

МИНИСТЕРСТВО

№1364

Ф76

98-21010

Фомин А.Ф. уч.3

Методические указания к  
курсовому проекту 1'00

НИЯ

ЫЙ

МИИТ)

1364

УНИВЕРСИТЕТ

Кафедра «Радиотехника и электросвязь»  
Фомин А.Ф., Волков А.А.

Утверждено  
редакционно-издательским  
советом университета

Методические указания к курсовому проекту  
«РАСЧЁТ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛОВ С  
ИМПУЛЬСНО - КОДОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ И  
РАЗРАБОТКА СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ МОДЕМА  
ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ»

для студентов специальности  
«Автоматика, телемеханика и связь на железнодорожном  
транспорте»

по дисциплине  
«ТЕОРИЯ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ НА  
ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОМ ТРАНСПОРТЕ»

Москва – 2000



УДК 621.391: 656.254.075.8

Ф 76

А.Ф. Фомин, А.А. Волков **Методические указания к курсовому проекту.** –М.: МИИТ, 2000. –25с.

Данный курсовой проект посвящён цифровым методам передачи информации, как наиболее перспективным.

Рассчитываются параметры асимптотически оптимального приёмника при действии гаусовских и не гаусовских помех, исходя из заданного закона их распределения. Определяется мощность сигнала на входе приёмника при заданной вероятности anomalously ошибки в кодовом слове и заданной спектральной плотности мощности белого шума.

Рассчитывается частота дискретизации по заданной приведённой дисперсии погрешности интерполяции, виду интерполяции и спектральной плотности мощности сообщения.

Исследуется структура передаваемого видео- и радиосигнала.

Все рассчитанные параметры имеют внутреннюю логическую связь между собой.

Методические указания базируются на учебнике: Каллер М.Я. Фомин А.Ф. Теоретические основы транспортной связи. -М. Транспорт, 1989. -833 с.

© Московский государственный университет  
путей сообщения (МИИТ), 2000

---

## 1. Задание

Рассчитать основные характеристики сигналов с импульсно- кодовой модуляцией вида ИКМ<sub>λ</sub>-ПМ (где λ -основание кода, ПМ- произвольная манипуляция: АМ, ЧМ, ФМ, ОФМ), предназначенных для передачи заданного уровня квантования L<sub>кв</sub> гаусовского сообщения λ(t), характериз�ваемого различными спектральными плотностями мощности (СПМ) из

$$S_{\lambda}(\omega) = \frac{2\pi\sigma_{\lambda}^2}{\Omega_c \left[ 1 + \left( \frac{\omega}{\Omega_c} \right)^{2k} \right]} * \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2k}\right)}{\frac{\pi}{2k}}, (1)$$

класса, описываемых полиномом Баттгерворта (см. формулу (2.11.),[1].

где σ<sup>2</sup><sub>λ</sub> - дисперсия сообщения λ(t), принимая в дальнейшем равной 1;

Ω<sub>c</sub> - характеристическая частота спектра на уровне 0,5.

Степень полинома k и характеристическая частота спектра

$$F_c = \frac{\Omega_c}{2\pi} \text{ задана в табл. 1.}$$

При расчёте учесть заданные различные методы интерполяции, манипуляции, приёма и воздействие различных помех, задаваемых плотностью распределения вероятностей с независимыми значениями.

Интерполяционная погрешность рассчитывается на основании теории дискретного представления по отсчетам (см.п.2.5,[1]).

Квазиоптимальная интерполяция рассматриваемых реальных процессов может быть получена путем предискажения процесса с помощью идеального ФНЧ. При этом приведенная дисперсия интерполяционной погрешности определяется как:

$$\delta_u^2 = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_{\lambda}^2} = \frac{1}{2\pi\sigma_{\lambda}^2} \int_{F_c}^{\infty} S_{\lambda}(\omega) d\omega = \frac{\nu^{-(2k-1)} \sin\left(\frac{\pi}{2k}\right)}{(2k-1) \cdot (\pi / 2k)}, (2)$$

где S<sub>λ</sub>(ω) определяется по формуле (1):

$$F_{cp} = \frac{F_0}{2}; \nu = \frac{F_0}{2F_c}$$

Мгновенное значение помехи, действующей на входе приёмника, описываются так называемым обобщённым гаусовским законом (ОГЗ) распределения (см п.3.22.), [1].

$$W_n(n) = A(c) \exp \left\{ - [\eta(\sigma_n, c) \cdot |n|]^k \right\}, \quad (3)$$

$$\text{где } A(c) = \frac{c\eta(\sigma_n, c)}{2\Gamma\left(\frac{1}{c}\right)}; \quad \eta(\sigma_n, c) = \frac{1}{\sigma_n} \cdot \left[ \frac{\Gamma\left(\frac{3}{c}\right)}{\Gamma\left(\frac{1}{c}\right)} \right]^{\frac{1}{2}};$$

$\Gamma(\cdot)$  – гамма функции (табулированная функция, см приложение 1);  $\sigma_n^2$  – дисперсия помехи.

Значение параметров распределения  $C$  и дисперсии помехи  $\sigma_n^2$  заданы для различных вариантов расчета в табл.1.

В табл. 1. также заданы допустимая вероятность аномальной ошибки в кодовом слове  $P_{ан}$ , максимальное число уровней квантования –256. Код равномерный, равнодоступный.

Разработать для заданных в табл.1. исходных данных структурную схему модема цифровой системы передачи.

В процессе выполнения работы требуется:

1.1. Рассчитать и построить плотность распределения вероятностей (ПРВ)  $W_n(n)$  и функцию распределения (ФР)  $F(n)$  для заданных в табл.1 параметра  $C$  и дисперсии  $\sigma_n^2$  помехи.

1.2. Рассчитать вероятность превышения помехой уровня, за данного в табл.1.

1.3. Рассчитать и построить спектральную плотность мощности  $S_{\lambda}(\omega)$  и эффективную ширину спектра  $\Delta F_3$ , сообщения для степени полинома  $k$  и частоты  $F_c$ , заданных в табл.1.

1.4. Рассчитать и построить нормированную корреляционную функцию  $\gamma_\lambda(\tau)$  для заданной спектральной плотности мощности и определить интервал временной корреляции  $\tau_k$ .

1.5. Рассчитать требуемую частоту дискретизации речевого сообщения  $F_0$  при заданных в табл. 1. приведенной дисперсии погрешности интерполяции  $\sigma_n^2$ , методе интерполяции и виде  $S_\lambda(\omega)$ .

1.6. Выразить заданный в табл.1. уровень квантования в соответствующем коде с основанием « а » при условии, что  $L_{\text{кв. max}}=256$ .

1.7. Рассчитать коэффициент взаимной корреляции для заданных дискретных сигналов и выбрать параметры сигнала /манипуляции /, обеспечивающие их наилучшую различимость /помехоустойчивость/.

1.8. Изобразить структуру видео- и радиосигнала / сигнала тональной частоты/ в соответствии с рассчитанным в п.1.6. кодом и заданной манипуляцией.

1.9. Определить длительность элементарного символа  $\tau_c$  в кодовом слове и рассчитать эффективную ширину спектра, занимаемую ИКМ-ПМ сигналом.

1.10. Выбрать и изобразить структурную схему модема ЦСП при заданных сигналах, включающую в себя:

а) модулятор и кодер (для ОФМ);

б) информационный канал оптимального или асимптотически оптимального приёмника;

в) систему высокочастотной синхронизации;

г) систему тактовой синхронизации;

1.11. Рассчитать и построить амплитудную характеристику блока нелинейного подавления помех для асимптотически оптимального приемника (см. формулу (5.54), [1] и для оптимального приёмника по формуле  $Z_0(n) = \ln W_n(n)$  для заданной ПРВ помехи  $W_n(n)$ ).

1.12. Рассчитать для заданных параметров помехи коэффициент амплитудного подавления помехи  $\mu_{0a}^2$  по формуле (5.62). [1].

1.13. Определить мощность сигнала на входе приёмника  $P_c$  при заданной вероятности аномальной ошибки в кодовом слове  $P_{ан}$  и

заданной спектральной плотности мощности (СПМ) белого шума  $N_0$ , в общем случае с негауссовской дисперсией  $\sigma_n^2$ .

1.14. Сделать выводы по работе.

## 2. Методика выполнения курсового проекта.

После общих уточнений методика рассматривается на конкретном примере, приведенном в табл. 1 под номером 0.

### Порядок выполнения работы.

**2.1.а.** Получить конкретное выражение ПРВ  $W_n(n)$  по формуле (3), подставив в неё значение параметра  $C$  данного варианта задания.

**2.1.б.** По полученной ПРВ  $W_n(n)$  рассчитать функцию распределения вероятности (ФРВ) по формуле

$$F(n) = P(N \leq n) = \int_{-\infty}^n W_n(n_1) dn_1$$

Здесь могут иметь место следующие случаи:

А.  $C=1$ , интеграл берется.

Б.  $C=2$  интеграл не берется, но можно воспользоваться таблицами приложения 1.

В.  $C < 1$  и  $C > 2$ , когда интеграл тоже не берется. Его надо вычислять приближенно (численно), разложив в ряд Маклорена экспоненту\*)

$$e^x = 1 + \frac{x}{1!} + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots$$

и ограничившись несколькими слагаемыми, например четырьмя.

Для численного интегрирования удобно представить

---

\*)  $F(n)$  можно рассчитать по определённой программе на компьютере

$$F(n) = \int_{-\infty}^0 W_n(n_1) dn_1 + \int_0^n W_n(n_1) dn_1 = 0.5 + \int_0^n W_n(n_1) dn_1$$

В данном случае для контроля расчётов целесообразно воспользоваться также и графическим (приближенным) методом нахождения  $F(n)$ .

Напомним, что  $F(n)$ - монотонно возрастающая функция своего аргумента.

Её асимптотами являются горизонтальные прямые 1 и 0.

При  $n=0$  значение  $F(0)=0.5$ , а  $\omega_n(0) = \left. \frac{dF(n)}{dn} \right|_{n=0} = \max. \text{ ПРВ } \omega_n(0)$

есть тангенс угла наклона прямой, касательной к  $F(n)$  в точке  $n=0$ . Построим эту прямую, проходящую через эту точку  $F(0) = 0.5$  под углом  $\alpha = \arctg W_n(0)$ . Можно для точек абсцисс  $\pm 1$  вычислить ординаты  $F(\pm 1) \cong \pm 1 W_n(0)$ , отложив их на графике относительно точки  $F(0) = 0.5$  с учетом выбранного масштаба и провести через них прямую. Точки пересечения полученной прямой с асимптотами  $F=1$  и  $F=0$  определяют ломанную линию  $F(n)$ , которую надо аппроксимировать плавной кривой. В абсциссах точек пересечения прямой асимптот  $n_n$  значения плавных кривых при любом  $C$  приближаются к значению  $F(n)$  для  $C=2$ . Поэтому для этих абсцисс значение  $F(n_n)$ , находим по табл. приложения 1.

$F(n_n)=1-V(n_n)$ . Далее по ним, асимптотам и прямой проводим приближенную кривую  $F(n)$ .

Для варианта 0 согласно табл. 1 значение  $C=2$  и ПРВ

$$W_n(n) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}\right), \text{ а ФРВ}$$

$$F(n) = P(N \leq n) = \int_{-\infty}^n W_n(n_1) dn_1 = 1 - V\left(\frac{n}{\sigma_n}\right),$$

где  $V(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2}} dz$  -дополнение к интегралу вероятностей

(см. прил. 2).

Данные для расчёта

№ п.п	Ф.И. О.	Параметры ОГЗ,С	Дисперсия помехи $\sigma_n^2$	Уровень (порог) превышения $l = n_{\text{пор}} / \sigma_n$	Степень полинома	Значен. Характ частоты $F_c$ Гц
1	2	3	4	5	6	7
0		2	1	$l=0.5$	$\infty$	1500
1		3	1,25	1	1	1600
2		5	1,5	1.5	2	1700
3		1	2	2	$\infty$	1800
4		0,6	2,5	2.5	1	2000
5		1	3	3	2	2200
6		2	3,5	3.5	1	2400
7		3	0,75	3.5	2	2600
8		4	1	3.25	$\infty$	2800
9		0,7	1,25	3	1	3000
10		0,5	1,5	2.75	2	2300
11		1	1,75	2.5	$\infty$	3400
12		2	2	2.25	1	1500
13		3	2,25	2	2	1600
14		2	2,25	1.75	$\infty$	1700
15		0,5	2,75	1.5	1	1800
16		1	3	1.25	2	2000
17		2	3,25	1	$\infty$	2200
18		3	3,5	0.75	1	2400
19		1	1	6	2	2600
20		2	2	5	$\infty$	2800
21		3	3	4	1	3000
22		4	4	3	2	2300
23		5	5	2	$\infty$	2400
24		0,6	6	1	1	1500
25		1	2	3	2	1600

Таблица 1

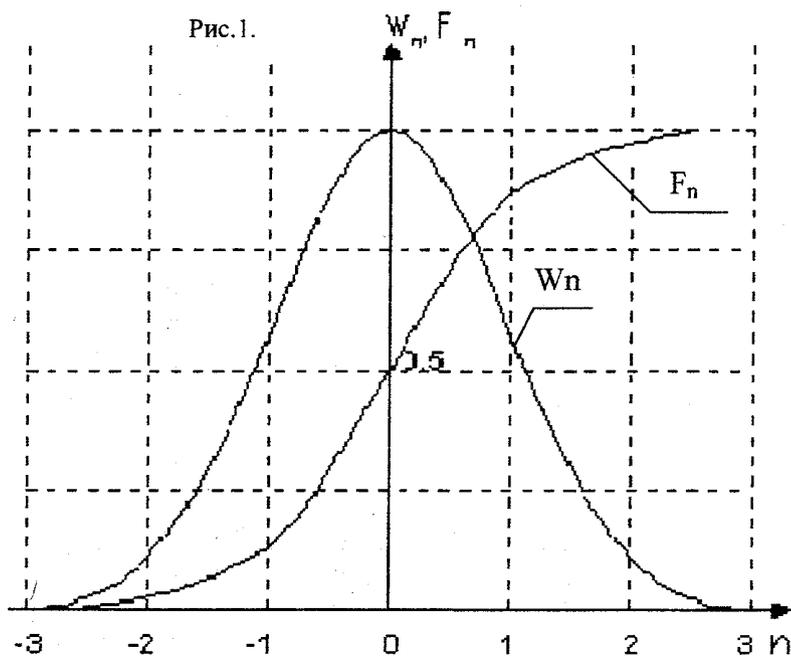
Допустимое значение интерполяц. погр. $\sigma_{\text{и}}^2$	Метод интерполяции	Уровень квантования Лкв	Основание кода а	Метод манипуляции	Метод приема	СПМ белого шума $N_0$ Вт/Гц	$P_{\text{ан}}$
8	9	10	11	12	13	14	15
$10^{-1}$	Ступ	13	2	ФМ	когер	$10^{-18}$	$10^{-8}$
$2 \cdot 10^{-1}$	Лин	47	2	ЧМ	когер	$10^{-18}$	$10^{-7}$
$4 \cdot 10^{-1}$	квазиопт	127	2	ФМ	когер	$10^{-18}$	$10^{-6}$
$6 \cdot 10^{-1}$	Ступ	176	2	ОФМ	когер	$10^{-18}$	$10^{-5}$
$8 \cdot 10^{-1}$	Лин	211	4	АМ	когер	$10^{-18}$	$10^{-4}$
$2 \cdot 10^{-2}$	квазиопт	147	4	ЧМ	асимп	$10^{-18}$	$10^{-3}$
$4 \cdot 10^{-2}$	Ступ	99	4	ФМ	асимп	$10^{-18}$	$10^{-8}$
$6 \cdot 10^{-2}$	Лин	53	4	ОФМ	асимп	$10^{-18}$	$10^{-7}$
$8 \cdot 10^{-2}$	квазиопт	115	2	АМ	асимп	$10^{-19}$	$10^{-6}$
$2 \cdot 10^{-3}$	Ступ	253	2	АМ	асимп	$10^{-19}$	$10^{-5}$
$4 \cdot 10^{-3}$	Лин	49	2	ЧМ	некогер	$10^{-19}$	$10^{-4}$
$6 \cdot 10^{-3}$	квазиопт	68	2	ЧМ	Когер	$10^{-19}$	$10^{-3}$
$10^{-1}$	Ступ	177	4	ОФМ	Когер	$10^{-19}$	$10^{-8}$
$2 \cdot 10^{-1}$	Лин	231	4	АМ	некогер	$10^{-19}$	$10^{-7}$
$4 \cdot 10^{-1}$	квазиопт	81	4	ОФМ	некогер	$10^{-19}$	$10^{-6}$
$6 \cdot 10^{-2}$	Лин	51	2	ФМ	некогер	$10^{-19}$	$10^{-5}$
$8 \cdot 10^{-1}$	Ступ	21	4	ЧМ	некогер	$10^{-19}$	$10^{-4}$
$2 \cdot 10^{-2}$	Лин	101	4	АМ	некогер	$10^{-19}$	$10^{-3}$
$4 \cdot 10^{-2}$	Ступ	144	4	ЧМ	некогер	$10^{-19}$	$10^{-8}$
$6 \cdot 10^{-2}$	квазиопт	201	2	ФМ	некогер	$10^{-19}$	$10^{-7}$
$8 \cdot 10^{-2}$	Ступ	207	2	ОФМ	некогер	$10^{-19}$	$10^{-6}$
$2 \cdot 10^{-3}$	Лин	90	4	АМ	некогер	$10^{-19}$	$10^{-5}$
$4 \cdot 10^{-3}$	Ступ	50	4	ЧМ	некогер	$10^{-19}$	$10^{-4}$
$6 \cdot 10^{-3}$	Лин	100	2	ФМ	некогер	$10^{-19}$	$10^{-3}$
$8 \cdot 10^{-3}$	Ступ	200	4	ОФМ	некогер	$10^{-19}$	$10^{-8}$

$10^{-2}$	квазиопт	211	2	ОФМ	некогер	$10^{-19}$	$10^{-7}$
-----------	----------	-----	---	-----	---------	------------	-----------

Результаты расчета  $F(n)$  и  $W_n(n)$  для  $C=2$  приведены в таблице 2 и рис.1.

Таблица 2

$n$	$W_n(n)$	$F(n)$
0	0.4	0.5
0.5	0.35	0.69
1.0	0.24	0.84
1.5	0.13	0.93
2.0	$5.4 \cdot 10^{-2}$	0.97
2.5	$1.7 \cdot 10^{-2}$	0.99
3.0	$4.4 \cdot 10^{-3}$	0.998
3.5	$9 \cdot 10^{-4}$	0.999
4.0		0.9999



**2.2.** Определим вероятность превышения помехой заданного в задании уровня  $n_{пор} > l\sigma_n$ :

$$P(n_{пор} > l\sigma_n) = \int_{n_{пор}}^{\infty} W_n(n) dn = 1 - F(n_{пор})$$

По кривой ФРВ находим  $F(n_{пор})$  и, следовательно,  $P(n_{пор})$ . Для нулевого варианта задания  $C=2$ , поэтому пользуемся табл. приложения 1:  $P(n_{пор})=P(0,5)=V(0.5)=3.08 \cdot 10^{-1}$ .

**2.3.** По формуле (1) рассчитаем спектральную плотность мощности (СПМ) сообщения  $S_\lambda(\omega)$  с заданной степенью полинома  $k$ .

а). Для варианта задания 0 значение  $k \rightarrow \infty$  и  $S_\lambda(\omega) = \frac{\sigma_\lambda^2}{F_c}$

$$\text{б). Эффективная ширина спектра } \Delta F_\varepsilon = \frac{\int_0^{\Omega_c} S_\lambda(\omega) d\omega}{2\pi S_\lambda(0)}$$

Для нулевого варианта задания  $\Delta F_\varepsilon = F_c$

**2.4.а.** Рассчитаем и построим корреляционную функцию сообщения с полученной СПМ

$$R_\lambda(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} S_\lambda(\omega) \exp(i\omega\tau) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\Omega_c} S_\lambda(\omega) \cos \omega\tau d\omega$$

При этом встречаются нетабличные интегралы, значения которых приведены в прилож. 3.

В случае рассматриваемого примера (вариант 0)

$$R_\lambda(\tau) = \frac{\sigma_\lambda^2}{\Omega_c \tau} \sin \Omega_c \tau = \sigma_\lambda^2 r_\lambda(\tau)$$

Отсюда нормированная функция корреляции

$$r_{\lambda}(\tau) = \frac{R_{\lambda}(\tau)}{\sigma_{\lambda}^2} = \frac{\sin \Omega_c \tau}{\Omega_c \tau}$$

Результаты расчета  $S_{\lambda}(\omega)$  и  $r_{\lambda}(\tau)$  для варианта 0 представлены в табл. 3 и на рис. 2.

б. Определим интервал временной корреляции [1], с.42

$$\tau_k = \int_0^{\infty} r_{\lambda}(\tau) d\tau$$

Для заданного примера  $\tau_k = F_c/4 = 1.67 \cdot 10^4$  с.,

т.к.  $\int_0^{\infty} \frac{\sin \alpha x}{x} dx = \frac{\pi}{2}$  при  $\alpha > 0$ . Это табличный интеграл и называется

интегральным синусом  $Si(x) = \int_0^{\infty} \frac{\sin x}{x} dx$

Таблица 3.

$\tau$	$\Omega_{ct}$	$r_{\lambda}(\tau)$
0	0	1
$1 \cdot 10^{-4}$	1	0.84
$2 \cdot 10^{-4}$	2	0.455
$3 \cdot 10^{-4}$	3	0.047
$4 \cdot 10^{-4}$	4	-0.19
$5 \cdot 10^{-4}$	5	-0.19
$6 \cdot 10^{-4}$	6	-0.046
$7 \cdot 10^{-4}$	7	0.09
$8 \cdot 10^{-4}$	8	0.123

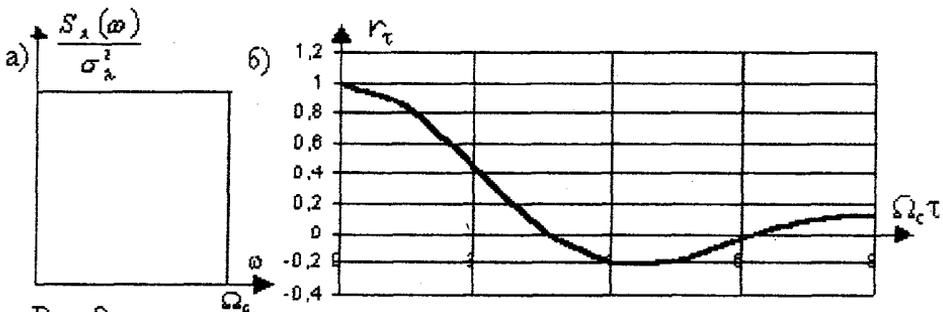


Рис. 2

**2.5.** Рассчитаем требуемую частоту дискретизации  $F_0$  речевого сигнала по заданным методу интерполяции, допустимому значению интерполяционной погрешности  $\delta_n^2$  и полученному  $r_\lambda(\tau)$ . В табл. прил. 4. первый параметр находится в строке,  $r_\lambda(\tau)$  – в столбце, а их пересечение определяет формулу  $\delta_n^2$ .

Для заданного примера ( 0-й вариант задания)  $\delta_n^2=0.1$ ,  $F_c=1500$  Гц, интерполяция – ступенчатая, а  $r_\lambda(\tau) = \frac{\sin \Omega_c \tau}{\Omega_c \tau}$ , поэтому

$$\delta_n^2 = \frac{\pi^2}{36\nu^2} = 0,1, \quad \text{где } \nu = \frac{F_0}{2F_c}, \quad \text{Отсюда } F_0 = \frac{\pi F_c}{3(\delta_n^2)^{0.5}} \cong 5 * 10^3 \text{ Гц},$$

что удовлетворяет теореме Котельникова.

**2.6** Выразим заданный уровень квантования  $L_{\text{кв}}$  в простом коде с основанием  $a$ , при условии, что  $L_{\text{кв.макс}}=256$ .

Разрядность кода  $i$  определяется из условия:  $a^i=256$ , откуда

$$i = \frac{\log_a 256}{\log_a a} = \log_a 2^8.$$

А) Для 0-го варианта задания  $L_{\text{кв}}=13$ , основание  $a=2$  и разрядность двоичного кода  $i = \frac{\log_2 256}{\log_2 2} = \log_2 2^8 = 8$ .

Б) Уровень квантования  $L_{\text{кв}}=13$  в восьмиразрядном двоичном коде запишется в виде ( младшие разряды – слева):

$$L_{\text{кв}} = (13)_{10} = \sum_{j=0}^{i-1} \beta_j a^j \rightarrow (10110000)_2$$

Если  $a=4$ , то коэффициент  $\beta_i$  будет не 0,1, а 0,1,2,3.

**2.7.** Изобразим структуру видео- и радиосигнала (сигнала тональной частоты) в соответствии с определенным в п.2.6.кодом и фазовой манипуляцией. Структура сигнала приведена на рис 3.

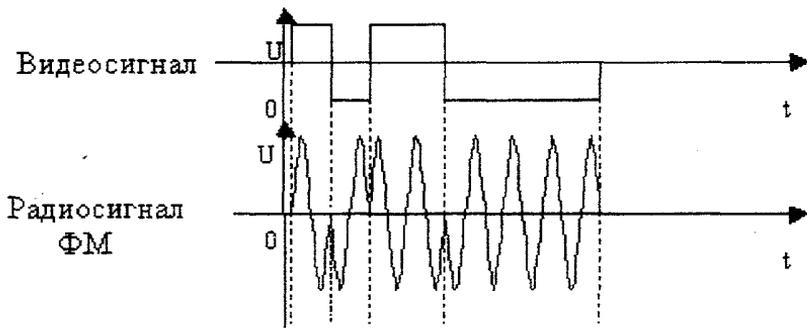


Рис 3.

**2.8.** Определим нормированный коэффициент взаимной корреляции для заданного дискретного сигнала по формуле (5.39):

$$r_c = (S_i, S_j) = \frac{1}{E} \int_0^{\tau_c} S_i(t) S_j(t) dt = \frac{U^2}{E} \int_0^{\tau_c} \cos(\omega t) \cdot \cos(\omega t + \theta_g) dt = \cos \theta_g$$

$\theta_g$ -фазовый сдвиг между соседними символами.

При ФМ значение  $\theta_g = 180^\circ$  и  $r_c = -1$ ;

**2.9.а)** Определим длительность элементарного символа  $\tau_c$  из условия, что на передачу кодового слова отводится время, равное периоду опроса, т.е.  $\tau_c \cdot i = T_0 = 1/F_0$ ; отсюда  $\tau_c = 1/(i \cdot F_0)$ .

б) Определим эффективную ширину спектра, занимаемую ИКМ-ФМ сигналом на уровне пропускания первых гармоник частоты манипуляции по формуле:

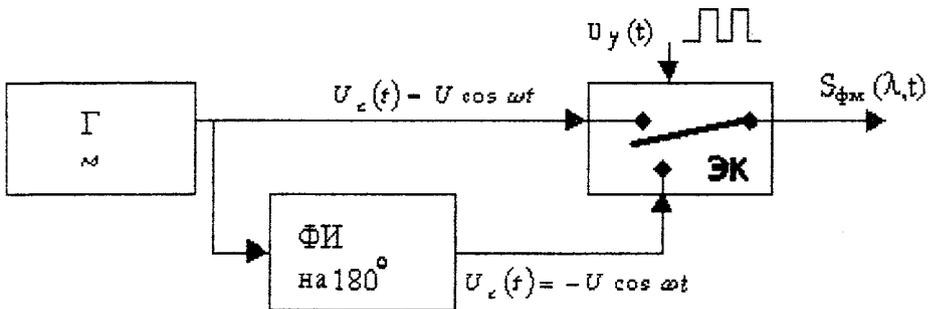
$$\Delta f_{sc} \approx 2F_m = 1/\tau_c$$

Для рассматриваемого примера  $\tau_c = 2,5 \cdot 10^{-5}$  с., а  $\Delta f_c = 4 \cdot 10^4$  Гц.

**2.10.** Разработка структурной схемы модема ЦСП при заданных условиях:

а) Структурная схема ФМ на  $180^\circ$  показана на рис 4. Схема состоит из генератора Г гармонического сигнала  $U_c(t) = U \cos \omega t$ , фазоинвертора ФИ, поворачивающего фазу на  $180^\circ$ , и электронного ключа ЭК. Последний управляется дискретным двоичным сигналом  $U_y(t)$ .

Рис. 4.



б) В соответствии с теорией асимптотически оптимального приема дискретных ФМ полностью известных сигналов (5.5)[1] структурная схема информационного канала АОП может быть представлена в виде рис. 5.

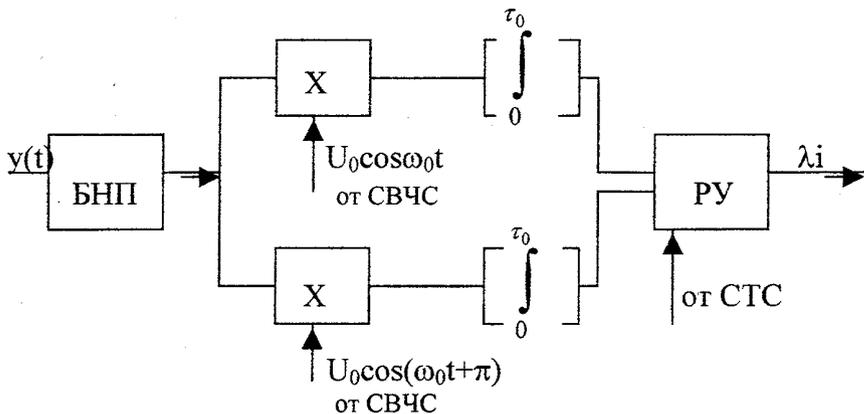
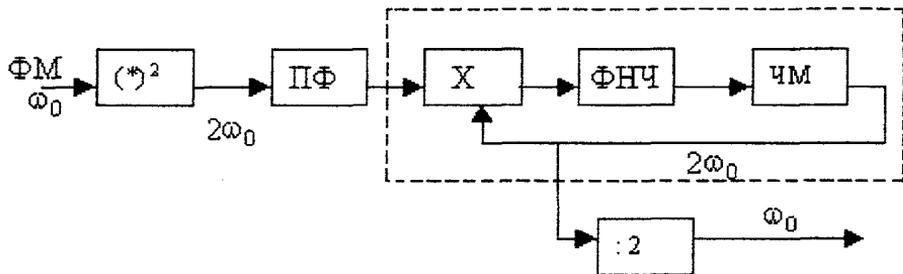


Рис 5.

в) Для формирования опорного высокочастотного сигнала для фазового детектора непосредственно из ФМ<sub>2</sub> сигнала могут быть использованы различные схемы: Пистолькорса, Агеева, Сифорова, с умножением частоты, с деманипуляцией и некоторые другие.

Вариант структурной системы высокочастотной синхронизации (СВЧС) с удвоением частоты и системой ФАПЧ в качестве полосового фильтра изображен на рис. 6.



Рисб.

г) Система тактовой синхронизации служит для определения временных границ элементарных символов и с целью сброса интегратора и принятия решения в конце элементарного символа. Вариант схемы представлен на рис. 7. Схема также выполнена с ФАПЧ, следящей за частотой следования символов, подаваемой после выделения фронтов (ВФ) символа с решающего устройства информационного канала.

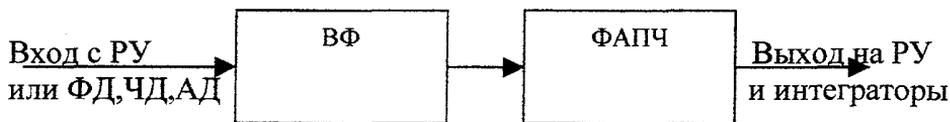


Рис 8.

**2.11.** Характеристика блока преобразования (БНП) определяется по формуле:

$$Z(n) = c [\eta(\sigma_n c)]^c |n|^{c-1} * \text{sign } n, \text{ где } \text{sign } n = \begin{cases} 1 & \text{при } n \geq 0 \\ -1 & \text{при } n < 0 \end{cases}$$

В случае лапласовского распределения ( $C=1$ ) характеристика БНП имеет вид  $Z(n) = \left(\frac{2}{\sigma_n^2}\right)^{0.5} \text{sign } n$ , показанная на рис.8, а сам БНП представляет собой идеальный ограничитель.

При гауссовском распределении ( $C=2$ , вариант задания 0)

$$Z(n) = -\frac{d}{dn} \ln W_n(n) = -\frac{d}{dn} \left[ \ln \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}\right) \right] = \frac{n}{\sigma_n}$$

представляет собой прямую линию, показанную на рис. 9.

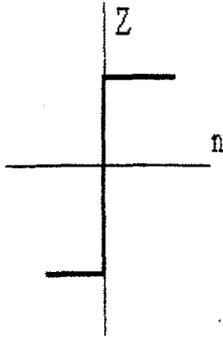


Рис 8.

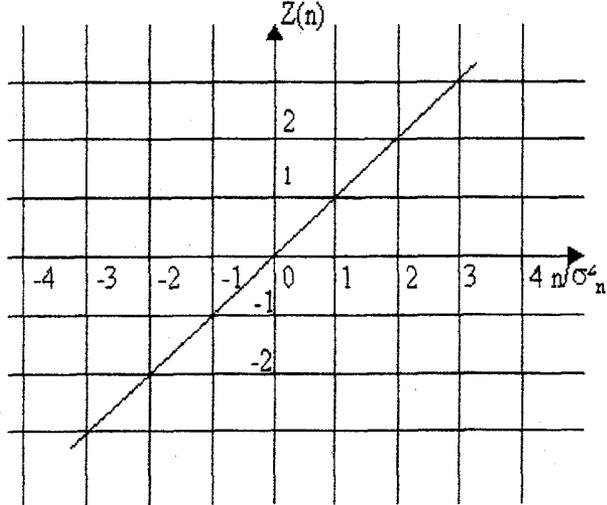


Рис 9.

### 2.12. Коэффициент подавления помехи

$$\mu_{0a}^2 = \frac{C^2 \Gamma\left(\frac{3}{c}\right) \Gamma\left[\frac{2c-1}{c}\right]}{\Gamma^2\left(\frac{1}{c}\right)}$$

Для гауссовской помехи  $C=2$  и  $\mu_{0a}^2=1$ , а для лапласовской  $C=1$  и  $\mu_{0a}^2=2$ .

**2.13.** Определим необходимую мощность сигнала  $P_c$  на входе приемника.

Требуемое значение вероятности ошибки в приёме элементарного символа.

$$P_{ош} = \frac{P_{ан}}{i} \cong (a-1)V[\alpha_1 \mu_{оа}^2 (1-r_c)^{0,5}]$$

где  $V(x)$ - дополнения интеграла вероятности до единицы (см приложение 2);

$$\alpha_1 = \sqrt{\frac{P_c \tau_c}{N_0}} \text{ т.е. } P_c = \frac{\alpha_1^2 \cdot N_0}{\tau_c}$$

Для рассматриваемого примера ( 0-й вариант задания )  $a=2$   
 $N_0=10^{-18}$ ,  $P_{ан}=10^{-8}$ , а  $i=8$ . Поэтому  $P_{ош}=10^{-18}/8=1,25*10^{-9}$ .

Т.к. помеха гауссовская, то можно воспользоваться таблицами прил.2 и по функции  $V(x)=P_{ош}=1,25*10^{-9}$  найти её аргумент  $X$ . В данном случае  $\mu_{оа}^2=1$  и  $x = \sqrt{2}\alpha_1 = 5,6$ ,  $r_c = -1$  для ФМ и, следовательно,

$$P_c = \frac{5,6^2 N_0^8}{2\tau_c} = \frac{5,6^2 * 10^{-18}}{2 * 2,5 * 10^{-5}} = 6,27 * 10^{-13} \cong 0,6 * 10^{-12} \text{ Вт}$$

#### 2.14. Примерные выводы по работе :

1. Рассчитаны и построены графики ПРВ и ФРВ для заданной С.

2. Рассчитаны и построены графики СПМ и КФ речевого сигнала для конкретного значения степени полинома  $k$ .

3. Рассчитана частота дискретизации речевого сигнала.

При выбранном методе интерполяции и относительно большой допустимой погрешности интерполяции частота дискретизации незначительно отличается от частоты дискретизации в соответствии с теоремой Котельникова.

4. Для заданного вида ФМ<sub>2</sub> манипуляции выбран коэффициент корреляции между сигналом  $\tau_c(S_i, S_j)=-1$  и соответственно сдвиг по фазе  $\theta_g=180^\circ$ , обеспечивающий наивысшую помехоустойчивость.

5. Изображена структура видео- и радиосигнала  $КИМ_2$  - ФМ.

6. Разработана структурная схема модема.

7. Определена необходимая мощность сигнала на входе приёмника.

### Литература

1. Каллер М. Я., Фомин А. Ф. Теоретические основы транспортной связи .- М.: Транспорт, 1989,-383 с.
2. Горелов Г. В. Фомин А. Ф. Волков А. А. Котов В. К. Теория передачи сигналов на железнодорожном транспорте. -М.: Транспорт, 1999, - 416 с.
3. Градштейн Я.А. Рыжик И.М. Таблица интегралов, сумм, рядов произведений. -М.: Физматгиз, 1962. - 973с.
4. Бронштейн И.Н. Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. -М.; Наука, 1981.
5. Корн Г. Корн Т. Справочник по математике . -М.: Наука 1974, -831 с.

$$\frac{P_{211}}{c(a-z)} = V(a, \mu_0^2 (1-z_c)^{\frac{1}{2}})$$

$$5,33 \cdot 10^7 = V(a, \mu_0^2 (1-z_c)^{\frac{1}{2}})$$

$$x = 4,8$$

# ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

Гамма-функция

X	$\Gamma(x)$	X	$\Gamma(x)$	X	$\Gamma(x)$	X	$\Gamma(x)$
1.00	1.00000	1.25	0.90640	1.50	0.88623	1.75	0.91906
1	0.99433	26	0.90440	51	0.89659	76	0.92137
2	0.98884	27	0.90250	52	0.88704	77	0.92376
3	0.98355	28	0.90072	53	0.88757	78	0.92623
4	0.97844	29	0.89904	54	0.88818	79	0.92877
1.05	0.97350	1.30	0.89747	1.55	0.88887	1.80	0.93138
6	0.96874	31	0.89600	56	0.88964	81	0.93408
7	0.96415	32	0.89464	57	0.89049	82	0.93685
8	0.95973	33	0.89338	58	0.89142	83	0.93969
9	0.95546	34	0.89222	59	0.89243	84	0.94261
1.10	0.95135	1.35	0.89115	1.60	0.89352	1.85	0.94561
11	0.94740	36	0.89018	61	0.89468	86	0.94869
12	0.94359	37	0.88931	62	0.89592	87	0.95184
13	0.93993	38	0.88854	63	0.89724	88	0.95507
14	0.93642	39	0.88785	64	0.89864	89	0.95838
1.15	0.93304	1.40	0.88726	1.65	0.90012	1.90	0.96177
16	0.92980	41	0.88676	66	0.90167	91	0.96523
17	0.92670	42	0.88636	67	0.90330	92	0.96877
18	0.92373	43	0.88604	68	0.90500	93	0.97240
19	0.92089	44	0.88581	69	0.90678	94	0.97610
1.20	0.91817	1.45	0.88566	1.70	0.90864	1.95	0.97988
21	0.91558	46	0.88560	71	0.91057	96	0.98373
22	0.91311	47	0.88563	72	0.91258	97	0.98768
23	0.91075	48	0.88575	73	0.91467	98	0.99171
24	0.90852	49	0.88595	74	0.91683	99	0.99581
1.25	0.90640	1.50	0.88623	1.75	0.91906	2.00	1.00000

Значения гамма функции для  $X < 1$  и для  $X > 2$  могут быть вычислены с помощью формул:

$$\Gamma(x) = \frac{\Gamma(x+1)}{x} \quad \text{для } x < 1; \quad \Gamma(x) = (x-1)\Gamma(x-1) \quad \text{для } x > 2$$

Пример 1)  $\Gamma(0,7) = \frac{\Gamma(1,7)}{0,7} = \frac{0,91}{0,7} = 1,298$

2)  $\Gamma(3,5) = 2,5 * \Gamma(2,5) = 2,5 * 1,5 \Gamma(1,5) = 2,5 * 1,5 * 0,8862 = 3,32336$

Таблица дополнения к интегралу вероятностей

$$V(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2}} dz$$

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	МНОЖИТ
0.0	5.000	4.960	4.920	4.880	4.840	4.801	4.761	4.721	4.681	4.641	10-1
0.1	4.802	4.562	4.522	4.483	4.443	4.404	4.364	4.325	4.286	4.247	10-1
0.2	4.207	4.168	4.129	4.090	4.052	4.013	3.974	3.936	3.897	3.859	10-1
0.3	3.821	3.783	3.745	3.707	3.669	3.632	3.594	3.557	3.520	3.483	10-1
0.4	3.446	3.409	3.372	3.336	3.300	3.264	3.228	3.192	3.156	3.121	10-1
0.5	3.065	3.050	3.015	2.981	2.946	2.912	2.877	2.843	2.810	2.776	10-1
0.6	2.743	2.709	2.676	2.643	2.611	2.578	2.546	2.514	2.483	2.451	10-1
0.7	2.420	2.389	2.358	2.327	2.297	2.266	2.236	2.206	2.177	2.148	10-1
0.8	2.119	2.090	2.061	2.033	2.006	1.977	1.949	1.922	1.894	1.867	10-1
0.9	1.841	1.814	1.788	1.762	1.736	1.711	1.685	1.660	1.635	1.611	10-1
1.0	1.587	1.562	1.539	1.515	1.492	1.469	1.446	1.423	1.401	1.379	10-1
1.1	1.357	1.335	1.314	1.292	1.271	1.251	1.230	1.210	1.190	1.170	10-1
1.2	1.151	1.131	1.112	1.093	1.075	1.056	1.038	1.020	1.003	0.9863	10-2
1.3	9.680	9.510	9.342	9.176	9.012	8.851	8.691	8.534	8.379	8.226	10-2
1.4	6.076	7.927	7.780	7.636	7.493	7.353	7.215	7.078	6.944	6.811	10-2
1.5	6.681	6.552	6.426	6.301	6.178	6.057	5.938	5.821	5.705	5.592	10-2
1.6	5.480	5.370	5.262	5.155	5.050	4.947	4.846	4.746	4.648	4.551	10-2
1.7	4.457	4.363	4.272	4.182	4.093	4.006	3.920	3.836	3.754	3.673	10-2
1.8	3.593	3.515	3.438	3.362	3.288	3.216	3.144	3.074	3.005	2.938	10-2
1.9	2.872	2.807	2.743	2.680	2.619	2.559	2.500	2.442	2.335	2.330	10-2

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	МНОЖИТ
2.0	2.275	2.222	2.169	2.118	2.068	2.016	1.970	1.923	1.876	1.831	10-2
2.1	1.786	1.743	1.700	1.659	1.618	1.578	1.539	1.500	1.463	1.426	10-2
2.2	1.390	1.365	1.321	1.287	1.255	1.222	1.191	1.160	1.130	1.101	10-2
2.3	1.072	1.044	1.017	0.9903	0.9642	0.9387	0.9137	0.8894	0.8659	0.8424	10-2
2.4	8.198	7.976	7.760	7.549	7.344	7.143	6.947	6.756	6.569	6.387	10-3
2.5	6.210	6.037	5.868	5.703	5.543	5.386	5.234	5.085	4.940	4.799	10-3
2.6	4.661	4.527	4.396	4.269	4.145	4.025	3.907	3.793	3.681	3.573	10-3
2.7	3.457	3.364	3.264	3.167	3.072	2.980	2.890	2.803	2.718	2.636	10-3
2.8	2.555	2.477	2.401	2.327	2.256	2.186	2.118	2.052	1.988	1.926	10-3
2.9	1.866	1.807	1.750	1.695	1.641	1.589	1.538	1.489	1.441	1.395	10-3
3.0	1.350	1.306	1.264	1.223	1.183	1.144	1.107	1.070	1.035	1.001	10-4
3.1	9.676	9.354	9.043	8.740	8.447	8.164	7.888	7.622	7.364	7.114	10-4
3.2	6.871	6.637	6.410	6.190	5.976	5.770	5.571	5.377	5.190	5.009	10-4
3.3	4.834	4.665	4.501	4.342	4.186	4.041	3.897	3.758	3.624	3.495	10-4
3.4	3.369	0.248	3.131	3.018	2.909	2.803	2.701	2.602	2.507	2.415	10-4
3.5	2.326	2.241	2.158	2.078	2.001	1.926	1.854	1.785	1.718	1.653	10-4
3.6	1.591	1.531	1.473	1.417	1.363	1.311	1.261	1.213	1.166	1.121	10-4
3.7	1.078	1.036	0.9961	0.9574	0.9201	0.8842	0.8496	0.8162	0.7841	0.7532	10-4
3.8	7.235	6.948	6.673	6.407	6.152	5.906	5.669	5.442	5.223	5.012	10-5
3.9	4.810	4.615	4.427	4.247	4.074	3.908	3.747	3.594	3.446	3.304	10-5
4.0	3.164	3.036	2.910	2.789	2.673	2.561	2.454	2.351	2.252	2.157	10-5
4.1	2.066	1.978	1.894	1.814	1.737	1.662	1.591	1.523	1.458	1.395	10-5
4.2	1.335	1.227	1.222	1.168	1.118	1.069	1.022	0.9774	0.9345	0.8934	10-5
4.3	8.540	8.163	7.801	7.455	7.124	6.807	6.503	6.212	5.934	5.668	10-6
4.4	5.413	5.169	4.935	4.712	4.498	4.294	4.098	3.911	3.732	3.561	10-6
4.5	3.398	3.241	3.092	2.949	2.813	2.682	2.558	2.439	2.325	2.216	10-6

Продолжение приложения 2

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	МНОЖИТ
4.6	2.112	2.013	1.919	1.142	1.742	1.660	1.581	1.506	1.434	1.366	10-6
4.7	1.301	1.239	1.179	1.123	1.069	1.017	0.9680	0.9211	0.8765	0.8339	10-6
4.8	7.933	7.547	7.178	6.827	6.492	6.173	- 5.869	5.580	5.304	5.042	10-7
4.9	4.792	4.654	4.327	4.111	3.906	3,711	3.525	3,348	3.179	2.019	10-7
5.0	2.866	2.722	2.584	2.452	2.328	2.209	2.096	1.989	1.887	1.790	10-7
5.1	1.696	1.611	1.528	1.449	1.374	1.302	1.235	1.170	1.110	1.052	10-7
5.2	9.964	9.442	8.946	8.476	8.029	7.605	7.203	6.821	6.459	6.116	10-8
5.3	5.780	5.481	5.188	4.911	4.648	4.398	4.161	3.937	3.724	3.523	10-8
5.4	3.332	3.151	2.980	2.818	2.664	2,518	2.381	2.250	2.127	2.010	10-8
5.5	1.899	1.794	1.695	1.601	1.512	1.428	1.349	1.274	1.203	1.135	10-8
5.6	1.072	1.012	0.9548	0.9010	0.8502	0.8022	0.7569	0.7140	0.6735	0.6352	10-8
5.7	5.990	5.649	5.326	5.021	4.734	4.462	4.206	3.964	3.735	3.519	10-8
5.8	3.316	3.124	2.942	2.771	2.610	2.458	2.314	2.179	2.051	1.931	10-9
5.9	1.818	1.711	1.610	1.515	1.425	1.341	1.261	1.186	1.116	1.049	10-9
6.0	9.866	9.276	8.721	8.198	7.706	7.242	6.806	6.395	6.009	5.645	10-10
6.1	5.303	4.982	4.679	4.394	4.126	3.874	3.637	3.414	3.205	3.008	10-10
6.2	2.823	2.649	2.486	2.332	2.188	2.052	1.925	1.805	1.693	1.587	10-10
6.3	1.488	1.395	1.308	1.226	1.149	1.076	1.009	0.9451	0.8854	0.8294	10-10
6.4	7.769	7.276	6.814	6.380	5.974	5.592	5.235	4.900	4.586	4.292	10-11
6.5	4.016	3.757	3.515	3.288	3.076	2.877	2.690	2.516	2.352	2.199	10-11
6.6	2.055	1.922	1.796	1.678	1.538	1.465	1.369	1.279	1.195	1.116	10-11
6.7	1.042	0.9731	0.9086	0.8483	0.7919	0.7392	0.6900	0.6439	0.6009	0.5607	10-11
6.8	5.231	4.880	4.552	4.246	3.960	3.692	3.443	3.210	2.993	2.790	10-12
6.9	2.600	2.423	2.258	2.104	1.960	1.826	1.701	1.585	1.476	1.374	10-12
7.0	1.260	1.192	1.109	1.033	0.9612	0.8946	0.8325	0.7747	0.7208	0.6706	10-12
7.1	6.238	5.802	5.396	5.018	4.666	4.339	4.034	3.750	3.486	3.240	10-13
7.2	3.011	2.798	2.599	2.415	2.243	2.084	1.935	1.797	1.669	1.550	10-13
7.3	1.439	1.336	1.240	1.151	1.068	0.9910	0.9195	0.8531	0.7914	0.7341	10-13
7.4	6.809	6.315	5.856	5.430	5.034	4.667	4.326	4.010	3.716	3.444	10-14
7.5	3.191	2.956	2.739	2.537	2.350	2.176	2.015	1.866	1.728	1.600	10-14
7.6	1.481	1.370	1.268	1.174	1.086	1.005	0.9297	0.8600	0.7954	0.7357	10-14
7.7	6.803	6.291	5.816	5.377	4.971	4.595	4.246	3.924	3.626	3.350	10-15
7.8	3.095	2.856	2.641	2.439	2.253	2.080	1.921	1.773	1.637	1.511	10-15
7.9	1.395	1.287	1.188	1.096	1.011	0.9326	0.8602	0.7934	0.7317	0.6747	10-15
8.0	6.221	5.735	5.287	4.874	4.492	4.140	3.815	3.511	3.235	2.983	10-16
8.1	2.748	2.531	2.331	2.146	1.976	1.820	1.675	1.542	1.419	1.309	10-16
8.2	1.202	1.106	1.018	0.9361	0.8611	0.7920	0.7284	0.6698	0.6159	0.5665	10-16
8.3	5.206	4.785	4.398	4.042	3.714	3.413	3.146	2.881	2.646	2.431	10-17
8.4	2.232	2.050	1.882	1.728	1.587	1.457	1.337	1.227	1.126	1.033	10-17
8.5	9.480	8.697	7.978	7.317	6.711	6.154	5.643	5.174	4.744	4.348	10-18
8.6	3.986	3.653	3.348	3.068	2.811	2.575	2.359	2.161	1.978	1.812	10-18
8.7	1.659	1.519	1.391	1.273	1.166	1.067	0.9763	0.8933	0.8174	0.7478	10-18
8.8	6.841	6.257	5.723	5.234	4.786	4.376	4.001	3.657	3.343	3.055	10-19
8.9	2.792	2.552	2.331	2.130	1.946	1.777	1.623	1.483	1.354	1.236	10-19
9.0	1.129	1.030	0.9404	0.8584	0.7834	0.7148	0.6522	0.5951	0.5429	0.4952	10-19
9.1	4.517	4.119	3.756	3.425	3.123	2.847	2.595	2.365	2.155	1.964	10-20
9.2	1.790	1.631	1.486	1.353	1.232	1.122	1.022	0.9307	0.8474	0.7714	10-20
9.3	7.022	6.392	5.817	5.294	4.817	4.382	3.987	3.627	3.299	3.000	10-21
9.4	2.728	2.481	2.255	2.050	1.864	1.694	1.540	1.399	1.271	1.155	10-21
9.5	1.049	0.9533	0.8659	0.7864	0.7142	0.6485	0.5888	0.5345	0.4852	0.4404	10-21
9.6	3.977	3.627	3.292	2.986	2.709	2.458	2.229	2.022	1.834	1.663	10-22
9.7	1.507	1.367	1.239	1.123	1.018	0.9223	0.8358	0.7573	0.6861	0.6215	10-22
9.8	5.629	5.098	4.617	4.181	3.786	3.427	3.102	2.808	2.542	2.300	10-23
9.9	2.081	1.883	1.704	1.541	1.394	1.261	1.140	1.0323	0.9323	0.8429	10-23
10.0	7.620										10-24

Значение некоторых нетабличных интегралов, встречающихся в проекте

$$1. \int \frac{dx}{a^4 + x^4} = \frac{1}{4a^3\sqrt{2}} \ln \left( \frac{x^2 + ax\sqrt{2} + a^2}{x^2 - ax\sqrt{2} + a^2} \right) + \frac{1}{2a^3\sqrt{2}} \operatorname{arctg} \left( \frac{ax\sqrt{2}}{a^2 - x^2} \right).$$

$$2. \int \frac{\sin x}{x} dx = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k-1} x^{2k-1}}{(2k-1)(2k-1)!}$$

$$3. \int_0^{\infty} \frac{\cos mx dx}{4a^4 + x^4} = \frac{\pi e^{-|m|}}{8a^3} (\sin ma + \cos ma)$$

$$4. \int_0^{\infty} \frac{\cos mx dx}{1 + x^2} = \frac{\pi}{2} e^{-|m|}$$

Неопределённый интеграл типа

$$\int \frac{\cos mx dx}{a^4 + x^4}, \quad \int \frac{\cos mx dx}{a^2 + x^2}$$

находится численным методом

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

Приложение 4

Степень интерполяционного полинома	Коэффициент фильтрации $\gamma_0$	Приведённая дисперсия погрешности интерполяции $\delta_n^2$ при $\nu \gg 1$		
		$k=1$	$k=2$	$k \rightarrow \infty$
		$\tau_k(\tau) = \exp\left(\frac{-\Omega_c \tau}{\tau}\right) \cdot \tau$	$\tau_k = \exp\left(-\frac{\Omega_c \tau}{\sqrt{2}}\right) \times$ $\times \left[ \cos \frac{\Omega_c \tau}{\sqrt{2}} + \sin \frac{\Omega_c \tau}{\sqrt{2}} \right]$	$\tau_k(\tau) = \frac{\sin \Omega_c \tau}{\Omega_c \tau}$
0 (ступенчатая)	1	$\frac{\pi}{2\nu}$	$\frac{\pi^2}{12\nu^2}$	$\frac{\pi^2}{36\nu^2}$
1 (линейная)	2/3	$\frac{\pi}{3\nu}$	$\frac{\pi^3 \sqrt{2}}{45\nu^3}$	$\frac{\pi^4}{600\nu^4}$
2 (квадратичная)	4/5	$\frac{11\pi}{30\nu}$	$\frac{\pi^3}{30\sqrt{2}\nu^3}$	$\frac{\pi^6}{3308\nu^6}$

## СОДЕРЖАНИЕ

Введение	2
1. Задание	3
2. Методика выполнения курсового проекта	6
3. Приложение 1	20
4. Приложение 2	21
5. Приложение 3	23
6. Приложение 4	24

Учебно-методическое издание  
Фомин Алексей Федорович  
Волков Анатолий Алексеевич

Методические указания к курсовому проекту  
<<Расчет характеристик сигналов с импульсно-кодовой  
модуляцией и разработка структурной схемы модема  
цифровой системы передачи>>

для студентов специальности  
<<Автоматика, телемеханика и связь на железнодорожном  
транспорте>>

---

Подписано к печати: 15.01.01.

Формат 60x84/16

Усл.-печ.л. - 1,5.

Тираж - 200.

Изд. № 156-00. Заказ 21.

Цена - 5 руб. 70 коп.

---

101475, Москва, ул. Образцова, 15.  
Типография МИИТа

*Виды исследований  
и документация  
-25-  
Секретариат*

**Цена – 5 руб. 70 коп.**  
**(по себестоимости)**