^2_ш}J_0\left(\frac{\nu U_m}{\sigma^2_ш}\right)\exp\left\{-\left(\frac{\nu}{2\sigma^2_ш} + h^2\right)\right\} \quad \nu \geq 0\,, \tag{25}$$

где $J_0(\beta)$ – функция Бесселя первого рода нулевого порядка [5].

2.8. Оценка помехоустойчивости и эффективности приема сигналов дискретной модуляции

Прием сигналов дискретной модуляции может осуществляться различными способами. В практике электросвязи широкое распространение получили два вида приема – когерентный и некогерентный.

Когерентный прием (КП) предполагает использование в ПРУ когерентного (синхронного) детектора, представляющего собой линейную систему с переменными параметрами.

Схема детектора состоит из перемножителя и фильтра нижних частот (ФНЧ). В перемножителе принятый сигнал z(t) умножается на опорное (синхронное) колебание $u_г(t) = U_г\cos(\omega_г t + \varphi_г)$.

Рассмотрим выходной сигнал когерентного детектора.

Пусть на вход детектора поступает колебание в виде суммы гармонического сигнала и узкополосного гауссовского шума $z(t) = U_m\cos(\omega_н t + \varphi_н) + n(t)$. Тогда при равенстве частот $\omega_г = \omega_н$ (условие синхронности) и единичном коэффициенте передачи детектора на его выходе будет сигнал $u_д(t) = u_{дs}(t) + u_{дш}(t)$. Здесь $u_{дs}(t) = U_m\cos(\varphi_г - \varphi_0)$ – полезная (сигнальная) составляющая этого отклика, $u_{дш}(t) = N_{шc}(t)\cos\varphi_г + N_{шs}(t)\sin\varphi_г$ – шумовая составляющая этого отклика.

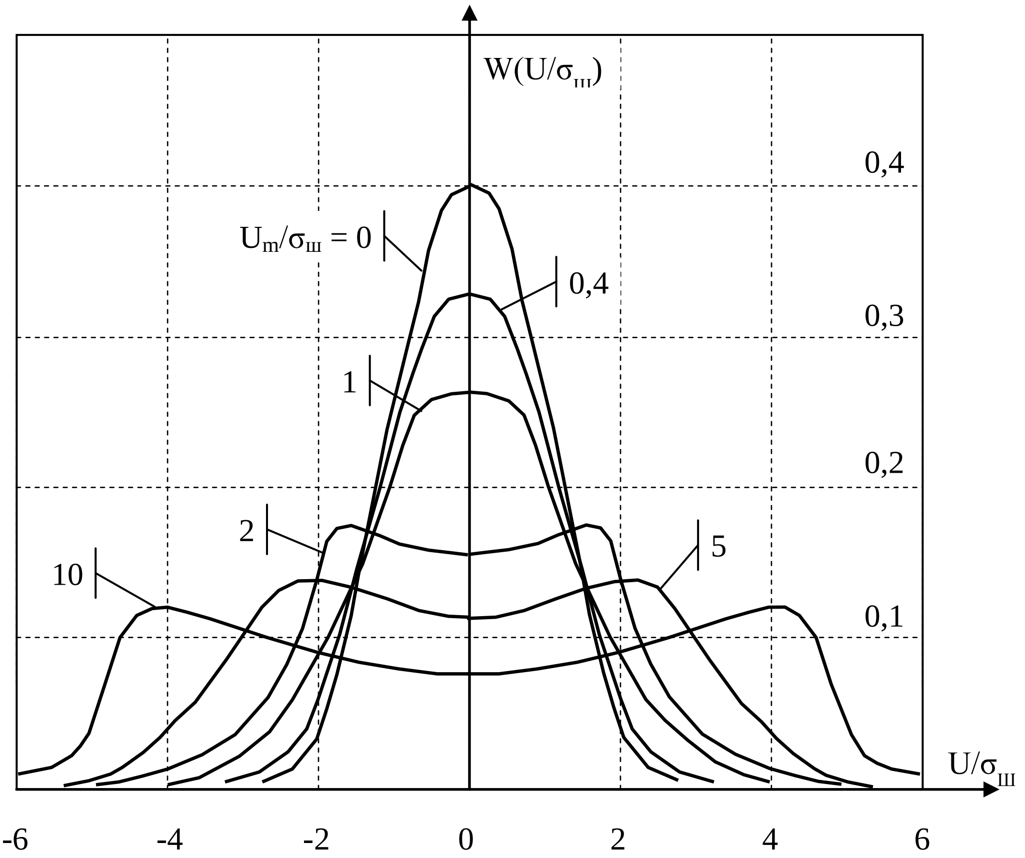


Рис. 6. Функция плотности вероятности смеси сигнала с шумом

Полезная составляющая является детерминированной, а шумовая составляющая имеет гауссовское распределение вероятностей. Следовательно, ФПВ отклика когерентного детектора при действии на входе сигнала и шума равна:

$$W_д(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_ш}\exp\left\{-\frac{[u - U_m\cos(\varphi_г - \varphi_0)]^2}{2\sigma_ш^2}\right\}. \quad (26)$$

При отсутствии на входе детектора сигнала отклик будет определяться шумовой гауссовской составляющей с ФПВ, определяемой соотношением (26), но при $U_m = 0$.

При некогерентном приеме (НП) в ПРУ используется некогерентный детектор, представляющий собой нелинейный (часто диодный) преобразователь и ФНЧ. Этот тип детектора называют еще амплитудным детектором (детектором огибающей), так как в отличие от когерентного детектора его отклик не зависит от фазы входного сигнала.

Если на входе некогерентного детектора действует только узкополосная гауссовская помеха n(t), то отклик детектора будет пропорционален ее огибающей и при единичном коэффициенте передачи детектора имеет ФПВ, описываемую законом Рэлея (см. (24)). При действии суммы гармонического сигнала и узкополосного гауссовского шума ФПВ отклика некогерентного детектора совпадает с ФПВ огибающей входной смеси, т. е. подчинено распределению Райса (см. (25)).

Прием сигналов ДЧМ можно реализовать как с когерентным, так и с некогерентным детектированием. Если при приеме сигналов ДЧМ выделение посылок разных частот производить двумя полосовыми фильтрами, то в каждом из каналов можно также использовать либо когерентный, либо некогерентный детектор.

Для детектирования сигналов ДФМ используют фазовый детектор, являющийся синхронным детектором.

Следует отметить, что прием сигналов ДФМ на практике сопровождается рядом трудностей: высокой сложностью обеспечения необходимой стабильности частоты $\omega_г$ и фазы $\varphi_г$ опорного колебания; явлением обратной работы – случайным изменением текущей фазы на противоположную (например, при изменении дальности), что приводят к неправильному опознаванию кодовых символов. Поэтому более широкое применение на практике нашла относительная фазовая манипуляция.

Детектирование сигналов ДОФМ производится двумя методами: методом сравнения фаз или методом сравнения полярностей. При методе сравнения фаз в фазовом детекторе сравниваются фазы текущего и предыдущего, задержанного на время $\tau_и$, колебаний. В методе сравнения полярностей производится сравнение продетектированных текущей и задержанной на время $\tau_и$, посылок принимающих два значения: **+1** или **–1**.

Схемы приемников сигналов различных видов дискретной модуляции приведены на рис. 7. На схемах использованы следующие обозначения:

ППФ – полосно-пропускающий фильтр на частоте $f_н$ с полосой $\Delta f_{ДАМ}$ или $\Delta f_{ДФМ}$;

ППФ1 – полосно-пропускающий фильтр на частоте f_1 с полосой $\Delta f << f_1 – f_2$;

ППФ2 – полосно-пропускающий фильтр на частоте f_2 с полосой $\Delta f << f_1 – f_2$;

ВУ – вычитающее устройство;

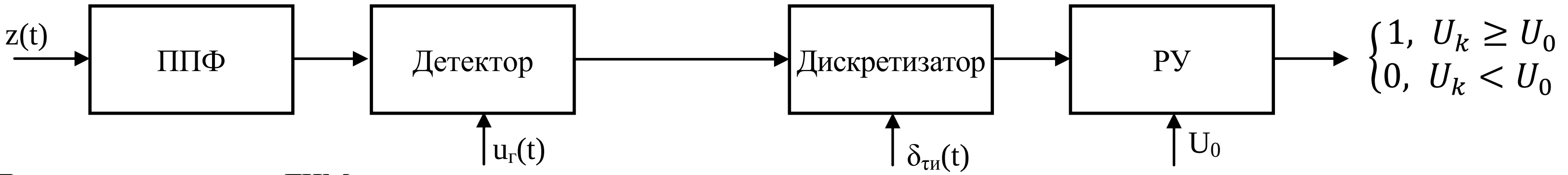
ЛЗ – линия задержки на время $\tau_и$;

ФОН – формирователь опорного напряжения.

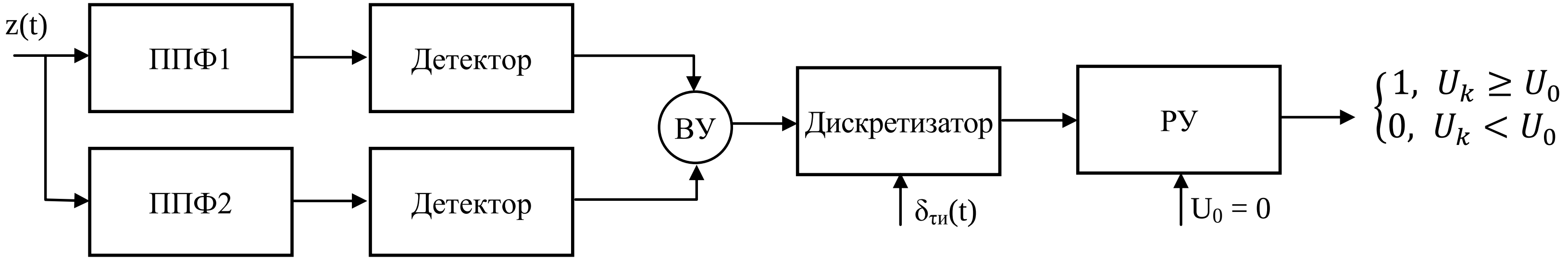
Здесь полагается, что $f_1 > f_2$.

Кроме описанных выше детекторов, имеются элементы froследетекторной обработки. К ним относятся дискретизатор и решающее устройство (РУ). На дискретизатор наряду с откликом детектора $u_д(t)$ подаются дискретизирующие импульсы с периодом Δt, необходимые для взятия одного отсчета в середине посылки длительностью $\tau_и$.

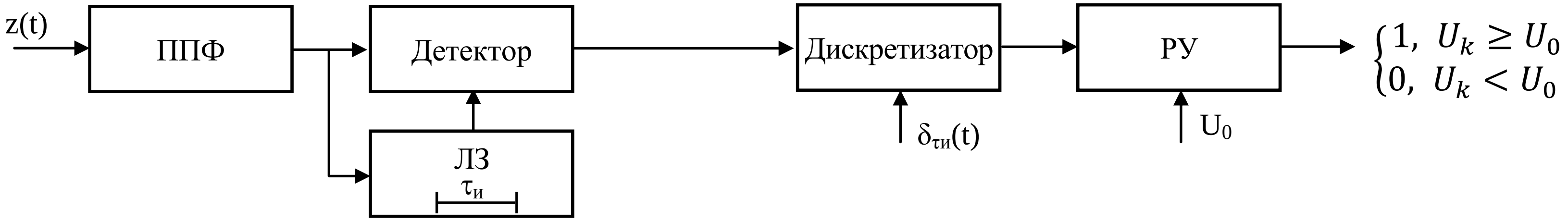
а) Приемник сигналов с ДАМ



б) Приемник сигналов с ДЧМ



в) Приемник сигналов с ДОФМ (метод сравнения фаз)



г) Приемник сигналов с ДОФМ (метод сравнения полярностей)

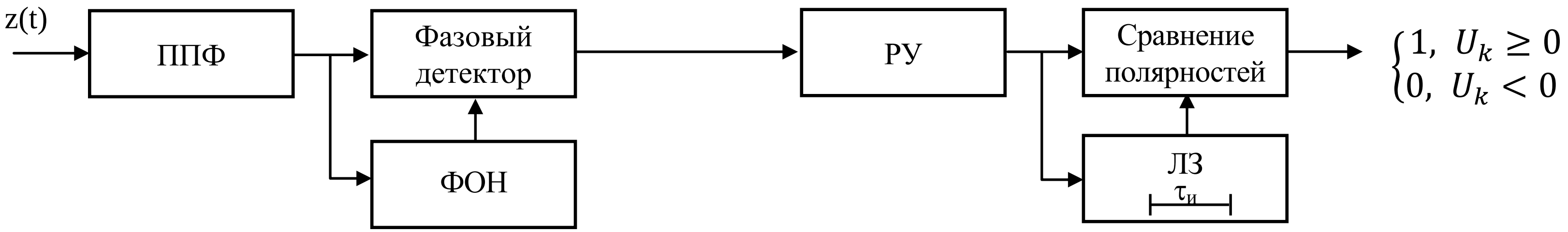


Рис.7 Схемы приемников дискретной модуляции

В РУ отсчеты U_k сравниваются с пороговым напряжением U_0 и принимается решение – передана «1», если $U_k \geq U_0$, или передан «0» если $U_k < U_0$.

Из-за воздействия помех на сигнал в канале связи РУ может принимать неправильные (ошибочные) решения. Ошибочные решения бывают двух видов: переход 0 в 1 (передавался 0, но РУ выдало решение 1), характеризующийся условной (апостериорной) вероятностью ошибки p(1/0), и переход 1 в 0 (передавалась 1, но РУ выдало решение 0), характеризующийся условной вероятностью ошибки p(0/1).

За количественную меру помехоустойчивости в системах электросвязи принимают среднюю вероятность ошибки на один бит:

$p_{\text{ош}} = p(0)p(1/0) + p(1)p(0/1)$.

При равенстве априорных вероятностей p(0) = p(1) = 0,5, а также при равенстве условных вероятностей $p(0/1) = p_1 = p(1/0) = p_0$ (условия симметричного ДКС), средняя на бит вероятность ошибки совпадает с одной из условных вероятностей $p_{\text{ош}} = p_1 = p_0$.

Условные вероятности ошибок находятся интегрированием условных ФПВ откликов детекторов;

$$p(1/0) = \int_{U_0}^{\infty} W_0(u)du\,; \;\; p(0/1) = \int_{-\infty}^{U_0} W_1(u)\,du\,, \qquad (27)$$

где $W_0(u)$ и $W_1(u)$ – ФПВ откликов детекторов при условии формирования на передаче 0 или 1 соответственно.

Оценим помехоустойчивость передачи двоичных символов при различных сигналах дискретной модуляции и различных методах их приема.

<u>При передаче сигналов ДАМ</u> (см. рис. 5,г) символ 0 соответствует отсутствию сигнала, а символ 1 – передаче сигнала с постоянной амплитудой. При этом на выходе детектора ПРУ при передаче символа 0 напряжение будет иметь ФПВ шума $W_0(u)$, а при передаче 1 – ФПВ сигнала и шума $W_1(u)$ в соответствии с рис. 7,а.

Когерентный прием (обработка) сигнала ДАМ (при $\varphi_г - \varphi_0 = 0$) характеризуется гауссовской ФПВ отклика детектора:

$$W_0(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_ш} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma_ш^2}\right), \;\; W_1(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_ш^2} \exp\left(-\frac{(u-U_m)^2}{2\sigma_ш^2}\right) \qquad (28)$$

Для симметричного ДКС выполняется равенство $p(1/0) = p(0/1) = p_1$. Это достигается при пороге РУ $U_0 = U_m/2$. Подставляя (28) и значение U_0 в (27), получаем:

$$p_{\text{ошДАМкп}} = p_1 = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{U_m/2} \exp\left\{-\frac{u^2}{2\sigma_ш^2}\right\} du = 1 - \Phi\left(\frac{h}{\sqrt{2}}\right), \qquad (29)$$

где $\Phi(\cdot)$ – табулированная функция Лапласа (см. Приложение 4); $h = \frac{U_m}{\sigma_ш}$.

При некогерентном приеме сигнала ДАМ на выходе детектора сигнал характеризуется рэлеевским и райсовским распределениями ФПВ вида:

$$W_0(u) = \frac{u}{\sigma_ш^2} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma_ш^2}\right); \;\; W_1(u) = \frac{u}{\sigma_ш^2} \exp\left(\frac{u^2+U_m^2}{2\sigma_ш^2}\right) \cdot J_0\left(\frac{u \cdot U_m}{\sigma_ш^2}\right). \qquad (30)$$

Подставляя выражения (30) в (27), получаем:

$$p(1/0) = \int_{U_0}^{\infty} \frac{u}{\sigma_ш^2} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma_ш^2}\right) du; \;\; p(0/1) = \int_{0}^{U_0} \frac{u}{\sigma_ш^2} \exp\left(-\frac{u^2+U_m^2}{2\sigma_ш^2}\right) \cdot J_0\left(\frac{u \cdot U_m}{\sigma_ш^2}\right) du. \; (31)$$

Здесь $J_0(\beta)$ – функция Бесселя первого рода нулевого порядка [5].

Учитывая, что ДКС симметричный и выполняется равенство $p(1/0) = p(0/1) = p_1$ при значении порога РУ $U_0 = U_m/2$, а также представив $U_m = \sqrt{2}\sigma_ш h$, из (31) получим:

$$p_{ошДАМнп} = p_1 = \int_0^{\sigma_ш h} \frac{u}{\sigma_ш^2} \exp\left[-\left(\frac{u^2}{2\sigma_ш^2} + h^2\right)\right] \cdot J_0\left(\frac{u \cdot h}{\sigma_ш}\right) du. \quad (32)$$

Зависимость $p_{ош}$ от значения h^2, полученные путем решения уравнения (32), представлена в табл. 4.

Таблица 4

$p_{ош}$	$5 \cdot 10^{-1}$	$2 \cdot 10^{-1}$	10^{-1}	$5 \cdot 10^{-2}$	10^{-2}	$5 \cdot 10^{-3}$	10^{-3}	$5 \cdot 10^{-4}$	10^{-4}
h^2	0	2,82	5,37	7,77	13,8	16,4	22,9	26,7	33,2

Величину $p_{ош}$ для промежуточных значений h^2 можно найти методом экстраполяции.

<u>При передаче сигналов ДЧМ</u> (см. рис. 5,д) символ «0» соответствует передаче сигнала на частоте f_2, а символ «1» - передаче сигнала на частоте f_1. Из рис. 7,б следует, что при передаче «0» через ППФ, настроенный на частоту f_2, будет проходить сигнал с несущей частотой f_2 и шум в полосе пропускания этого ППФ. Через ППФ, настроенный на частоту f_1, при передаче нуля будет проходить только шум в полосе пропускания этого ППФ. Аналогичный результат получается при передаче символа «1».

Ошибочные решения здесь будут тогда, когда отклик детектора в канале, по которому сигнал не передается, превзойдет значение отклика детектора в канале, по которому сигнал передается.

Для симметричного ДКС, с учетом приведенных выше замечаний, получаем:

$$p_{ош} = p(0/1) = p(1/0) = \iint_0^\infty W_0(x) W_1(u) dx du. \quad (33)$$

Подставляя функцию ФПВ из (28) или из (30) в (33) при когерентном приеме, получим:

$$p_{ошДЧМкп} = p_1 = 1 - \Phi(h).$$

При некогерентном приеме выражение для $p_{ош}$ имеет вид:

$$P_{ошДЧМнп} = p_1 = 0{,}5\exp\{-h^2/2\}.$$

<u>При передаче сигналов ДФМ</u> [см. (19) и рис. 5,е] символ «0» соответствует передаче сигнала с начальной фазой $-\pi/2$, а символ «1» – передаче сигнала с начальной фазой $+\pi/2$. В этом случае отклик когерентного (фазового) детектора будет иметь ФПВ вида (26). Выбрав фазу опорного напряжения равную $\varphi_г = +\pi/2$, получаем:

$$W_0(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_ш} \exp\left(-\frac{(u+U_m)^2}{2\sigma_ш^2}\right), \quad W_1(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_ш} \exp\left(-\frac{(u-U_m)^2}{2\sigma_ш^2}\right). \quad (34)$$

Подставляя выражения (34) в (27) и выбирая $U_0 = 0$ для симметричного ДКС, получаем:

$$P_{ошДФМ} = p_1 = 1 - \Phi(\sqrt{2}h).$$

Оценим помехоустойчивость передачи двоичных сигналов при относительной фазовой модуляции, когда прием производится по методу сравнения фаз (СФ) и по методу сравнения полярностей (СП).

Ошибочный прием двоичного символа при ДОФМ-СП возникает, когда осуществляется одно из двух несовместных событий (см. рис. 7,г):

1) данный символ принят правильно, а предыдущий ошибочно;
2) данный элемент принят ошибочно, а предыдущий правильно.

Вероятность появления какого-либо из этих двух несовместных событий есть $p_{ош}$ при ДОФМ-СП:

$$p_{ошДОФМ\text{-}СП} = p_1 = 2p_{ошДФМ}(1 - p_{ошДФМ}) = 2\Phi(\sqrt{2}h)\left[1 - \Phi(\sqrt{2}h)\right].$$

При приеме сигнала ДОФМ по методу сравнения фаз (см. рис. 7,в) имеем:

$$p_{ошДОФМ\text{-}СФ} = p_1 = 0{,}5\exp(-h^2).$$

Скорость передачи информации по дискретному каналу связи R определяют как количество взаимной информации I(y, x), передаваемой по ДКС в единицу времени:

$$R = \frac{1}{\tau_и} I(x, y) = \frac{1}{\tau_и}\left(H_y - H_{y/x}\right), \qquad (35)$$

где для ДКС двоичные символы (нули и единицы) будут соответственно $x = \{b_i\}$ – на передаче, и $y = \{\hat{b}_j\}$ – на приеме;

H_y – энтропия принятой последовательности двоичных единиц:

$$H_y = -\sum_{j=0}^{1} p(\hat{b}_j)\log_2 p(\hat{b}_j); \qquad (36)$$

$H_{y/x}$ – условная энтропия:

$$H_{y/x} = -\sum_{i=0}^{1} p(b_i)\sum_{j=0}^{1} p(\hat{b}_j/b_i)\log_2 p(\hat{b}_j/b_i). \qquad (37)$$

Для двоичного симметричного ДКС, когда

$$p(\hat{b}_0 = 0/b_1 = 1) = p_1 = p(\hat{b}_1 = 1/b_0 = 0)$$

и одинаковы априорные вероятности передачи p(0) = p(1), формула (35), с учетом (36) и (37) может быть представлена в виде:

$$R_2 = \frac{1}{\tau_и}\left[1 + p_1\log_2 p_1 + (1 - p_1)\log_2(1 - p_1)\right].$$

Так как вероятности ошибок $p_{ош} = p_1$ для различных видов сигналов зависят от отношения С/Ш h^2 на входе детектора, то R_2 также зависит от С/Ш.

Для сравнения скорости передачи информации $R_2 = \Psi(h^2)$ при данном виде модуляции и способе приема с пропускной способностью НКС (скоростью передачи информации при идеальном кодировании и модуляции) $C = \Theta(h^2)$ (23) вводят показатель эффективности:

$$Э = R_2/C.$$

Эффективность системы передачи высока, если $Э \to 1$ ($R_2 \to C$), и эффективность низка при $Э \to 0$.

2.9. Анализ характеристик и параметров цифро-аналогового преобразования сообщения

Цифро-аналоговое преобразование (ЦАП) позволяет на приемном конце системы связи восстановить непрерывное сообщение $\hat{g}(t)$ по принятым кодовым комбинациям $\hat{b}_k^m$ сигнала ИКМ. Это осуществляется с помощью следующих процедур (см. на рис. 1): декодирования-восстановления дискретных уровней $\hat{v}_k^j$ по $\hat{b}_k^m$, интерполяции и низкочастотной фильтрации. Фильтр-интерполятор – это линейный фильтр с заданной импульсной реакцией $g_0(t)$. В современных ЦАП применяют ступенчатую интерполяцию с $g_0(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, T] \\ 0, & t \notin [0, T] \end{cases}$, что приводит к увеличению длительности импульсов с величины $\tau_и$ у $\hat{v}_k^j$ до величины T_0 у $\hat{x}(t)$. Последующий ФНЧ сглаживает непрерывно-дискретное сообщение $\hat{x}(t)$, в результате чего образуется сигнал $\hat{g}(t)$.

Эти процессы поясняет рисунок 8, на котором показан исходный сигнал (рис. 8,а), помеха (вектор ошибок – рис. 8,б), принятый сигнал (рис. 8,в) и декодированный сигнал (рис. 8,г).

Ошибки в двоичном канале связи приводят к несовпадению переданных и принятых кодовых комбинаций сигнала ИКМ (см. рис. 8,а,б). На рис. 8,в показана реализация последовательности блоков ошибок E_k и принятая последовательность b_k^{μ}, элементы которой определяются как $\hat{b}_i = b_i \oplus_2 e_i$. Причем $b_i = \hat{b}_i$ при $e_i = 0$ и $b_i \neq \hat{b}_i$ при $e_i = 1$, $i \in \{\overline{1, \mu}\}$.

В декодере ЦАП двоичные ошибки в той или иной позиции кодовой комбинации приводят к несоответствию восстанавливаемых $\hat{v}_k^j$и передаваемых v_k^i уровней (см. рис. 8,г). Разность $\xi_п = \hat{v}_k^j - v_k^i$ называют шумом передачи. Реализация этого шума на выходе декодера (импульсы длительностью τ_0) и на выходе интерполятора (импульсы длительностью T) приведена на рис. 8,д.

Для определения скорости передачи информации R_L по L-ичному ДКС воспользуемся соотношением, аналогичным (35):

$$R_L = \frac{1}{T}\left(H_y - H_{y/x}\right).$$

Однако здесь x и y – это L-ичные уровни на входе и выходе L-ичного ДКС. Используя выражения (36) и (37), но с учетом L-ичных уровней, и подставляя их в выражение для R_L, получаем:

$$R_L = \frac{1}{T}\sum_{i=1}^{L+1}\sum_{j=1}^{L+1} p\left(v_k^i, \hat{v}_k^j\right)\log_2\left[\frac{p\left(v_k^i, \hat{v}_k^j\right)}{p\left(v_k^i\right)p\left(\hat{v}_k^j\right)}\right], \tag{38}$$

где $p(v_k^i, \hat{v}_k^j) = p(v_k^i)\cdot p(\hat{v}_k^j/v_k^i) = p_i p_{ij} = p(i, j)$ –вероятность совместного наступления событий: v_k^i на передаче и $\hat{v}_k^j$ на приеме;

p_i, $i \in \{\overline{1, L+1}\}$ – распределение вероятностей, определяемое из соотношения (10);

p_{ij}, $i,j \in \{\overline{1, L+1}\}$ – элементы матрицы переходных вероятностей L-ичного ДКС, которые определяются выражениями:

$$p_{il} = p(\hat{v}_k^j/v_k^i) = p_{ош}^{dij}(1 - p_{ош})^{\mu - dij}, \ i,j \in \{\overline{1, L+1}\},$$

где μ – значность кода (разрядность АЦП), $\mu = \log_2(L+1)$; d_{ij} – кодовое расстояние между i-ой и j-ой кодовыми комбинациями; $p_{ош}$ – вероятность ошибки в двоичном симметричном ДКС.

В соотношении (38) распределение вероятностей принятых L-ичных уровней определяются так:

$$p_j = p(\hat{v}_k^j) = \sum_{i=1}^{L+1} p\left(v_k^i, \hat{v}_k^j\right) = \sum_{i=1}^{L+1} p_i p_{ij}, \ j \in \{\overline{1, L+1}\}.$$

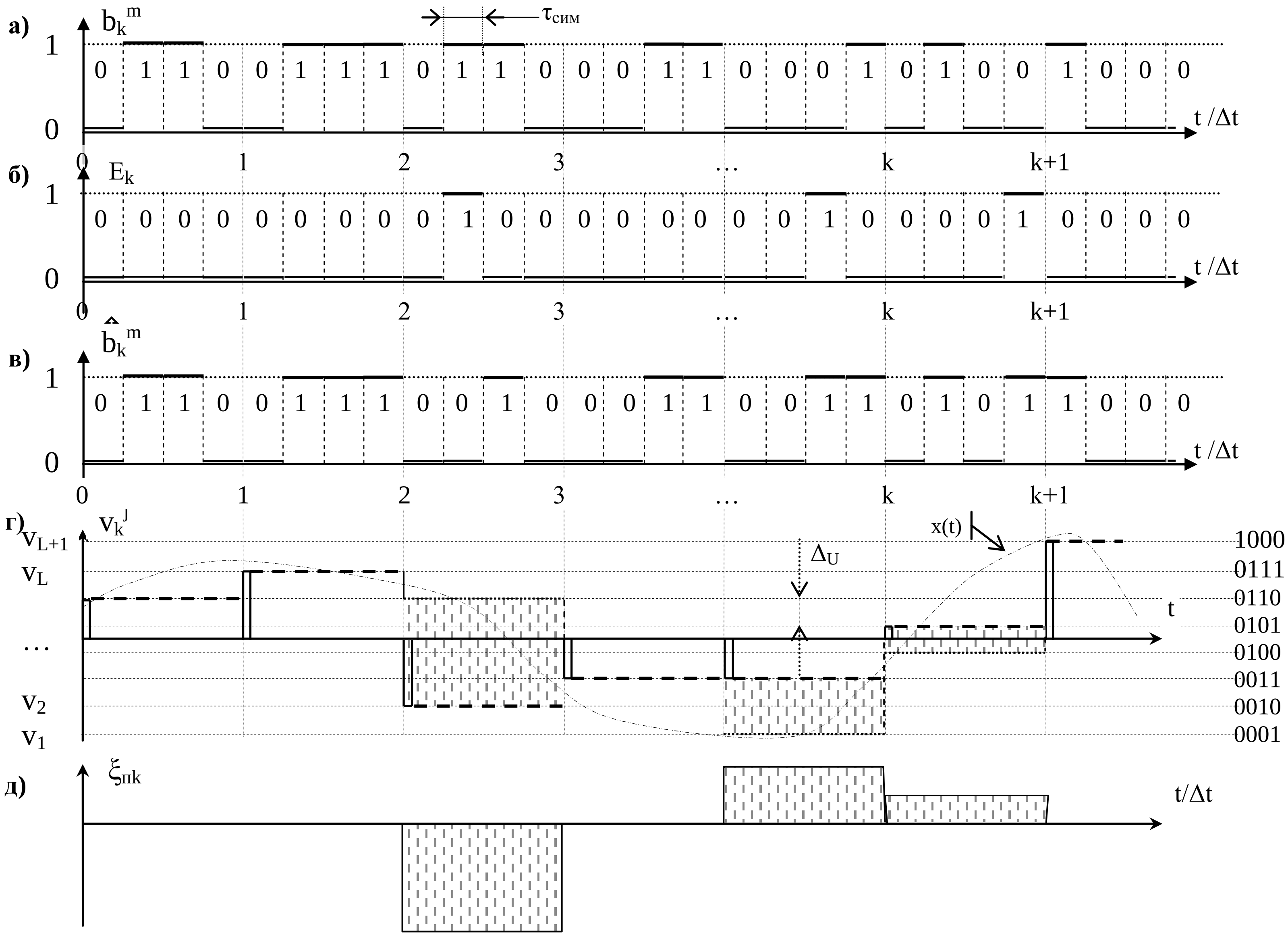


Рис. 8. Восстановление сигнала в ЦАП

Величина относительных потерь в скорости передачи информации по L-ичному ДКС равна:

$$\delta_R = \frac{R_И - R_L}{R_И},$$

где $R_И$ – максимальная производительность L-ичного источника, $R_и = \frac{\log_2(L+1)}{T}$.

Оценим среднюю квадратическую погрешность (СКО) шума передачи $\bar{\xi}_п^2$ в L-ичном ДКС (см. рис. 8,д). Пусть в L-ичном ДКС был передан сигнал v_k^i, который на основании (6) равен:

$$v_k^i = -0{,}5\Delta_u(L-1) + i\Delta_u.$$

Под действием помех он может перейти в

$$\hat{v}_k^j = -0{,}5\Delta_u(L-1) + j\Delta_u.$$

Тогда шум передачи $\xi_{пk} = \Delta_u(j-k)$ может быть представлен в виде последовательности некоррелированных прямоугольных импульсов с нулевым математическим ожиданием и со случайно распределенными амплитудами. На выходе интерполятора длительность этих импульсов равна Δt.

Спектр плотности мощности шума передачи:

$$G_0(\omega) = 2\Delta t \sigma_и^2 \left(\frac{\sin\omega\Delta t/2}{\omega\Delta t/2}\right)^2, \tag{39}$$

где $\sigma_и^2$ дисперсия (мощность) плотности распределения случайных амплитуд импульсов, равная:

$$\sigma_и^2 = M\{\Delta_u^2(j-i)^2\} = \Delta_u^2 \sum_{i=1}^{L+1}\sum_{j=1}^{L+1} p_i\, p_{ij}(j-i)^2. \tag{40}$$

Полагая ФНЧ на выходе АЦП идеальным с полосой пропускания $\Delta f_д$, найдем СКО шума передачи путем интегрирования (39)

$$\bar{\xi}_п^2 = \int_0^{2\pi f_д} G_п(f)df = \frac{2\sigma_и^2}{\pi}\left[si(\pi) - \frac{2}{\pi}\right]. \tag{41}$$

Здесь $si(x) = \int_0^x \frac{\sin(\alpha)}{\alpha}d\alpha$ – функция интегрального синуса [5]:

Выражение (40) для дисперсии амплитуд можно упростить, если истинные вероятности ошибок $p_{ош}$ заменить усредненной величиной вероятности ошибки:

$$\bar{p}_{ош} = \frac{1}{L+1}\sum_{i=1}^{L+1}\sum_{j=1}^{L+1} p_{ij}.$$

Тогда после ряда преобразований получаем:

$$\sigma_п^2 = \frac{2\Delta q^2[1-(1-p_{ош})^{\nu}]}{L+1}\sum_{i=1}^{L}(L+1-i)^2 F_i, \tag{42}$$

где F_i, $i \in \{\overline{1, L+1}\}$ интегральный закон распределения вероятностей, определяемый из (11).

Подставляя (42) или (40) в (41), определяют СКО шума передачи. Ввиду того, что погрешность фильтрации $\xi_ф$, шум квантования $\xi_{кв}$ и шум передачи $\xi_п$ независимы друг от друга, то суммарная СКО восстановления непрерывного сообщения x(t) будет равна сумме СКО указанных процессов:

$$\bar{\xi}_\Sigma^2 = \bar{\xi}_a^2 + \bar{\xi}_{rd}^2 + \bar{\xi}_g^2.$$

Относительная суммарная СКО восстановления сообщения равна:

$$\delta_\Sigma = \overline{\xi_\Sigma^2} \big/ \sigma_c^2.$$

Величина обратная $1/\delta_\Sigma$ есть отношение сигнал/шум, обеспечиваемое системой передачи непрерывных сообщений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лебедько Е. Г. Теоретические основы передачи информации. – СПб.: Лань, 2011.
2. Радиотехнические цепи и сигналы. Примеры и задачи: Учеб. пособие для ВУЗов. Под ред. Гоноровского И. С. – М.: Радио и связь, 1989.
3. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. Руководство к решению задач: Учеб. пособие для ВУЗов. – М.: Высшая школа, 1987.
4. Кнышев И. П. Аналого-цифровое преобразование сигналов в информационных системах. Уч. пос. – М.: РГОТУПС. 2008.
5. Янке Е., Эмде Ф., Лёш Ф. Специальные функции. – М.: Наука, 1977.

Приложение 1

Кафедра «Железнодорожная автоматика, телемеханика и связь»

З А Д А Н И Е

на курсовой проект по дисциплине

«О Б Щ А Я   Т Е О Р И Я   С В Я З И»

Тема проекта:

«Система передачи аналоговой информации с АЦП»

Студент
Группа
Дата выдачи задания
Дата окончания работы

Исходные данные

№ задания	Источник сообщений, АЦП		Передающее устройство			Канал связи	Приемное устройство		ЦАП	Функция корреляции сообщения $B_c(\tau)$, [τ, *мс*]
	P_g, B^2	α, c^{-1}	Способ передачи	Частота, *МГц*		G_0, *мВт·с*	h^2	Способ приёма	$\delta_{доп}$	
				f_0 (f_2)	f_1					

Содержание проекта

1. Изобразить структурную схему системы информации, пояснить назначение элементов схемы, привести классификацию сигналов и помех в канале связи.
2. Рассчитать основные характеристики случайного сигнала.
3. Рассчитать СКП фильтрации информационного сигнала, частоту дискретизации АЦП, постоянную времени ФНЧ, мощность сигнала на выходе ФНЧ.
4. Рассчитать параметры квантователя АЦП – динамический диапазон, шаг (интервал) квантования и разрядность.
5. Закодировать L-ичные информационные последовательности двоичным безизбыточным блочным кодом и построить таблицу кодовых расстояний для данного кода.
6. Рассчитать и построить амплитудно-частотный спектр сигнала дискретной модуляции.
7. Рассчитать параметры и характеристики сигнала и помехи в гауссовском непрерывном канале связи НКС, построить ФПВ сигнала и помехи.
8. Рассчитать среднюю вероятность ошибки и скорость передачи информации по двоичному симметричному дискретному каналу связи (ДКС) без памяти и без стирания и показатель эффективности передачи сигналов дискретной модуляции по НКС.
9. Рассчитать скорость передачи информации по L-ичному ДКС и относительные потери в скорости передачи информации; СКО шума передачи и относительную СКО восстановления непрерывного информационного сигнала.

Приложение 2

МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ПУТЕЙ СООБЩЕНИЯ
(МИИТ-РОАТ)

Кафедра
«Железнодорожная автоматика,
телемеханика и связь»

Специальность: Инфокоммуникационные технологии и системы связи

К У Р С О В О Й   П Р О Е К Т

«Система передачи аналоговой информации с АЦП»
(Общая теория связи)

Выполнил:
студент Иванов И. И. (Шифр) ______________________
подпись

Руководитель проекта:
доцент Петров П. П. ______________________
подпись

20XX г.

Приложение 3

СОДЕРЖАНИЕ

		Стр.
	Индивидуальное задание	3
	Введение	4
1	Обоснование выбранной структурной схемы системы связи	…
2	Расчет системы связи	…
2.1	Расчет характеристик информационного сигнала	…
2.2	Расчет характеристик АЦП	…
…	…	…
	Заключение	…
	Список использованной литературы	…
	Приложение Структурная схема системы связи	…

					КП.ОТС.ЖАТС.ТС.МИИТ-РОАТ
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	
Разраб.		Иванов И. И.			Система передачи аналоговой информации с АЦП ПЗ
Провер.		Петров П. П.			
Реценз.					
Н. Контр.					
Утверд.					

Лит.	Лист	Листов
	45	XX
МИИТ-РОАТ Каф. ЖАТС		

45

Приложение 4

Интегральная функция нормального закона распределения вероятности

$$\Phi(\upsilon) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\upsilon} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$$

υ	Φ(υ)	υ	Φ(υ)	υ	Φ(υ)	υ	Φ(υ)
0,00	0,500	1,25	0,8944	2,50	0,9938	3,75	0,9(4)12
0,05	0,5199	1,30	0,9032	2,55	0,9946	3,80	0,9(4)28
0,10	0,5388	1,35	0,9115	2,60	0,9953	3,85	0,9(4)41
0,15	0,5596	1,40	0,9192	2,65	0,9960	3,90	0,9(4)52
0,20	0,5793	1,45	0,9265	2,70	0,9965	3,95	0,9(4)61
0,25	0,5987	1,50	0,9332	2,75	0,9970	4,00	0,9(4)68
0,30	0,6179	1,55	0,9394	2,80	0,9974	4,05	0,9(4)74
0,35	0,6368	1,60	0,9452	2,85	0,9978	4,10	0,9(4)79
0,40	0,6554	1,65	0,9506	2,90	0,9981	4,15	0,9(4)83
0,45	0,6736	1,70	0,9554	2,95	0,9984	4,20	0,9(4)87
0,50	0,6935	1,75	0,9600	3,00	0,9987	4,25	0,9(4)89
0,55	0,7088	1,80	0,9641	3,05	0,9989	4,30	0,9(5)15
0,60	0,7257	1,85	0,9678	3,10	0,9(3)03	4,35	0,9(5)32
0,65	0,7422	1,90	0,9713	3,15	0,9(3)18	4,40	0,9(5)46
0,70	0,7580	1,95	0,9774	3,20	0,9(3)31	4,45	0,9(5)57
0,75	0,7734	2,00	0,9783	3,25	0,9(3)42	4,50	0,9(5)66
0,80	0,7881	2,05	0,9798	3,30	0,9(3)52	4,55	0,9(5)73
0,85	0,8023	2,10	0,9821	3,35	0,9(3)60	4,60	0,9(5)79
0,90	0,8159	2,15	0,9842	3,40	0,9(3)66	4,65	0,9(5)83
0,95	0,8289	2,20	0,9861	3,45	0,9(3)72	4,70	0,9(5)87
1,00	0,8413	2,25	0,9878	3,50	0,9(3)77	4,75	0,9(6)00
1,05	0,8531	2,30	0,9893	3,55	0,9(3)80	4,80	0,9(6)21
1,10	0,8643	2,35	0,9906	3,60	0,9(3)84	4,85	0,9(6)38
1,15	0,8749	2,40	0,9918	3,65	0,9(3)87	4,90	0,9(6)52
1,20	0,8846	2,45	0,9929	3,70	0.9(3)89	4,95	0,9(6)61

Примечание – символическая запись значений функции, например Φ(4,70) – 0,9(5)87, означает Φ(4,70) = 0,9999987.

Приложение 5

Вероятность и количество информации

p_i	$-\log_2(p_i)$	$-p_i\log_2(p_i)$	p_i	$-\log_2(p_i)$	$-p_i\log_2(p_i)$	p_i	$-\log_2(p_i)$	$-p_i\log_2(p_i)$
0,01	6,643	0,06643	0,34	1,556	0,52917	0,67	0,578	0,38710
0,02	5,644	0,11288	0,35	1,514	0,53010	0,68	0,556	0,37835
0,03	5,059	0,15177	0,36	1,474	0,53061	0,69	0,535	0,36938
0,04	4,644	0,18575	0,37	1,434	0,53073	0,70	0,514	0,36020
0,05	4,322	0,21609	0,38	1,396	0,53046	0,71	0,494	0,35082
0,06	4,059	0,24353	0,39	1,358	0,52980	0,72	0,474	0,34123
0,07	3,936	0,26855	0,40	1,322	0,52877	0,73	0,454	0,33144
0,08	3,644	0,29151	0,41	1,286	0,52738	0,74	0,434	0,32146
0,09	3,474	0,31265	0,42	1,252	0,52565	0,75	0,415	0,31128
0,10	3,322	0,33219	0,43	1,217	0,52356	0,76	0,399	0,30091
0,11	3,184	0,35029	0,44	I,184	0,52115	0,77	0,377	0,29034
0,12	3,059	0,36797	0,45	1,152	0,51840	0,78	0,358	0,27959
0,13	2,943	0,38264	0,46	1,120	0,51533	0,79	0,340	0,26866
0,14	2,836	0,39711	0,47	1,089	0,51196	0,80	0,322	0,25754
0,15	2,737	0,41054	0,48	1,059	0,50827	0,81	0,301	0,24624
0,16	2,644	0,42302	0,49	1,029	0,50428	0,82	0,286	0,23477
0,17	2,556	0,43459	0,50	1,000	0,50000	0,83	0,269	0,22312
0,18	2,474	0,44531	0,51	0,971	0,49543	0,84	0,252	0,21129
0,19	2,396	0,45523	0,52	0,943	0,49058	0,85	0,234	0,19929
0,20	2,322	0,46439	0,53	0,916	0,48545	0,86	0,217	0,18759
0,21	2.252	0,47282	0,54	0,889	0,48004	0,87	0,201	0,17479
0,22	2,184	0,48057	0,55	0,862	0,47437	0,88	0,184	0,16229

p_i	$-\log_2(p_i)$	$-p_i\log_2(p_i)$	p_i	$-\log_2(p_i)$	$-p_i\log_2(p_i)$	p_i	$-\log_2(p_i)$	$-p_i\log_2(p_i)$
0,23	2,120	0,48767	0,56	0,836	0,46844	0,89	0,168	0,14963
0,24	2,059	0,49413	0,57	0,811	0,46225	0,90	0,152	0,13680
0,25	2,000	0,50000	0,58	0,786	0,45581	0,91	0,136	0,12382
0,26	1,943	0,50529	0,59	0,761	0,44912	0,92	0,100	0,11067
0,27	1,889	0,51002	0,60	0,737	0,44218	0,93	0,095	0,09737
0,28	1,836	0,51422	0,61	0,713	0,43500	0,94	0,089	0,08391
0,29	1,786	0,51790	0,62	0,690	0,42759	0,95	0,074	0,07030
0,30	1,737	0,52109	0,63	0,667	0,41994	0,96	0,059	0,05654
0,31	1,690	0,52379	0,64	0,644	0,41207	0,97	0,044	0,04262
0,32	1,644	0,52603	0,65	0,621	0,40397	0,98	0,029	0,02856
0,33	1,599	0,52782	0,66	0,599	0,39564	0,99	0,014	0,01435

Методические указания к курсовому проекту по дисциплине Общая теория связи по специальности 210700.62 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

Кафедра «Железнодорожная автоматика, телемеханика и связь».

Составитель: д. т. н., проф. Кнышев И. П.