

**МЕЖДУНАРОДНЫЙ ИНСТИТУТ КОМПЬЮТЕРНЫХ  
ТЕХНОЛОГИЙ**



**Кафедра сетей связи и систем коммутации**

**Методические указания**

**к выполнению курсовой работы  
по дисциплине  
«Теория электрической связи»  
для студентов специальности 210406  
«Сети связи и системы коммутации»**

**Воронеж 2009**

УДК 621.317

Рецензент:

к.ф-м.н., доцент кафедры АЭСиУ, Алейников А.Н.

Составитель: канд. техн. наук Р.П. Краснов

Методические указания к выполнению курсовой работы по дисциплине «Теория электрической связи» / сост. Р.П. Краснов – Воронеж: Междунар. ин-т компьют. технологий 2009. – 42с.

Методические указания содержат задания и рекомендации для выполнения курсовой работы, включающей проведение расчета и оптимизации характеристик систем электросвязи. Указан список литературы.

Методические указания предназначены для студентов специальности 210406 «Сети связи и системы коммутации» всех форм обучения.

Библиогр.: 3 назв.

Ответственный за выпуск – зав. кафедрой «Сети связи и системы коммутации», кандидат технических наук Р.Н. Андреев.

Печатается по решению редакционно-издательского совета Международного института компьютерных технологий.

© Международный институт  
компьютерных технологий, 2009

## ***Введение***

Курсовая работа направлена на дальнейшее развитие понятий, подходов и методов изученных в ходе лекционного курса, лабораторных и практических занятий дисциплины «Теория электрической связи». Основной акцент делается на развитие у студентов навыков принимать самостоятельно технические решения при создании систем связи, оценке их характеристик и технических показателей. В частности, этому способствует сравнительный характер оценок показателей различных версий построения системы для одних и тех же источников сообщений.

Курсовая работа предназначена для студентов специальности 210406 «Сети связи и системы коммутации» всех форм обучения дневной и заочной форм обучения.

Методические указания содержат два варианта задания, отличающиеся видами сообщений и методами их передачи: Вариант 1 – система передачи непрерывных сообщений цифровым методом; и Вариант 2 – система передачи дискретных сообщений. Кроме того, каждый вариант имеет 30 версий, отличающихся значениями численных исходных данных.

Вариант и номер задания определяется номером зачетной книжки. Если сумма последних трех цифр номера зачетной книжки – четное число, следует выбрать вариант 1, если нечетное – вариант 2. Номер версии равен последним двум цифрам номера зачетной книжки.

## 1 Задания на курсовую работу

### 1.1. Вариант 1 – система передачи непрерывных сообщений цифровым методом

Сообщение непрерывного источника передается по каналу связи методом ИКМ. В канале связи с постоянными параметрами и аддитивным белым гауссовым шумом используется помехоустойчивое кодирование и модуляция гармонического переносчика.

В табл. П2 приведены исходные данные:

1. Источник сообщений задан первичным сигналом  $b(t)$  с нулевым средним значением и следующими параметрами:

- плотностью вероятности мгновенных значений  $p(b)$  - нормальным распределением (НР), двусторонним экспоненциальным распределением (ДЭР), либо равномерным распределением на интервале  $(-b_{\max}, b_{\max})$  (РР);

- средней мощностью сигнала  $P_b$ ;

- коэффициентом амплитуды (пик-фактором)  $K_a$ ;

- максимальной частотой спектра  $F_{\max}$ .

2. Допустимое отношение сигнал/шум на входе получателя  $\rho_{\text{вх}}$ .

3. ИКМ преобразование непрерывного сигнала в цифровой производится с использованием равномерного квантования, отношение сигнал/шум квантования  $\rho_{\text{кв}}$ .

4. Метод модуляции гармонического переносчика.

5. Способ приема: когерентный либо некогерентный.

6. Энергетический выигрыш кодирования (ЭВК).

### Задание

1. Структурная схема ЦСП. Изобразить структурную схему цифровой системы передачи непрерывных сообщений.

Пояснить назначение каждого блока, дать определение основных параметров, характеризующих каждый блок.

2. *Расчет параметров АЦП и ЦАП.* Составить и описать структурные схемы АЦП и ЦАП, определить частоту дискретизации и интервал дискретизации, число уровней квантования и длительность двоичного символа, рассчитать отношение сигнал/шум квантования и допустимую вероятность ошибки символа на входе ЦАП  $P_\sigma$ .

3. *Расчет информационных характеристик источника сообщений и первичных сигналов.* Для заданных статистических характеристик источника непрерывных сообщений и качества воспроизведения сообщения на входе получателя произвести расчет эpsilon-энтропии  $H_\epsilon(B)$ , избыточности  $\chi$  и производительности источника  $R_u$ . Пояснить причины избыточности источника. Сформулировать требования к пропускной способности канала связи. Определить энтропию квантованных отсчетов в АЦП  $H_{кв}(B)$  и производительность источника цифрового сообщения  $R_{u,кв}$ . Сравнить  $R_u$  и  $R_{u,кв}$ .

4. *Расчет помехоустойчивости демодулятора.* Для заданных вида модуляции и способа приема рассчитать и построить график зависимости вероятности ошибки двоичного символа на выходе демодулятора от отношения сигнал/шум  $p = f(h^2)$ ; определить требуемые отношения сигнал/шум  $h_{\sigma 1}^2$  и  $(P_s / N_0)_{ц1}$ , при которых обеспечивается допустимая вероятность ошибки символа на входе ЦАП  $p_\sigma$ .

5. *Выбор корректирующего кода и расчет помехоустойчивости системы связи с кодированием.* Для заданных вида модуляции, способа приема и энергетического выигрыша кодирования выбрать корректирующий код, обеспечивающий вероятность ошибки символа на выходе декодера  $p_D \leq P_\sigma$ . Рассчитать и построить зависимость вероятности ошибки символа на выходе декодера от отношения сигнал/шум на входе демодулятора

$p_d = f_1(h_\sigma^2)$ . Определить полученный ЭВК. Определить требуемое отношение сигнал/шум на входе демодулятора  $(P_s/N_0)_{ц2}$ , при котором  $(P_s/N_0)_a$ . Индекс модуляции определить из двух условий ограниченной полосы частот канала связи и работы демодулятора выше порога.

6. *Расчеты и сравнение эффективности систем передачи непрерывных сообщений.* Произвести расчеты и сравнение информационной, энергетической и частотной эффективности системы связи для двух вариантов цифровой передачи с помехоустойчивым кодированием и без него, и варианта аналоговой передачи методом ЧМ. Построить график предельной зависимости  $\beta = f(\gamma)$ . На этом рисунке точками отразить эффективность трех вариантов передачи. Сравнить показатели эффективности трех вариантов передачи между собой и с предельной эффективностью. Сделать выводы по результатам сравнения.

7. *Заключение.* Сделать выводы по курсовой работе в целом.

## 1.2. Вариант 2 – система передачи дискретных сообщений

Сообщение дискретного источника кодируется двоичным кодом и передается по каналу связи с постоянными параметрами и аддитивным белым гауссовским шумом модулированным сигналом. В канале связи используется помехоустойчивое кодирование.

В табл. ПЗ приведены исходные данные:

1. Источник вырабатывает последовательность независимых знаков с распределением вероятностей: равновероятным при объеме алфавита  $M_a$  букв русского либо английского текста.
2. Допустимая вероятность ошибки знака на входе получателя  $P_{зн}$ .
3. Скорость модуляции на выходе кодера простого кода  $B$ .
4. Способ приема: (когерентный/некогерентный).

## 5. Энергетический выигрыш кодирования (ЭВК).

### Задание

1. *Структурная схема СПДП.* Изобразить структурную схему системы передачи дискретных сообщений. Пояснить назначение каждого блока, дать определение основных параметров, характеризующих каждый блок.
2. *Расчет параметров кодера и декодера простого кода.* Рассчитать параметры кодера и декодера простого кода: значность кода  $n$ , длительность двоичного символа  $T_\sigma$ , время передачи одного знака  $T_{зн}$ , допустимую вероятность ошибки символа на выходе декодера  $p_\sigma$ .
3. *Расчет информационных характеристик источника сообщений.* Для заданных статистических характеристик источника дискретных сообщений произвести расчет энтропии  $H(A)$ , избыточности и производительности источника  $R_{II}$ . Пояснить причины избыточности источника. Сформулировать требования к пропускной способности канала связи.
4. *Расчет помехоустойчивости демодулятора.* Для заданных вида модуляции и способа приема рассчитать и построить график зависимости вероятности ошибки двоичного символа на выходе демодулятора от отношения сигнал/шум на входе демодулятора  $p = f(h^2)$ ; определить требуемые отношения сигнал/шум  $h_\sigma^2$  и  $(P_s / N_0)_1$ , при которых обеспечивается допустимая вероятность ошибки символа на входе декодера простого кода  $p_\sigma$ .
5. *Выбор корректирующего кода и расчет помехоустойчивости системы связи с кодированием.* Для заданных вида модуляции, способа приема и энергетического выигрыша кодирования выбрать корректирующий код, обеспечивающий вероятность ошибки символа на выходе декодера  $p_d \leq P_\sigma$ . Рассчитать и построить зависимость

вероятности ошибки символа на выходе декодера от отношения сигнал/шум на входе демодулятора  $p_d = f_1(h_\sigma^2)$ . Определить достигнутый ЭВК. Определить требуемое отношение сигнал/шум на входе демодулятора  $(P_s / N_0)_2$ , при котором обеспечивается вероятность ошибки символа на выходе декодера  $p_\sigma$ .

6. *Расчет эффективности системы передачи дискретных сообщений.* Произвести расчеты и сравнение информационной, энергетической и частотной эффективности рассчитываемой системы связи для двух вариантов передачи - с помехоустойчивым кодированием и без него. Построить график предельной зависимости  $\beta = f(\gamma)$ . На этом рисунке точками отразить эффективность двух вариантов передачи. Сравнить показатели эффективности двух вариантов передачи между собой и с предельной эффективностью. Сделать выводы по результатам сравнения.

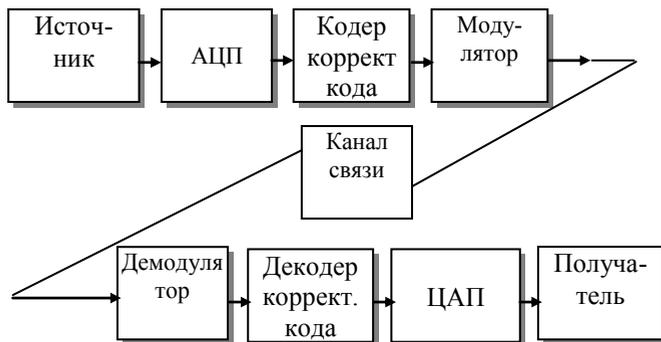
7. *Заключение.* Сделать выводы по курсовой работе в целом.

## 2 Структурная схема системы передачи сообщений

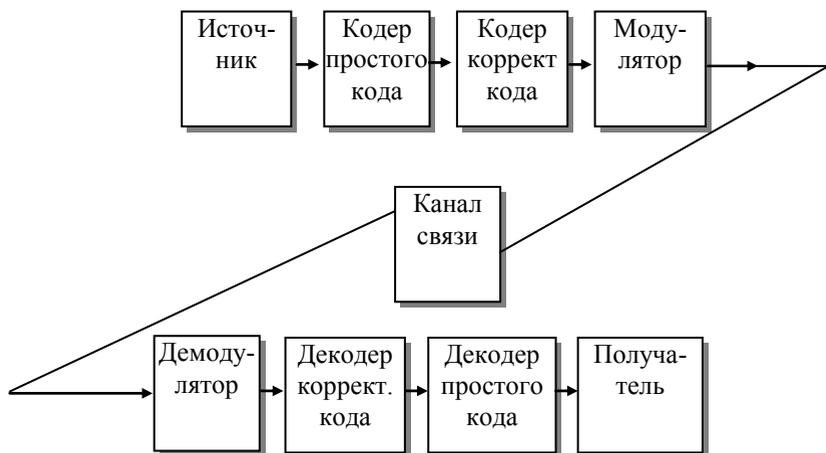
В этом разделе КР необходимо привести описание структурной схемы системы электросвязи, принципа действия и особенностей работы отдельных блоков для заданного вида сообщения и способа передачи (кодирования и модуляции). При описании необходимо дать определение основных параметров, характеризующих каждый из блоков.

Структурная схема цифровой системы передачи непрерывных сообщений приведена на рис. 1,а. Поскольку в системе передачи используется помехоустойчивое кодирование, то между АЦП и модулятором включен кодер корректирующего кода, а между демодулятором и ЦАП - декодер корректирующего кода.

Структурная схема системы передачи дискретных сообщений приведена на рис. 1,б. Поскольку по заданию объем алфавита источника сообщений  $M_a > 2$ , а в канале связи используется помехоустойчивое кодирование, то схема содержит два кодера - простого кода и корректирующего кода и, соответственно, два декодера - корректирующего кода и простого кода.



а)



б)

Рис. 1 – Структурные схемы систем передачи сообщений  
а) вариант 1, б) вариант 2.

### 3 Расчет параметров кодера и декодера простого кода

Предполагается, что кодирование ведется равномерным кодом, при котором, в отличие от неравномерного кода, более просты в реализации кодер и декодер.

Исходные данные:

- объем алфавита источника дискретных сообщений  $M_a$  ;
- скорость модуляции на выходе кодера простого кода  $B$  ;
- допустимая вероятность ошибки знака на выходе декодера  $P_{зн}$  .

Требуется определить:

- длительность двоичного символа на выходе кодера  $T_\sigma$  ;
- значность простого кода  $n$  ;
- время передачи одного знака  $T_{зн}$  ;
- допустимую вероятность ошибки бита на входе декодера  $P_\sigma$  .

Длительность двоичного символа на выходе кодера определяется

$$T_\sigma = 1/B. \quad (3.1)$$

Значность кода определяется из условия, что число возможных комбинаций не меньше объема алфавита источника

$$2^n \geq M_a \text{ или } n \geq \log_2 M_a. \quad (3.2)$$

Поскольку другие требования к коду не предъявляются, то значность кода выбирается как минимальное целое число, при котором выполняются неравенства (3.2). Время передачи одного знака

$$T_{зн} = nT_\sigma. \quad (3.3)$$

Допустимая вероятность ошибки бита на входе декодера определяется при условии, что ошибки символов в канале связи (выход кодера - вход декодера) независимы:  $P_{зн} = 1 - (1 - p_\sigma^n)$ .

При  $P_{зн} \leq 1, P_{зн} \approx np_\sigma$ .

Откуда 
$$p_\sigma = P_{зн} / n. \quad (3.4)$$

## 4 Расчет параметров АЦП и ЦАП

Исходные данные для расчетов:

- максимальная частота спектра первичного сигнала  $F_{\max}$  ;
- плотность вероятности мгновенных значений первичного сигнала  $p(b)$ ;
- средняя мощность первичного сигнала  $P_b$  ;
- пик-фактор первичного сигнала  $K_a$  ;
- допустимое отношение сигнал/помеха на входе получателя  $\rho_{\text{вых}}$  ;
- допустимое значение сигнал/шум квантования  $\rho_{\text{кв}}$  ;
- в АЦП производится равномерное квантование.

Требуется:

- составить и описать структурные схемы АЦП и ЦАП;
- определить интервал дискретизации  $T_d$  и частоту дискретизации  $f_d$  ;
- определить число уровней квантования  $L$  и значность двоичного кода  $n$  ;
- рассчитать длительность двоичного символа  $T_\sigma$  ;
- рассчитать отношение сигнал/шум квантования  $\rho_{\text{кв}}$  при выбранных параметрах АЦП;
- рассчитать допустимую вероятность ошибки символа  $p_\sigma$  в канале связи (на входе ЦАП).

1. Структурные схемы АЦП и ЦАП приведены в [2]. Последние необходимо дополнить входным ФНЧ, который в реальных системах электросвязи используется для ограничения спектра первичного сигнала. Это связано с тем, что у большинства первичных сигналов спектр является медленно убывающей функцией, и величина  $F_{\max}$  не есть частота, выше которой спектр равен нулю, а является граничной частотой полосы, которую необходимо передать из условия достижения

заданного качества воспроизведения первичного сигнала ( $F_{\max}$  определяется требуемой разборчивостью речи, четкостью изображения и т.д.).

2. Интервал дискретизации по времени  $T_D$  выбирается на основе теоремы Котельникова. Обратная величина к  $T_D$  - частота дискретизации  $f_D = 1/T_D$  выбирается из условия

$$f_D \geq 2F_{\max}. \quad (4.1)$$

Увеличение частоты дискретизации позволяет упростить входной фильтр АЦП, ограничивающий спектр первичного сигнала, и выходной (интерполирующий) ФНЧ ЦАП, восстанавливающий непрерывный сигнал по отсчетам. Но увеличение частоты дискретизации приводит к уменьшению длительности двоичных сигналов на выходе АЦП, что требует нежелательного расширения полосы частот канала связи для передачи этих символов. Обычно параметры входного ФНЧ АЦП и выходного ФНЧ ЦАП выбирают одинаковыми.

На рис. 2 даны:  $S(f)$  - спектр отсчетов, представленных узкими импульсами,  $S_b(f)$  - спектр непрерывного сигнала  $b(t)$ ,  $A(f)$  - рабочее ослабление ФНЧ. Для того, чтобы ФНЧ не вносили линейных искажений в непрерывный сигнал, граничные частоты полос пропускания ФНЧ должны удовлетворять условию

$$f_1 \geq F_{\max}. \quad (4.2)$$

Для того, чтобы исключить наложение спектров  $S_b(f)$  и  $S_b(f - f_D)$ , а также обеспечить ослабление восстанавливающим ФНЧ составляющих  $S_b(f - f_D)$ , граничные частоты полос задерживания ФНЧ должны удовлетворять условию

$$f_2 \leq (f_D - F_{\max}). \quad (4.3)$$

Чтобы ФНЧ не были слишком сложными, отношение граничных частот выбирают из условия

$$f_2 / f_1 = 1,3...1,4. \quad (4.4)$$

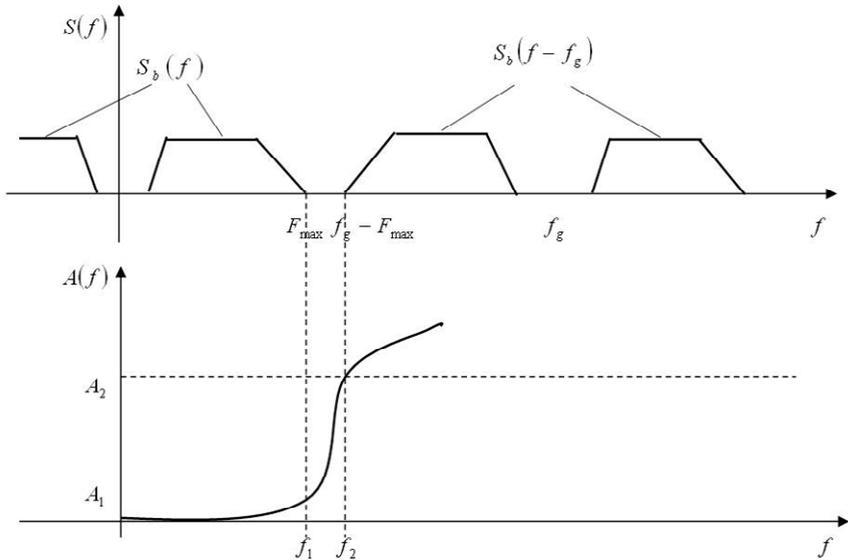


Рис. 2 – Спектры отсчётов сигнала и АЧХ фильтра защиты от наложения спектров

После подстановки соотношений (4.2) и (4.3) в (4.4) можно выбрать частоту  $f_D$ .

Так, например, для речевых сигналов с  $F_{\max} = 3400$  Гц Международным Консультативным Комитетом по Телеграфии и Телефонии (МККТТ) рекомендовано значение  $f_D = 8$  кГц.

3. Помехоустойчивость системы передачи непрерывных сообщений определяется величиной

$$\rho_{\text{вых}} = P_b / \sigma_\varepsilon^2. \quad (4.5)$$

где  $P_b$  - средняя мощность первичного сигнала;  $\sigma_\varepsilon^2$  - средняя мощность помехи на выходе системы передачи.

В системе цифровой передачи методом ИКМ мощность помехи на выходе ЦАП определяется

$$\sigma_\varepsilon^2 = \bar{\varepsilon}_{\text{кв}}^2 + \bar{\varepsilon}_{\text{ли}}^2. \quad (4.6)$$

где  $\bar{\varepsilon}_{кв}^2$  - средняя мощность шума квантования;  $\bar{\varepsilon}_{ли}^2$  - средняя мощность шумов ложных импульсов.

Если задано отношение сигнал/шум квантования  $\rho_{кв}$ , то

$$\bar{\varepsilon}_{кв}^2 = P_b / \rho_{кв} . \quad (4.7)$$

Если же  $\rho_{кв}$  не задано, а задано  $\rho_{вых}$ , то полагают, что

$$\bar{\varepsilon}_{кв}^2 = \bar{\varepsilon}_{ли}^2 = 0,5\sigma_{\varepsilon}^2 . \quad (4.8)$$

При проведении расчетов по формулам (4.5) и (4.7) заданные в децибелах отношения сигнал/помеха необходимо представить в разгах

$$\rho = 10^{0,1\rho[dB]} . \quad (4.9)$$

Мощность шума квантования выражается через величину шага квантования  $\Delta b$

$$\bar{\varepsilon}_{кв}^2 = (\Delta b)^2 / 12 . \quad (4.10)$$

Шаг квантования зависит от числа уровней квантования  $L$ :

$$\Delta b = (b_{\max} - b_{\min}) / L . \quad (4.11)$$

Здесь предполагается, что первичный сигнал  $b(t)$ , подлежащий преобразованию в цифровой сигнал, принимает значения от  $b_{\min}$  до  $b_{\max}$  и интервал  $(b_{\min}, b_{\max})$  подлежит квантованию. У сигналов со средним значением равным нулю  $b_{\min} = -b_{\max}$ . Если значение  $b_{\max}$  не задано, то оно определяется с помощью соотношения

$$b_{\max} = K_a \sqrt{P_b} . \quad (4.12)$$

где  $K_a$  - пик-фактор. Он характеризует превышение максимальным (амплитудным) значением сигнала его среднеквадратического значения, равного корню из средней мощности сигнала.

На основе соотношений (4.10) и (4.11) минимально возможное число уровней квантования определяется

$$L_{\min} = \frac{b_{\max} - b_{\min}}{\sqrt{12\varepsilon_{кв}^2}} . \quad (4.13)$$

Значность двоичного кода АЦП

$$n = \log_2 L. \quad (4.14)$$

есть целое число. Поэтому число уровней квантования  $L$  выбирается как такая целая степень числа 2, при которой

$$L \geq L_{\min}. \quad (4.15)$$

После выбора величины  $L$  необходимо рассчитать отношение сигнал/шум квантования

$$\rho_{кв} = 3L^2 / K_a^2. \quad (4.16)$$

4. Для определения допустимой вероятности ошибки двоичного символа на входе ЦАП  $p_\sigma$  необходимо предварительно определить допустимую величину мощности шума ложных импульсов на основе соотношения (4.6)

$$\bar{\varepsilon}_{ли}^2 = \sigma_\varepsilon^2 - \bar{\varepsilon}_{кв}^2. \quad (4.17)$$

Здесь  $\bar{\varepsilon}_{кв}^2$  - мощность шума квантования, определяемая соотношениями (4.10) и (4.11) при выбранном числе уровней квантования  $L$ . Связь  $\varepsilon_{ли}^2$  с вероятностью ошибки бита на входе ЦАП  $p_\sigma$  задается соотношением

$$\bar{\varepsilon}_{ли}^2 = p_\sigma (\Delta b)^2 \sum_{i=1}^n 2^{2(i-1)}. \quad (4.18)$$

Величина шага квантования определяется формулой (4.11). Соотношение (4.18) позволяет рассчитать допустимую вероятность ошибки символа  $p_\sigma$  на входе ЦАП.

Длительность двоичного символа на выходе АЦП определяется

$$T_\sigma = T_D / n. \quad (4.19)$$

## 5 Расчет информационных характеристик источника сообщений и первичных сигналов

### 5.1 Расчет информационных характеристик источника непрерывных сообщений

Сообщение непрерывного источника преобразуется в первичный аналоговый сигнал  $b(t)$  обычно без потери информации, поэтому расчеты информационных характеристик источника проводятся для первичного сигнала.

Исходные данные для расчета:

- плотность вероятности мгновенных значений первичного сигнала  $p(b)$ ;
- максимальная частота спектра первичного сигнала  $F_{\max}$ ;
- отношение средней мощности первичного сигнала к средней мощности ошибки воспроизведения на выходе системы передачи  $\rho_{\text{вых}}$ .

Подлежат расчету:

- энтродпия источника  $H_\varepsilon(B)$ ;
- коэффициент избыточности источника  $\chi$ ;
- производительность источника  $R_u$ .

Иногда в ТЭС вводится мера информативности (непредсказуемости) непрерывного источника  $s \in S$ , называемая  $\varepsilon$ -энтропией. Энтродпия  $H_\varepsilon(S)$  определяется как минимальное количество информации, содержащейся в сообщении  $\hat{B}(t)$  относительно  $B(t)$ , при котором они еще эквивалентны. Эквивалентность принимается как близость в среднеквадратическом смысле:

$$(\hat{B}(t) - B(t))^2 = \overline{\varepsilon^2(t)} \leq \varepsilon_0^2$$

допустимое значение среднего квадрата шума наблюдения.

Итак, по определению

$$H_\varepsilon(B) = h(B) - \max h(B | \hat{B}), \quad (5.1)$$

где минимум берется по всем условным распределениям  $w(b | \hat{b})$ , для которых  $\overline{\varepsilon^2(t)} \leq \varepsilon_0^2$ .

Входящие в формулу (5.1) дифференциальная энтропия  $h(B)$  и условная энтропия  $h(B | \hat{B})$  вычисляются с помощью соотношения (5.2) при известных плотностях вероятности.

$$h(B) = \int_{-\infty}^{\infty} p(b) \log \frac{1}{p(b)} db, \quad (5.2)$$

$$h(B | \hat{B}) = m \left\{ \log \frac{1}{p(b | \hat{b})} \right\}$$

где  $m(x)$  – математическое ожидание величины  $x$ .

Рассмотрим случай, когда сообщение  $B(t)$  представляет собой стационарный гауссовский процесс с заданной мощностью  $P_b$ , а критерием эквивалентности является  $\overline{\varepsilon^2(t)} \leq \varepsilon_0^2$ . Так как  $B(t) = \hat{B}(t) - \varepsilon(t)$ , условная дифференциальная энтропия  $h(B | \hat{B})$  при заданном сообщении  $B(t)$  полностью определяется шумом воспроизведения  $\varepsilon(t)$ . Поэтому  $\max h(B | \hat{B}) = \max h(\varepsilon)$ . Если шум воспроизведения  $\varepsilon(t)$  имеет фиксированную дисперсию  $\sigma_\varepsilon^2 = \overline{\varepsilon^2(t)}$ , то дифференциальная энтропия  $h(\varepsilon)$  максимальна при нормальном распределении и равна  $\max h(\varepsilon) = \log \sqrt{2\pi e \sigma_B^2}$ .

При заданной дисперсии сообщения  $\sigma_B^2$  дифференциальная энтропия гауссова источника на один отсчет

$$H_\varepsilon(B) = \log \sqrt{2\pi e \sigma_B^2} - \log \sqrt{2\pi e \sigma_\varepsilon^2} = \frac{1}{2} \log \frac{\sigma_B^2}{\sigma_\varepsilon^2}.$$

Дифференциальная энтропия сигнала зависит от вида распределение вероятностей  $p(b)$  и дисперсии сигнала  $\sigma_b^2$ , и соответствующие расчетные формулы для ее вычислений

приведены в табл. 1. У сигналов со средним значением равным нулю  $\sigma_b^2 = F_b$ .

При расчетах полагают, что ошибка воспроизведения на выходе системы передачи является гауссовской, и условная энтропия  $h(B/\hat{B})$  вычисляется по формуле (5.2), в которую необходимо подставить значение дисперсии ошибки воспроизведения (мощности помехи на выходе системы передачи)  $\sigma_\varepsilon^2$ . Значение  $\sigma_\varepsilon^2$  определяется по заданному отношению сигнал/помеха  $\rho_{\text{вых}}$  и средней мощности сигнала  $P_b$  по формуле (4.5).

Таблица 1. Дифференциальная энтропия для некоторых законов распределения случайных величин

Распределение вероятности	Дифференциальная энтропия, бит/отсчет
Нормальное распределение (рис. 3а) $p(b) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_b} \exp\left(-\frac{b^2}{2\sigma_b^2}\right)$	$\log_2(\sigma_b \sqrt{2\pi e})$
Двустороннее экспоненциальное распределение (рис. 3б) $p(b) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_b} \exp\left(-\frac{\sqrt{2} b }{\sigma_b}\right)$	$\log_2(\sigma_b \sqrt{2}e)$
Равномерное распределение (рис. 3в) $p(b) = \begin{cases} 0,5/b_{\max}, &  b  \leq b_{\max}, \\ 0, &  b  > b_{\max} \end{cases}$	$\log_2(\sigma_b 2\sqrt{3})$

До вычислений заданное в децибелах отношение необходимо представить в разгах - формула (4.9).

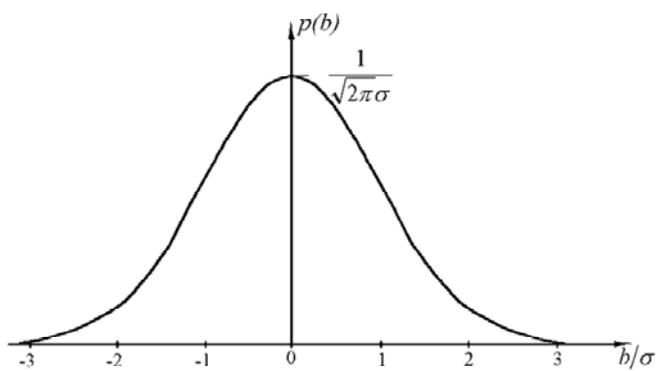
1. Коэффициент избыточности источника  $\chi$  вычисляется по формуле

$$\chi = \frac{h(B) - H_{\varepsilon \max}(B)}{H_{\varepsilon}(B)} \quad (5.3)$$

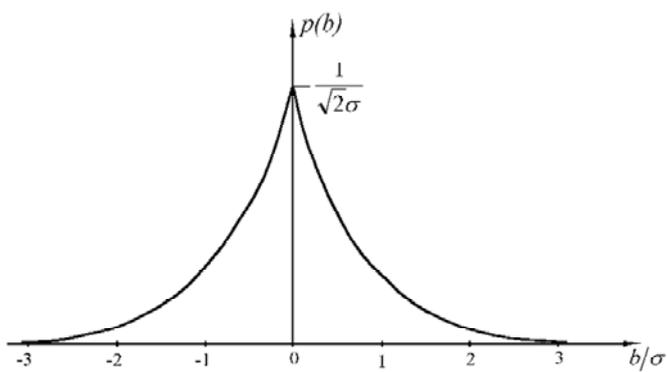
В эту формулу подставляются вычисленное значение энтальпии  $H_{\varepsilon}(B)$  и максимально возможное значение  $H_{\varepsilon \max}(B)$ , достигаемое при нормальном распределении вероятности сигнала  $b(t)$  и той же дисперсии сигнала  $\sigma_b^2$ .

Производительность источника  $R_u = H_{\varepsilon}(B)$ , которую называют  $\varepsilon$ -производительностью, вычисляют в предположении, что отсчеты следуют через интервал Котельникова. Требования к пропускной способности непрерывного канала связи формулируются на основе теоремы кодирования для канала с помехами.

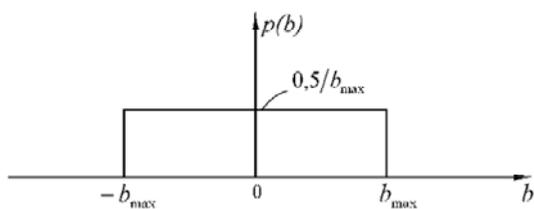
*Теорема Шеннона* для корректирующих кодов для канала с помехами гласит, что всегда можно найти такую систему кодирования, при которой сообщения будут переданы со сколь угодно высокой степенью верности, если только производительность источника сообщений не превышает пропускной способности канала.



a)



б)



в)

Рис. 3 – Графики для нормального, 2-стороннего, экспоненциального и равномерного

## 5.2 Расчет информационных характеристик источника дискретных сообщений

Исходные данные для расчета:

- объем алфавита источника  $M_a$ ;
- вероятности знаков  $P(a_i)$ , образующих алфавит источника (предполагается, что знаки в сообщениях независимы);
- время передачи одного знака  $T_{зн}$ .

Подлежат расчету:

- энтропия источника  $H(A)$ ;
- коэффициент избыточности источника  $\chi$ ;
- производительность источника  $R_u$ .

Необходимые для расчетов вероятности букв в русском и английском текстах приведены в табл. 2 и 3. Расчеты энтропии источника следует выполнять на ПК.

Производительность источника  $R_u$  легко определить, зная энтропию и время передачи одного знака.

Среднее количество информации  $H(A)$ , которое приходится на один символ источника, называется *энтропией* источника дискретных сообщений. Энтропия рассматривается как мера неопределенности в поведении источника сообщений. При вероятностном подходе состояние источника информации характеризуется неопределенностью. Неопределенность снижается при приеме сообщения, т.е. получении информации. Поэтому получаемая информация, приходящаяся в среднем на один символ источника сообщений, количественно определяет степень уменьшения неопределенности.

*Производительностью источника сообщений* называется среднее количество информации, выдаваемой источником в единицу времени, а именно  $R_u = H(A)/t$ , [бит/с].

Требования к пропускной способности дискретного канала связи формулируются на основе теоремы кодирования для канала с помехами.

Таблица 2. Распределение вероятностей букв в русских текстах

Буква	Вероятность	Буква	Вероятность	Буква	Вероятность	Буква	Вероятность
Пробел	0.175	Р	0.040	Я	0.018	Х	0.009
О	0.089	В	0.038	Ы	0.016	Ж	0.007
Е,Ё	0.072	Л	0.035	З	0.016	Ю	0.006
А	0.062	К	0.028	Ь,Ъ	0.014	Ш	0.006
И	0.062	М	0.026	Б	0.014	Ц	0.004
Т	0.053	Д	0.025	Г	0.013	Щ	0.003
Н	0.053	П	0.023	Ч	0.012	Э	0.003
С	0.045	У	0.021	Й	0.010	Ф	0.002

Таблица 3. Распределение вероятностей букв в английских текстах

Буква	Вероятность	Буква	Вероятность	Буква	Вероятность	Буква	Вероятность
Пробел	0.198	R	0.054	U	0.022	V	0.008
E	0.105	S	0.052	M	0.021	K	0.003
T	0.072	H	0.047	P	0.017	X	0.002
O	0.065	D	0.035	Y	0.012	J	0.001
A	0.063	L	0.029	W	0.012	Q	0.001
N	0.059	C	0.023	G	0.011	Z	0.001
I	0.055	F	0.022	B	0.010		

### 5.3. Расчет информационных характеристик сигнала на выходе АЦП

Исходные данные для расчета:

- плотность распределения вероятностей мгновенных значений  $p(b)$  и коэффициент амплитуды  $K_a$  первичного сигнала;
- число уровней квантования АЦП  $L$ ;

- частота дискретизации АЦП  $f_D$ .

Подлежат расчету:

- энтропия квантованных отсчетов  $H_{кв}(B)$ ;
- скорость создания информации на выходе АЦП  $R_{и,кв}$ .

Квантованный сигнал  $b_{кв}(t)$  является дискретным по уровню и его энтропия  $H_{кв}(B)$  вычисляется по формуле энтропии источника дискретных независимых сообщений (полагают, что производимые в АЦП отсчеты независимы):

$$H_{кв}(B) = \sum_{i=1}^L P(b_i) \log \frac{1}{P(b_i)}. \quad (5.4)$$

Входящие в эту формулу вероятности квантованных значений сигнала можно определить как

$$P(b_i) = p(b_i) \Delta b \quad (5.5)$$

где  $b_i$  - квантованное значение сигнала на  $i$ -ом уровне квантования;  $p(b)$  - плотность вероятности сигнала;  $\Delta b$  - шаг квантования, определяемый по формуле (4.11).

Расчеты энтропии квантованного сигнала следует выполнять с помощью ПК.

Скорость создания информации на выходе квантующего устройства  $R_{и,кв}$  вычисляется по формуле  $R_{и,кв} = H_{кв}(B) / T_D$ , куда необходимо подставить значения энтропии квантованного сигнала  $H_{кв}(B)$  и интервала дискретизации  $T_D$ . Сравните значения  $R_{и}$  и  $R_{и,кв}$  и поясните причину их отличия.

## 6 Расчет помехоустойчивости демодулятора

### 6.1. Расчет помехоустойчивости демодулятора сигнала аналоговой модуляции

Исходные данные:

- допустимое отношение сигнал/помеха на выходе демодулятора  $\rho_{\text{вых}}$ ;
- вид модуляции;
- канал связи с постоянными параметрами и аддитивным белым гауссовским шумом со спектральной плотностью мощности  $N_0$ ;
- параметры первичного сигнала – пик-фактор  $K_a$  и максимальная частота спектра  $F_{\text{max}}$ .

Подлежат расчету:

- зависимость  $\rho_{\text{вых}} = f(\rho_{\text{вх}})$ ;
- требуемое отношение средней мощности сигнала к удельной мощности шума  $P_s / N_0$  на входе демодулятора.

Основной характеристикой демодулятора сигнала аналоговой модуляции является зависимость  $\rho_{\text{вых}} = f(\rho_{\text{вх}})$ , где

$$\rho_{\text{вых}} = P_b / P_\varepsilon \quad (6.1)$$

отношение средних мощностей сигнала и помехи на выходе демодулятора;

$$\rho_{\text{вх}} = P_s / P_n \quad (6.2)$$

отношение средних мощностей сигнала и шума на входе демодулятора. Значения  $\rho_{\text{вых}}$  и  $\rho_{\text{вх}}$  связывает величина  $g$  – выигрыш демодулятора:

$$\rho_{\text{вых}} = g\rho_{\text{вх}} \quad (6.3)$$

(здесь и ниже  $\rho_{\text{вых}}$  и  $\rho_{\text{вх}}$  выражаются в раз).)

Для сигналов АМ, БМ и ОМ величина  $g$  определяется следующим образом:

АМ	$g_{ам} = 2m_{ам}^2 / (m^2 + K_a^2)$
БМ	$g_{бм} = 2$
ОМ	$g_{ом} = 1$

Коэффициент амплитудной модуляции  $m_{ам}$  подлежит выбору и обоснованию из условия, что  $m_{ам} \leq 1$ . Для заданного вида модуляции - ОМ, БМ или АМ определите выигрыш  $g$  и постройте график зависимости  $\rho_{вых} = f(\rho_{вх})$  для диапазона значений  $\rho_{вых}$  от 1 до допустимого значения. Масштаб для  $\rho_{вых}$  и  $\rho_{вх}$  должен быть логарифмическим. Определите требуемое отношение  $\rho_{вх}$ ; покажите на графике точку, соответствующую допустимому  $\rho_{вых}$  и требуемому  $\rho_{вх}$ .

При частотной модуляции выигрыш определяется:

$$g_{чм} = \frac{3m_{чм}^2}{K_a^2} \alpha_{чм} \quad (6.4)$$

где  $m_{чм}$  - индекс частотной модуляции;

$$\alpha_{чм} = 2(m_{чм} + 1) \quad (6.5)$$

коэффициент расширения полосы частот при ЧМ.

Формула (6.4) определяет выигрыш демодулятора при условии, что  $\rho_{вх}$  превышает пороговое отношение сигнал/шум  $\rho_{пр}$ . Зависимость же  $\rho_{вых} = f(\rho_{вх})$  при любых  $\rho_{вх}$ , включая область порога, достаточно сложная. Выражение, описывающее эту зависимость, можно получить на основе импульсной теории порога:

$$\rho_{вых} = g_{чм} \rho_{вх} / \left( 1 + 4m_{чм}^2 \sqrt{3\rho_{вх} (1 + 6\rho_{вх} / K_a^2) / \pi \exp(-\rho_{вх})} \right) \quad (6.6)$$

Входящая в выражение величина  $m_{чм}$  неизвестна и подлежит выбору. При выборе  $m_{чм}$  следует учитывать, что для увеличения помехоустойчивости демодулятора (выигрыша) необходимо увеличивать  $m_{чм}$ . Но при увеличении  $m_{чм}$  уменьшается  $\rho_{вх}$ , определяемое соотношением (6.2) и равное при ЧМ

$$\rho_{\text{ex}} = \frac{P_s}{N_o 2(m_{\text{чм}}+1)F_{\text{max}}}.$$

Недопустимо, чтобы  $\rho_{\text{ex}}$  были меньше  $\rho_{\text{np}}$ . Поэтому значение индекса  $m_{\text{чм}}$  ограничено сверху условием работы демодулятора выше порога. Решить уравнение (6.6) относительно  $m_{\text{чм}}$ , положив  $\rho_{\text{ex}} = \rho_{\text{np}}$ , а  $\rho_{\text{вых}}$  равным допустимому, не удастся, так как значение  $\rho_{\text{np}}$  не известно, поскольку оно зависит от величины  $m_{\text{чм}}$ . Рекомендуется следующий порядок определения  $m_{\text{чм}}$ . Ориентировочное значение  $\rho_{\text{np}} = 10$ . Полагая, что  $\rho_{\text{ex}} = 10$ ,  $\alpha_{\text{чм}} = 2m_{\text{чм}}$ , и, используя соотношения (6.3) и (6.4), можно определить ориентировочное значение  $m_{\text{чм}}$ , при котором демодулятор будет работать в области порога:

$$\frac{\rho_{\text{вых}}}{\rho_{\text{np}}} = \frac{6m_{\text{чм}}^3}{K_a^2}; \text{ откуда}$$

$$m_{\text{чм}} = \sqrt[3]{\rho_{\text{вых}} K_a^2 / 60} \quad (6.7)$$

Затем, используя выражение (6.6), строят графики 5 зависимостей  $\rho_{\text{вых}} = f(\rho_{\text{ex}})$  для значения  $m_{\text{чм}}$ , полученного выше, и значений  $m_{\text{чм}} \pm 2$  и  $m_{\text{чм}} \pm 4$ . По полученным зависимостям определяют значение  $m_{\text{чм}}$ , при котором  $\rho_{\text{вых}}$  равно допустимому, а  $\rho_{\text{ex}}$  находится в области или несколько выше порога.

Если же полоса пропускания канала связи  $F_{\text{к}}$  задана, то значение  $m_{\text{чм}}$  должно удовлетворять условию ограниченности полосы частот канала связи

$$2(m_{\text{чм}} + 1)F_{\text{max}} \leq F_{\text{к}}. \quad (6.8)$$

Решив уравнение (6.8) относительно  $m_{\text{ЧМ}}$ , получают  $m_{\text{ЧМ}}^{**}$ , удовлетворяющее условию (6.8).

Окончательно выбирают  $m_{\text{ЧМ}}$ , как меньшее из  $m_{\text{ЧМ}}^*$  и  $m_{\text{ЧМ}}^{**}$ . Для выбранного значения  $m_{\text{ЧМ}}$  строят график  $\rho_{\text{вых}} = f(\rho_{\text{вх}})$ , если для этого  $m_{\text{ЧМ}}$  раньше график не был рассчитан. На этом графике указывают точку, соответствующую заданному  $\rho_{\text{вх}}$  и требуемому  $\rho_{\text{вых}}$ .

Найденное для АМ, БМ, ОМ, ЧМ отношение  $\rho_{\text{вх}} = P_s / P_n$ , где  $P_n = N_0 F_s$  - мощность шума, определяемая в полосе частот модулированного сигнала  $F_s$ , позволяет определить требуемое отношение

$$P_s / N_0 = \rho_{\text{вх}} F_s \quad (6.9)$$

на входе демодулятора. Ширина спектра модулированного сигнала определяется следующими соотношениями:

при ОМ  $F_s = F_{\text{max}}$ ;

при БМ и АМ;  $F_s = 2F_{\text{max}}$  (6.10)

при ЧМ  $F_s = 2(m_{\text{ЧМ}} + 1)F_{\text{max}}$ .

## 6.2 Расчет помехоустойчивости демодулятора сигнала дискретной модуляции

Исходные данные:

- вид модуляции и способ приема;
- канал связи с постоянными параметрами и аддитивным белым гауссовским шумом со спектральной плотностью мощности  $N_0$ ;
- допустимая вероятность ошибки двоичного символа (бита) в канале  $p_\sigma$ ;
- длительность двоичного символа  $T_\sigma$ .

Требуется рассчитать:

- зависимость вероятности ошибки бита от отношения сигнал/шум на входе демодулятора  $p = f(h^2)$  и построить график этой зависимости;
- значения требуемых отношений сигнал/шум на входе демодулятора  $h_{\sigma 1}^2$  и  $(P_s / N_0)_1$ , обеспечивающих допустимую вероятность ошибки бита  $p_{\sigma}$ .

Помехоустойчивость демодулятора сигнала дискретной модуляции определяют вероятностью ошибки сигнала  $P_{ош}$  либо вероятностью ошибки двоичного символа  $p$ . Вероятности ошибки  $P_{ош}$  и  $p$  зависят от вида модуляции, способа приема, отношения энергии сигнала к удельной мощности помехи и характеристик канала связи.

Для двоичных сигналов  $P_{ош}$  и  $p$  совпадают. В табл. 4 приведены формулы, определяющие вероятность ошибки двоичного символа при передаче многопозиционных сигналов по гауссовскому каналу связи с постоянными параметрами. Сначала были получены формулы вероятности ошибки сигнала  $P_{ош}$  путем суммирования вероятностей попадания суммы  $\bar{z} = \bar{s}_i + N$  в области сигналов  $\bar{s}_j$ ,  $j = 1, 2, \dots, M$ ,  $j \neq i$ . Затем был произведен пересчет  $P_{ош}$  в  $p$ , в предположении, что используется манипуляционный код Грея.

Таблица 4. Вероятности ошибки для различных способов приёма модулированных сигналов

Способ приема	Вид модуляции	Вероятность ошибки двоичного кода
Когерентный	ФМ-4	$p = 0,5[1 - \Phi(h\sqrt{2})]$
	ОФМ-4	$p = 1 - \Phi^2(h\sqrt{2})$
	КАМ-16	$p = 0,25[1 - \Phi^2(0,9h)]$
Некогерентный	ЧМ-М	$p = 0,25(M - 1) \exp(-0,5h^2 \log_2 M)$ ; $M > 2$

Во всех формулах приняты обозначения:  $h^2 = E_c / N_0$  - отношение энергии сигнала, затрачиваемой на передачу одного двоичного символа  $E_c$  к удельной мощности шума  $N_0$ ;  $E_c = P_s T_c$ ;  $P_s$  - средняя мощность сигнала;  $T_c$  - длительность двоичного символа.

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x \exp(-t^2 / 2) dt - \text{функция Крампа.}$$

Можно пользоваться формулой аппроксимации:

$$\Phi(x) = 1 - 1,3 \exp(-0,44(x + 0,75)^2).$$

Для заданного вида модуляции и способа приема необходимо рассчитать и построить график зависимости  $p = f(h^2)$ . При построении графика масштаб для  $p$  должен быть логарифмическим, а для значений  $h^2$ , выраженных в децибелах ( $h^2 [\text{дБ}] = 10 \lg h^2$ ), - линейный. При расчетах увеличивают  $h^2$  с шагом дБ от 2 дБ до тех пор, пока  $p$  не окажется меньше значения  $p_\sigma$ . Пример рассчитываемой зависимости дан на рис. 4 (приложение А) - кривая  $p = f(h^2)$ .

Если в канале связи не используется помехоустойчивое кодирование, то допустимая вероятность ошибки символа на выходе демодулятора равняется значению  $p_\sigma$ , найденному при расчете параметров ЦАП либо декодера простого кода. Определите требуемое отношение сигнал/шум для системы передачи без кодирования  $h_{\sigma 1}^2$ , при котором  $p = p_\sigma$ . Покажите на графике значения  $p_\sigma$  и  $h_{\sigma 1}^2$ . Рассчитайте требуемое при этом отношение  $P/N$  на входе демодулятора

$$(P_s / N_0)_1 = h_{\sigma 1}^2 / T_\sigma \quad (6.11)$$

В случае модуляции АМ-2, при которой один из сигналов равен нулю, а сигналы равновероятны, отношение сигнал/шум определяется

$$(P_s / N_0)_1 = 0,5 h_{\sigma 1}^2 / T_\sigma \quad (6.12)$$

## **7 Выбор корректирующего кода и расчет помехоустойчивости системы связи с кодированием**

Корректирующие коды позволяют повысить помехоустойчивость и тем самым уменьшить требуемое отношение сигнал/шум на входе демодулятора при заданной вероятности ошибки передаваемых символов. Величина, показывающая во сколько раз (на сколько дБ) уменьшается требуемое кодирование, называется энергетическим выигрышем кодирования (ЭВК).

Каналы связи с помехоустойчивым кодированием и без него удобно сравнивать, если в качестве отношения сигнал/шум использовать отношение энергии сигнала, затрачиваемой на передачу одного информационного символа  $E_\sigma = P_s T_\sigma$ , к удельной мощности шума  $N_0$ :

$$h_\sigma^2 = P_s T_\sigma / N_0 \quad (7.1)$$

Так, если в канале связи без кодирования требуемое отношение сигнал/шум для обеспечения заданной вероятности ошибки обозначим  $h_{\sigma_1}^2$ , а в канале связи с кодированием -  $h_{\sigma_2}^2$ , то ЭВК будет определяться  $\Delta = h_{\sigma_1}^2 / h_{\sigma_2}^2$  или

$$\Delta[\text{дБ}] = h_{\sigma_1}^2[\text{дБ}] - h_{\sigma_2}^2[\text{дБ}] \quad (7.2)$$

Исходные данные для расчета:

- требуемый ЭВК;
- вид модуляции в канале связи и способ приема;
- тип непрерывного канала связи;
- допустимая вероятность ошибки двоичного символа на выходе декодера  $p_\sigma$ ;
- отношение сигнал/шум на входе демодулятора  $h_{\sigma_1}^2$ , обеспечивающее допустимую вероятность ошибки  $p_\sigma$  в канале кодирования;
- длительность двоичного символа на входе кодера корректирующего кода  $T_\sigma$ .

Требуется:

- выбрать и обосновать параметры кода: значность  $n$ , число информационных символов кодовой комбинации  $k$  и кратность исправляемых ошибок  $q_u$ ;
- рассчитать зависимость вероятности ошибки символа на выходе декодера от отношения сигнал/шум на входе демодулятора  $p_D = f_1(h_\sigma^2)$  при использовании выбранного кода;
- определить полученный ЭВК;
- вычислить требуемое отношение  $P_s / N_0$  на входе демодулятора.

Прежде всего рассмотрим методику расчета помехоустойчивости канала связи с корректирующим кодом. Предположим, что параметры кода  $n$ ,  $k$  и  $q_u$  и отношение сигнал/шум  $P_s / N_0$  заданы. При декодировании с исправлением ошибок вероятность ошибочного декодирования определяется из условия, что число ошибок в кодовой комбинации на входе декодера  $q$  превышает кратность исправляемых ошибок:

$$P_{Од} = \sum_{q=q_{и}+1}^n P(q), \quad (7.3)$$

$$\text{где } P(q) = C_n^q p^q (1-p)^{n-q} \quad (7.4)$$

-вероятность ошибки кратности  $q$

$$C_n^q = \frac{n!}{q!(n-q)!} \quad (7.5)$$

-число сочетаний из  $n$  по  $q$ ;  $p$  - вероятность ошибки двоичного символа на входе декодера, расчет которой для гауссовского канала связи с постоянными параметрами рассмотрен в разд. 6.2. В используемые там формулы необходимо подставлять

$$h^2 = h_\sigma^2 k / n = (P_s / N_0) T_\sigma k / n. \quad (7.6)$$

Соотношение (7.6) учитывает уменьшение длительности символов, передаваемых по непрерывному каналу связи, из-за введения в кодовые комбинации дополнительных символов при

кодировании, и соответствующее уменьшение энергии сигнала на входе демодулятора.

Для перехода от вероятности ошибочного декодирования  $P_{Од}$  к вероятности ошибки двоичного символа  $p_{Д}$  достаточно учесть принцип исправления ошибок декодером: декодер запрещенную кодовую комбинацию заменяет ближайшей разрешенной. Поэтому, если число ошибок в комбинации  $q = q_u$ , но  $q \leq d_{\min}$ , то в результате декодирования комбинация будет содержать  $d_{\min}$  ошибок ( $d_{\min}$  - кодовое расстояние кода).

Поскольку ошибки более высокой вероятности маловероятны, то окончательно можно считать, что в ошибочно декодированной комбинации имеется  $d_{\min}$  ошибочных символов. У корректирующих кодов кодовое расстояние  $d_{\min} \geq 2q_u + 1$ . С учетом этого переход от  $P_{Од}$  к  $p_{Д}$  можно выполнить по формуле

$$p_{Д} = P_{Од} (2q_u + 1) / n. \quad (7.7)$$

Приведенные соотношения позволяют выполнить расчет помехоустойчивости в канале связи с корректирующим кодом при заданных параметрах кода  $n$ ,  $k$  и  $q_u$ , отношении сигнал/шум в непрерывном канале связи  $P_s / N_0$ , виде модуляции, способе приема и длительности символа  $T_{\sigma}$  в следующем порядке:

1. Расчет отношения сигнал/шум  $h^2$  на входе демодулятора по формуле (7.6);
2. Расчет вероятности ошибки символа на выходе демодулятора  $p$  по методике, изложенной в разд. 6.2;
3. Расчет вероятности ошибочного декодирования кодовой комбинации  $P_{Од}$  по формулам (7.3)...(7.5);
4. Расчет вероятности ошибки символа на выходе декодера  $p_{Д}$  по формуле (7.7).

Согласно заданию на курсовую работу требуется выбрать и обосновать параметры кода, обеспечивающего требуемый ЭВК. Перейдем к решению этой задачи.

Чем больше кратность исправляемых ошибок  $q_u$ , тем более высокая помехоустойчивость может быть достигнута за счет применения кодирования. Но при увеличении  $q_u$  растет сложность кодера и особенно декодера. Рассмотрим применение кодов с наименьшим значением  $q_u=1$  и, соответственно, с  $d_{\min}=3$ .

Для любого натурального числа  $r=n-k$  существует код Хемминга с  $d_{\min}=3$  при  $n=2^r-1$ . К кодам Хемминга любой длины  $n$  с наименьшим числом  $r$ , удовлетворяющим условию

$$2^{n-k} - 1 \geq n. \quad (7.8)$$

Используя соотношение (7.8) можно указать пару чисел  $n$  и  $k$ , при которых существует код Хемминга. При увеличении  $n$  имеет место следующее: увеличивается скорость кода  $H = k/n$ , увеличивается отношение сигнал/шум  $h^2$  (ф-ла (7.6)) на входе демодулятора при фиксированном значении  $h_\sigma^2$ , уменьшается вероятность ошибки символа на входе декодера  $p$ . При малых значениях  $p$  и не слишком больших значениях  $n$  величина  $p^q$  убывает быстрее, нежели растет число  $C_n^q$ , и величины  $P_{од}$  и  $p_d$  уменьшаются. Следовательно, при увеличении  $n$  увеличивается ЭВК. При больших значениях  $n$  уменьшение  $p_d$  замедляется и при достаточно больших значениях  $n$  начинается рост  $p_d$  и уменьшение ЭВК. Значения ЭВК для  $n \leq 255$ ,  $p_d = 10^{-5}$  и  $p_d = 10^{-7}$  приведены на рис.5, а при когерентном и на рис.5, б (приложение Д) при некогерентном способе приема в канале связи.

После набора кода следует рассчитать зависимость, характеризующую помехоустойчивость канала связи с

кодированием. Для этого изменяют величину  $h_{\sigma}^2$  в широких пределах, чтобы величина  $p_D$  принимала значения от 0.1 до значения, которое несколько меньше  $p_{\sigma}$ , строят зависимость  $p_D = f_1(h_{\sigma}^2)$  (рис.4), характеризующую помехоустойчивость канала связи с выбранным кодом. По этой зависимости определяют требуемое отношение сигнал/шум  $h_{\sigma_2}^2$  на входе демодулятора, при котором обеспечивается допустимая вероятность ошибки символа на выходе декодера, т.е.  $p_D = p_{\sigma}$ . По найденному значению  $h_{\sigma_2}^2$  и полученному при расчете помехоустойчивости демодулятора значению  $h_{\sigma_1}^2$  определяют ЭВК по формуле (7.2).

Следует также определить требуемое отношение сигнал/шум на входе демодулятора в канале связи с кодированием

$$(P_s / N_0)_2 = h_{\sigma_2}^2 / T_{\sigma}. \quad (7.9)$$

В случае модуляции АМ-2, при которой один из сигналов равен нулю, а сигналы равновероятны, отношение сигнал/шум определяется

$$(P_s / N_0)_2 = 0.5h_{\sigma_2}^2 / T_{\sigma}. \quad (7.10)$$

## 8 Расчет эффективности системы связи

Эффективность системы связи оценивают: коэффициентом использования канала по мощности (энергетической эффективностью)

$$\beta = \frac{R_{\kappa}}{P_s / N_0}, \quad (8.1)$$

коэффициентом использования канала по полосе частот (частотной эффективностью)

$$\gamma = \frac{R_{\kappa}}{F_{\kappa}}, \quad (8.2)$$

коэффициентом использования канала по пропускной способности (информационной эффективностью)

$$\eta = \frac{R_{\kappa}}{C}. \quad (8.3)$$

Эти формулы определяют эффективность использования соответственно пропускной способности канала связи  $C$ , полосы пропускания канала связи  $F_{\kappa}$  и отношения сигнал/шум  $P_s / N_0$  на выходе канала связи при заданном качестве воспроизведения передаваемого сообщения ( $F_{\kappa}$  - скорость передачи информации). При расчетах эффективности под каналом связи понимают совокупность средств, обеспечивающих передачу сигналов от выхода модулятора до входа демодулятора.

Исходные данные для расчета:

- тип канала связи - канал с постоянными параметрами и аддитивным белым гауссовским шумом;
- метод модуляции и параметры, определяющие ширину спектра модулированного сигнала и полосу пропускания канала связи;
- отношение  $P_s / N_0$  на выходе канала связи, при котором обеспечивается заданное качество воспроизведения сообщения;
- скорость передачи информации.

Пропускная способность непрерывного канала связи определяется формулой Шеннона

$$C = F_{\kappa} \log \left( \frac{P_s}{N_o} + 1 \right). \quad (8.4)$$

Входящая в эту формулу полоса пропускания канала связи  $F_{\kappa}$  принимается равной ширине спектра модулированного сигнала  $F_s$ .

При передаче сигналов аналоговой модуляции ширина спектра сигналов определяется формулами (6.10).

При передаче сигналов дискретной модуляции минимально возможная ширина спектра сигналов определяется пределом Найквиста: при АМ, ФМ, ОФМ и КАМ

$$F_s = 1/T_s, \quad (8.5)$$

независимо от числа позиций сигнала  $M$ , а при ЧМ

$$F_s = M/T_s, \quad (8.6)$$

$$\text{где } T_s = T_c \log_2 M - \quad (8.7)$$

длительность элемента модулированного сигнала;  $T_c$  - длительность двоичного символа на входе демодулятора.

Если передаваемое сообщение не подвергается помехоустойчивому кодированию, то значение  $T_c$  равно длительности двоичного символа  $T_{\sigma}$  на выходе АЦП либо кодера простого кода. Если же используется помехоустойчивое кодирование, то

$$T_c = T_{\sigma} k/n, \quad (8.8)$$

где  $n$  и  $k$  - параметры корректирующего кода.

Пропускную способность непрерывного канала связи следует рассчитать для всех рассмотренных в курсовой работе вариантов передачи непрерывных сообщений: вариант аналоговой передачи и 2 варианта цифровой передачи - с помехоустойчивым кодированием и без него.

Сопоставьте полученные значения пропускной способности канала связи  $C$  с производительностью источника  $R_u$ ,

найденную при расчете информационных характеристик источника сообщений.

Для расчета эффективности скорость передачи информации  $R_k$  можно принять равной производительности источника  $R_u$  - при том качестве воспроизведения сообщений, которое имеет место в рассчитываемой системе связи, потери информации пренебрежимо малы. Коэффициенты эффективности следует рассчитать для всех вариантов передачи.

С учетом формулы Шеннона (8.4), можно записать:

$$\eta = \frac{\gamma}{\log\left(\frac{\gamma}{\beta} + 1\right)}, \quad (8.9)$$

где  $\gamma = \rho\beta$ .

Согласно теореме Шеннона, при соответствующих способах передачи и приема  $\eta$  может быть сколь угодно близка к единице. При этом ошибка может быть сколь угодно малой. В этом случае имеем предельную зависимость между  $\beta$  и  $\gamma$  (предел Шеннона):

$$\beta = \frac{\gamma}{2^\gamma - 1}, \quad (8.10)$$

Необходимо рассчитать и построить график предельной зависимости  $\beta = f(\gamma)$ . Значения  $\beta$  и  $\gamma$  откладывают в логарифмических единицах - соответственно  $10\lg\beta$  и  $10\lg\gamma$ . На этом рисунке отразите точками с координатами  $\beta$  и  $\gamma$  рассмотренные варианты передачи.

Сопоставьте эффективность рассмотренных вариантов передачи между собой и с предельной эффективностью - по коэффициенту  $\beta$  и коэффициенту  $\gamma$ . Укажите способы повышения энергетической и частотной эффективности.

## ***9 Заключение к курсовой работе***

Изложите кратко перечень выполненных расчетов. Укажите, соответствуют ли выполненные расчеты исходным данным и заданию на КР, а если нет, то какие расчеты и почему не соответствуют заданию.

Укажите преимущества и недостатки рассмотренных вариантов передачи. Является ли предпочтительным для использования в реальной системе связи и почему?

### *Список литературы*

1. Зюко, А.Г., Кловский, Д.Д., Коржик, В.И., Назаров, М.В. Теория электрической связи: Учебник для ВУЗов / А.Г.Зюко и др. - М.: Радио и связь, 1999, 432с.
2. Краснов, Р.П. Схемотехника цифровых устройств в телекоммуникационных системах / Р.П. Краснов. – Воронеж: Междунар. ин-т. компьют. технологий, 2009, 210с.
3. Финк, Л.М. Теория передачи дискретных сообщений / Финк Л.М. – М. Советское радио, 1970, 728с.

## ПРИЛОЖЕНИЕ А.

Исходные данные для выполнения КР варианта 1.

Таблица П.1. Исходные данные для выполнения КР варианта 1

Номер вар.	Источник сообщений			$\rho_{\text{вых}}$ , дБ	$\rho_{\text{кв}}$ , дБ	Метод модуля ции	Способ приема	ЭВК , дБ	
	Распр. вер	$P_b$ ,Вт	$K_a$						$F_{\text{max}}$ , кГц
Ц-00	НР	3.0	5	6.5	36	39	АМ-2	когер	1.2
Ц-01	ДЭР	1.2	8	12	31	34	АМ-2	неког	1.6
Ц-02	РР	2.5	*	2.4	38	41	ЧМ-2	неког	1.5
Ц-03	НР	0.1	5	6.5	42	45	ЧМ-2	когер	1.2
Ц-04	ДЭР	0.3	5,5	8.0	42	45	ФМ-2	когер	2.8
Ц-05	РР	0.5	*	2.4	44	47	ОФМ-2	когер	2.6
Ц-06	НР	0.7	3	2.7	40	43	ОФМ-2	неког	2.0
Ц-07	ДЭР	0.9	4	3.5	37	40	ФМ-4	когер	2.2
Ц-08	РР	1.2	*	5000	50	53	ОФМ-4	когер	3.0
Ц-09	НР	1.5	3,5	2.5	39	42	ЧМ-4	неког	1.5
Ц-10	ДЭР	1.8	4,5	12	36	39	ЧМ-8	неког	1.7
Ц-11	РР	2.0	*	3500	38	41	КАМ-16	когер	2.3
Ц-12	НР	2.5	4,5	14	42	45	ФМ-4	когер	2.5
Ц-13	ДЭР	2.8	6,5	18	33	36	АМ-2	когер	2.7
Ц-14	РР	3.0	*	800	44	47	АМ-2	неког	1.9
Ц-15	НР	0.2	7	12.5	39	42	ЧМ-2	когер	3.0
Ц-16	ДЭР	0.4	8	15	37	40	ЧМ-2	неког	2.0
Ц-17	РР	0.6	*	1.6	50	53	ФМ-2	когер	3.2
Ц-18	НР	0.8	3,5	4.5	45	48	ОФМ-2	когер	3.4
Ц-19	ДЭР	1.0	4,5	7.0	36	39	ОФМ-2	неког	2.2
Ц-20	РР	1.1	*	0.8	38	41	ФМ-4	когер	3.6
Ц-21	НР	1.3	5,5	7.5	42	45	ОФМ-4	когер	1.8
Ц-22	ДЭР	1.4	6,5	9.5	37	40	ЧМ-4	неког	1.1
Ц-23	РР	1.6	*	100	44	47	ЧМ-8	неког	1.2
Ц-24	НР	2.2	4,5	11	42	45	КАМ-16	когер	2.0
Ц-25	ДЭР	2.4	6,5	8.5	33	36	ФМ-4	когер	2.2
Ц-26	РР	2.6	*	0.1	50	53	АМ-2	когер	2.5
Ц-27	НР	1.9	3,5	2.5	45	48	АМ-2	неког	1.3
Ц-28	ДЭР	0.1	3	2.7	46	49	ЧМ-2	когер	2.4
Ц-29	РР	0.3	*	22	38	41	ЧМ-2	неког	1.8
Ц-30	НР	0.5	3.5	2.5	39	42	ФМ-2	когер	3.4

## ПРИЛОЖЕНИЕ Б.

Исходные данные для выполнения КР варианта 2.

Таблица П.2. Исходные данные для выполнения КР варианта 2

Номер вар.	Источник сообщений	$P_{3H}$	В, Бод	Метод модул.	Способ приема	ЭВК, дБ
Д-00	$M_a=32$	1E-7	50	АМ-2	когер	1.6
Д-01	английский	2E-7	9600	АМ-2	неког	2.8
Д-02	$M_a=64$	3E-7	4800	ЧМ-2	когер	1.5
Д-03	Русский	4E-7	2400	ЧМ-2	неког	2.7
Д-04	$M_a=128$	7E-7	1200	ФМ-2	когер	1.6
Д-05	английский	1E-6	600	ОФМ-2	когер	2.2
Д-06	$M_a=32$	2E-6	300	ОФМ-2	неког	1.3
Д-07	Русский	2E-6	200	ФМ-4	когер	2.6
Д-08	$M_a=64$	3E-6	150	ОФМ-4	когер	1.5
Д-09	английский	4E-6	100	ЧМ-4	неког	2.3
Д-10	$M_a=128$	7E-6	75	ЧМ-8	неког	1.2
Д-11	русский	1E-5	50	КАМ-16	когер	2.3
Д-12	$M_a=32$	2E-5	9600	ФМ-4	когер	1.35
Д-13	английский	3E-5	4800	АМ-2	когер	2.5
Д-14	$M_a=64$	4E-5	2400	АМ-2	неког	1.25
Д-15	русский	4E-5	1200	ЧМ-2	когер	2.3
Д-16	$M_a=128$	7E-5	600	ЧМ-2	неког	1.1
Д-17	английский	5E-5	300	ФМ-2	когер	2.1
Д-18	$M_a=32$	1E-4	200	ОФМ-2	когер	1.2
Д-19	русский	2E-4	150	ОФМ-2	неког	1.8
Д-20	$M_a=64$	2E-7	100	ФМ-4	когер	1.6
Д-21	английский	2E-7	75	ОФМ-4	когер	3.3
Д-22	$M_a=128$	4E-7	50	ЧМ-4	неког	1.35
Д-23	русский	4E-7	9600	ЧМ-8	неког	2.6
Д-24	$M_a=32$	5E-7	4800	КАМ-16	когер	1.5
Д-25	английский	1E-6	2400	ФМ-4	когер	3.1
Д-26	$M_a=64$	2E-6	1200	АМ-2	когер	1.55
Д-27	русский	2E-6	600	АМ-2	неког	2.4
Д-28	$M_a=128$	4E-6	300	ЧМ-2	когер	1.45
Д-29	английский	5E-6	200	ЧМ-2	неког	1.65
Д-30	$M_a=32$	4E-6	150	ФМ-2	когер	2.0

## ПРИЛОЖЕНИЕ В

Пример графика зависимости  $P_{\sigma} = f(h^2)$

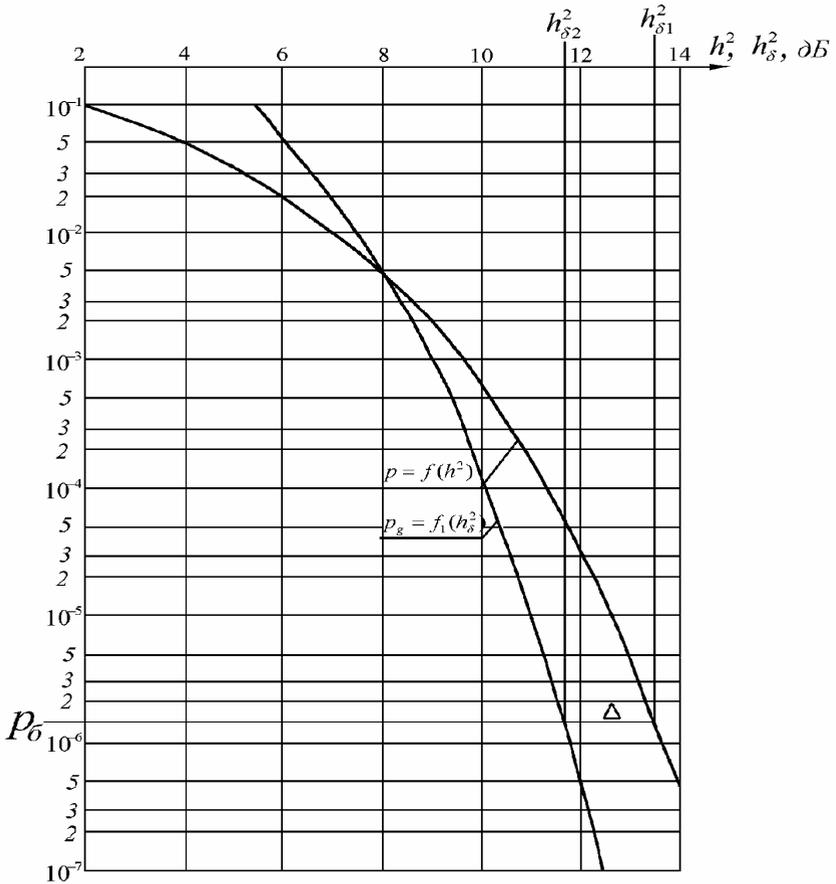


Рисунок 4. – Пример графика зависимости  $P_{\sigma} = f(h^2)$

## ПРИЛОЖЕНИЕ Д

Графики зависимости ЭВК от значности кода

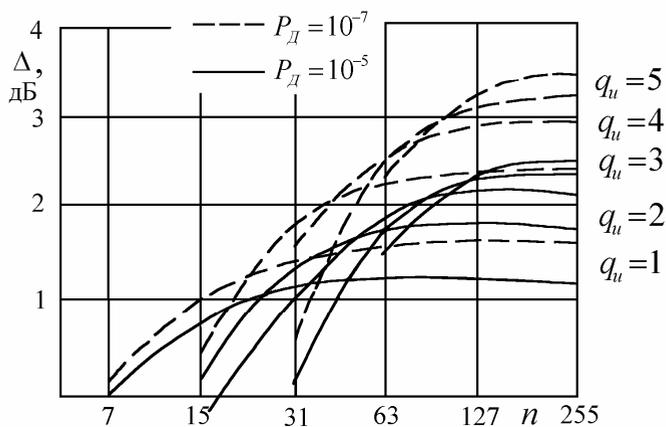
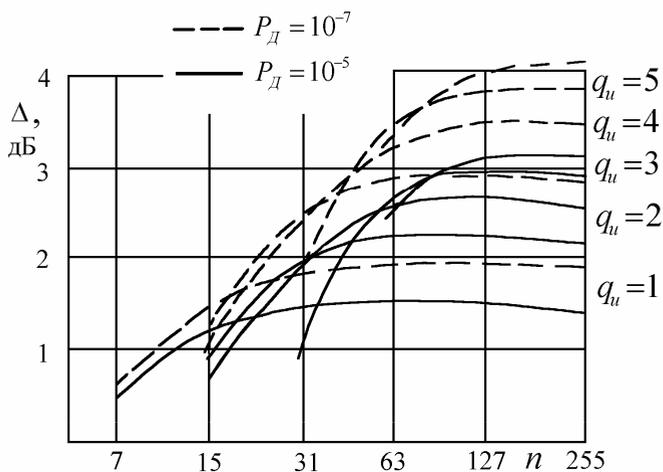


Рисунок 5. – Графики зависимости ЭВК от значности кода;  
 а) – когерентный, б) – некогерентный приём.

*Учебное издание*

**Методические указания**  
**к выполнению курсовой работы**  
**по дисциплине**  
**«Теория электрической связи»**  
**для студентов специальности 210406**  
**«Сети связи и системы коммутации»**

Составитель:

Краснов Роман Петрович

В авторской редакции

Подписано в печать 00.00.2009 г. Формат 60×84/16.  
Бумага для множительных аппаратов.  
Усл. печ. л. 00. Тираж 50 экз. Заказ № 00

Международный институт компьютерных технологий  
394026, Воронеж, ул. Солнечная, 29 б