Некоммерческое акционерное общество

АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ

Кафедра радиотехники

ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

Сборник задач для студентов специальности
5В071900 – Радиотехника, электроника и телекоммуникации

Алматы 2014

Составители: Шаймардан Ж.Ш., Суйеубаев О.Б., Теория электрической связи. Сборник задач для студентов специальности 5В071900 – Радиотехника, электроника и телекоммуникации. - Алматы: АУЭС, 2014. - 26с.

Сборник задач содержит краткие теоретические сведения и общие рекомендации по решению задач по дисциплине «Теория электрической связи» для 3-го курса, приводится список рекомендуемой литературы.

Ил .3, библиогр. - 6 назв.

Рецензент: канд.тех.наук. проф. Байкенов А.С.

Печатается по плану издания некоммерческого акционерного общества «Алматинский университет энергетики и связи» на 2014г.

Введение

Предлагаемый сборник задач является первым сборником по курсу «Теория электрической связи» (ТЭС).

Согласно программе курса ТЭС в данный сборник задач включены задачи по таким разделам, как «Системы связи и способы передачи сообщений», «Уравнения состояния. Марковские модели каналов связи», «Цифровые методы передачи сообщений». В раздел «Пространства сообщений и сигналов» введены задачи по ансамблям многомерных сигналов. Выделен в отдельную главу и существенно дополнен материал по методам повышения эффективности систем связи. Значительно переработаны главы «Теория многоканальной передачи сообщений» и «Основы теории помехоустойчивого кодирования», в которую включены новые задачи, в частности по сверточным кодам.

По содержанию, расположению материала и основным обозначениям сборник соответствует учебнику (6), рекомендованному для изучения курса ТЭС, и дополняет его.

Сборник содержит 3 главы, в которых приведено около 30 задач, иллюстрирующих общие закономерности передачи сообщений по каналам связи, потенциальные возможности способов передачи и приема сигналов. Каждый раздел имеет краткое теоретическое введение.

В пособии приведены как простые, так и сложные задачи, решение которых может показаться затруднительным. В этих случаях потребуется квалифицированная помощь преподавателей.

1 Системы связи и способы передачи сообщений

1.1 Сообщение и сигнал, система связи, канал связи

Сообщением называют совокупность знаков (символов), содержащих те или иные сведения (информацию).

Сообщение дискретного источника (текста телеграммы, данные с выхода ЭВМ и другие) образуют счетные множество (эти символы можно пронумеровать), в то время как сообщение непрерывного источника (речь, музыка, телевизионные изображения) образуют несчетные (континуальные) множества.

Физический процесс, отображающий (несущий) передаваемое сообщение по времени, называют сигналом.

Если сигнал представляет собой функцию $u(t)$, принимающую только дискретные значения u_k, его называют дискретным (точнее дискретным по состояниям). Если сигнал может принимать любые значения в некотором интервале, его называют непрерывным(по состояниям) или аналоговым.

Иногда сообщение (сигнал) задается не на всей оси времени, а только в определенные моменты t_k. Такие сообщения (сигналы) называют дискретными по времени.

Совокупность технических средств, служащих для передачи сообщений от источника к потребителю, называют системой связи.

Канал связи – это совокупность технических средств, обеспечивающих передачу сигнала от одной точки системы до другой. Точки входа и выхода канала определяются решаемой (исследуемой) задачей.

Канал является дискретным, если на его входа и выходе – дискретные (по состоянием) сигналы, и непрерывным, если эти сигналы непрерывные. У дискретно-непрерывного и непрерывно-дискретного канала на входе действуют дискретные сигналы, а на выходе непрерывные наоборот.

Емкость (объемом) сигнала V_c называют произведение трех его физических характеристик: длительности сигнала $T_с$, ширины спектра F_c и динамического диапазона уровней сигнала (по мощности) D_c:

$$V_c = T_с F_c D_c; \tag{1.1}$$

$$D_c = 10\lg\frac{Pмакс}{Pмин}. \tag{1.2}$$

В этом выражении $P_{макс}$ – максимальное (пиковое) значение мощности сигнала; $P_{мин}$ – минимальное значение мощности сигнала.

Величина V_c чаще всего характеризует весь ансамбль используемых в данной системе связи сигналов. Иным словами, эта характеристика описывает сигнала как случайный процесс. В этом случае $T_с$ – это средняя длительность сигнала; F_c – ширина энергического спектра, а $P_{макс}$ и $P_{мин}$ при определении D_c

для ансамбля с неограниченным числом реализаций представляют собой какой-либо заданной малой вероятностью. Емкость сигнала – весьма важная характеристика, позволяющая оценивать трудности, связанные с его передачей.

При наличии шумов в канале допустимый минимальный уровень мощности $P_{мин}$ обычно определяется средней мощностью шумов в канале. Поэтому можно записать

$$D_c = 10\lg \frac{Pмакс}{Pш}. \qquad (1.3)$$

Максимальную мощность $P_{макс}$ иногда выражают через усредненную за достаточно большой интервал времени мощность сигнала $P_{c.}$ В этом случае

$$D_c = 10\lg \frac{П^2 Pc}{Pш}, \qquad (1.4)$$

где $П^2$=$P_{макс}$/P_c– пик-фактор сигнала по мощности. Эта величина зависит от статистика сигнала. Отношение средних мощностей сигнала и шума P_c/$P_ш$ часто называют просто отношением сигнал-шум.

Аналогично емкости сигнала можно ввести характеристику, называемую емкость (объемом) канала:

$$V_k=T_kF_kD_k, \qquad (1.5)$$

где T_k – время использование канала;

F_k – полоса пропускаемых каналом частот;

D_k - динамический диапазон уровней, пропускаемых каналом с допустимыми искажениями.

Для передачи сигнала, имеющего объем V_c , с достаточно высоким качеством должно выполняться неравенство

$$V_c \leq V_k. \qquad (1.6)$$

При этом необходимо согласование сигнала и канала по всем трем параметрам, т.е.

$$T_с \leq T_k, F_c \leq F_k, D_c \leq D_k. \qquad (1.7)$$

1.2 Кодирование и декодирование

Кодирование (в узком смысле) – сопоставление дискретному сообщению a_i (i=$\overline{1,K}$) определенной последовательности кодовых символов, выбираемых из конечного множества символов $\{b_j\}$ (j=$\overline{1,m}$), называемого кодовым алфавитом. Если число разрядов во всех кодовых комбинациях n=const, то код называется равномерным. Число кодовых комбинаций равномерного кода

$$N=m^n, \tag{1.8}$$

где m – основание кода;

n – число разрядов в кодовой комбинации.

Неравномерные коды характеризуются различным числом символов в кодовых комбинациях.

Каждую букву ансамбля $\{a_i\}$с объемом K можно закодировать при

$$N=m^n \geq K. \tag{1.9}$$

Если число кодовых комбинаций $N=K$, то код называется простым (примитивным). Число разрядов в кодовой комбинации равномерного примитивного кода

$$n=\log_{\mathrm{m}} \mathrm{K} = \log_2 \mathrm{K} / \log_2 \mathrm{m}. \tag{1.10}$$

Если же число кодовых комбинаций $N>K$, то код называется корректирующим.

При кодировании отдельным символам источника сообщений удобно поставить в соответствие целые числа от 0 до $K-1$.

Любое целое M может быть представлено в системе счисления с основанием m:

$$M=b_{n-1}m^{n-1}+b_{n-2}m^{n-2}+\ldots+b_1 m^1+b_0 m^0. \tag{1.11}$$

Коэффициенты b_i принимают значения от 0 до $m-1$. Их совокупность и есть кодовая комбинация для символа a_i, которому поставлен в соответствие номер M_i :

$$a_i \Rightarrow M_i \Rightarrow (b_{n-1}, b_{n-2}, \ldots, b_1, b_0).$$

Декодирование состоит в восстановлении сообщения принимаемым кодовым символом.

1.3 Модуляция

При модуляции параметр переносчика (несущей) $f(k,l,\ldots t)$ меняется по закону первичного сигнала $b(t)$.

При гармонической несущей на практике применяется амплитудная модуляция (АМ). Сигнал АМ

$$u_{AM}(\mathrm{t})=[U_0 + k_A b(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \tag{1.12}$$

где U_0, ω_0, φ_0 – амплитуда, частота и начальная фаза несущей;

k_A–крутизна модуляционной характеристики.

Сигнал балансной модуляции (БМ-сигнал).

$$u_{БМ}(t)=k_{БМ}b(t)\cos(\omega_0 t+\varphi_0). \qquad (1.13)$$

Сигнал однополосной модуляции (ОМ-сигнал).

$$u_{ОМ}(t)=k_{ОМ}b(t)\cos(\omega_0 t+\varphi_0)\pm k_{ОМ}\tilde{b}(t)\sin(\omega_0 t+\varphi_0). \qquad (1.14)$$

где $\tilde{b}(t)$ – сигнал, сопряженный с$b(t)$ по Гильберту (у него все частные компоненты сдвинуты на 90°). Знак «−» в (1.14) соответствует системе ОМ с верхней боковой полосой, знак «+» - системе ОМ с нижней боковой полосой,

Сигнал фазовой модуляции (ФМ-сигнал).

$$u_{ФМ}(t)=U_0\cos[\omega_0 t+k_{ФМ}b(t)+\varphi_0]. \qquad (1.15)$$

Сигнал частотной (интегральной) модуляции (ЧМ-сигнал).

$$u_{ЧМ}(t)=U_0\cos\left[\omega_0 t+k_{ЧМ}\int_0^t b(x)dx+\varphi_0\right] \qquad (1.16)$$

На практике применяются системы с двойной модуляцией, чаще всего системы ОМ – АМ, ФМ – АМ, ЧМ – ОМ, ОМ – ЧМ, ЧМ – ЧМ и др. Если несущая модулируется дискретным сообщением, то говорят о дискретной модуляции. Кроме дискретной АМ, ФМ, ЧМ, используется система относительной фазовой модуляции (ОФМ).

В отличие от ФМ при ОФМ фаза сигналов отсчитывается не от некоторого эталона, а от фазы предыдущего элемента сигнала. При передаче двоичных сообщений символ 0 передается, например, отрезком синусоиды с начальной фазовой предыдущего элемента сигнала, а символ 1 – таким же отрезком с начальной фазой, отличающейся от начальной фазы предшествующего элемента сигнала на π.

В импульсных системах связи дискретные отсчеты $b(k\Delta t)$ непрерывного сообщения передаются периодической последовательностью импульсов

$$j(t)=\sum_{k=-\infty}^{\infty}\vartheta(h,\tau,\Delta\vartheta,t-kT) \qquad (1.17)$$

где $\vartheta(t)$ – функция, определяющая форму импульсов ($0\le t\le\tau$);

h–высота (амплитуда) импульсов;

τ – длительность;

$\Delta\tau$ – отклонение импульса относительно тактовой точки;

T – период следования импульсов.

Пример:

По каналу связи, в котором действует шум с энергетическим спектром $G_0(f) = \frac{\sqrt{\pi}\beta(0)}{\beta}\exp\left[-\frac{\pi^2(\mathrm{f}-\mathrm{f}_0)^2}{\beta^2}\right]$, передается ЧМ сигнал $U_{ЧМ}(t)=U_m\cos\,[\omega_0 t+\Delta\omega \int_0^t b(x)dx+\ \varphi_0]$. Полоса сигнала F_c=100 кГц, длительность T_c=10 с. Определить допустимую амплитуду сигнала, если $V_к=2\cdot10^7$; $\beta=1{,}13\cdot10^5$, средняя мощность шума $P_Ш=10^{-2}$ Вт.

Решение: если длительность и полоса сигнала соглосованы с соответствующими параметрами канала, то $D_c=V_к\ /\ (F_cT_c)$=20. Так как в соответствии с D_c=10 lg ($P_{макс}\,P_ш$), находим:

$P_{макс}\,P_ш=10^{0,1D_c}$=100.

При ЧМ пиковая мощность сигнала $P_{макс}=U^2_m$. Найдем среднюю мощность шума в канале и полосе сигнала:

$$P_Ш=\int_{\mathrm{f}_0\text{-}0,5\mathrm{F}_C}^{\mathrm{f}_0+0,5\mathrm{F}_C}\mathrm{G}_0(\mathrm{f}) = \left(\frac{\sqrt{\pi}\mathrm{B}(0)}{\beta}\right)\int_{\mathrm{f}_0\text{-}0,5\mathrm{F}_C}^{\mathrm{f}_0+0,5\mathrm{F}_C}\exp[\text{-}\pi^2\left(\mathrm{f}\text{-}\frac{\mathrm{f}_0)^2}{\beta^2}\right]\mathrm{df}.$$

Вводя обозначение $\sigma=\beta/\sqrt{2\pi^2}$, получаем

$$P_Ш= (B(0)/\sqrt{2\pi\sigma^2})\int_{f_0-0,5F_C}^{f_0+0,5F_C}\exp[f-f_0)^2/2\sigma^2]df\ .$$

После замены переменной $t=(f\text{-}f_0)\sigma$ имеем $P_ш$=B(0)Фх(0,5F_c /σ), где Ф(х) – функция Крамна. Отсюда $P_ш=10^{-2}$Фх($0{,}44\sqrt{2\pi}$)=$9{,}5\cdot10^{-3}$ Вт. С учетом этого результата имеем $U_m=\sqrt{P_{макс}}=\sqrt{100P_ш}=0{,}975$ В.

1.4 Задачи

1.4.1 Изменение давления, создаваемого говорящим у микрофона за время T=100 мс, показано на рисунке 1.1. Уровень давления, измеряемый в децибелах, меняется в переделах 0,5 … 3,5 дБ. Верхняя частота спектра сообщения $F_{макс}$=4000 Гц. Скольким реализациями можно описать сообщения источника при дискретном времени с шагом $\Delta t=1/(2F_{макс})$ и квантовании уровней с шагом $\Delta\mathrm{P}=1$дБ?

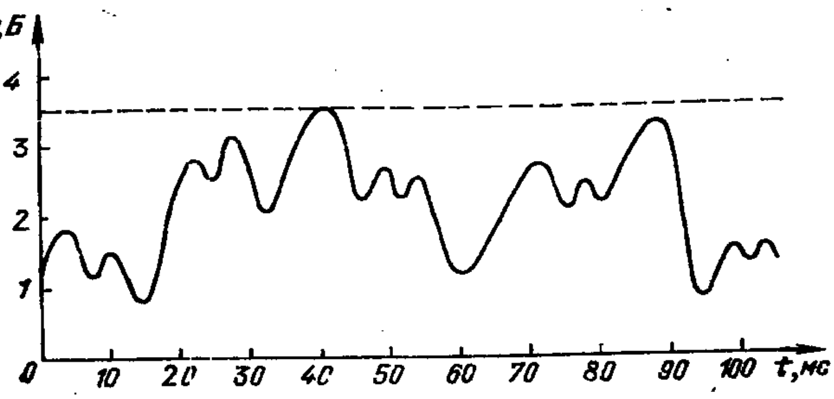

Рисунок 1.1 - Изменение звукового давления

Ответ: 4^{800}.

1.4.2 Определить, во сколько раз емкость телевизионного сигнала превосходит емкость радиовещательного сигнала (при одинаковой их длительности), если F_{TB}=6,5МГц, и $F_{РВ}$=12кГц. (Динамические диапазоны телевизионного и радиовещательного сигналов следует считать одинаковыми).

Ответ: 540.

1.4.3 Канал связи с полосой $F_к$=10 кГц предполагается использовать в течение 10 с. В канале действует шум с равномерной спектральной плотностью мощности $N_0=10^{-4}$мВт/Гц. Какова предельная мощности сигнала, который может быть передан по данному каналу если объем канала $V_k=10^6$?

Ответ: 10 мВт.

1.4.4 Амплитудно-модулированный сигнал $U_{AM}(t)=U_m(1+msint)cos\omega t$ предполагается передать по каналу с объемом $V_k=10^5$. Найти допустимый коэффициент глубины модуляции m, если полоса частот сигнала F_c=100Гц, а его длительность T_c=10 с.

Ответ: 0.53.

1.4.5 Источник сообщений выдает символы из ансамбля, имеющего объем К=8. Записать кодовые комбинации примитивного равномерного двоичного кода, соответствующие символам данного источника. Построить граф кода (кодовое дерево).

Ответ: 3.

1.4.6 Чему должен быть равен объем алфавита К, который можно закодировать равномерным примитивным кодом с основанием m=2; 3; и 8 n=2; 3; 5?

1.4.7 Технической скоростью передачи υ называется количество кодовых символов, передаваемых в единицу времени. Определить техническую скорость передачи для стартстопного телеграфного аппарата, передающего одну букву семью посылками: стартовой (20 мс), пятью кодовыми (20 мс каждая) и одной стоповой (30 мс).

Ответ: 50 Бод.

1.4.8 Напишите выражение для сигнала в системе ОМ – ФМ (в нижней ступени модуляции используется нижняя или верхняя боковая полоса). Индексы 1 и 2 припишите параметрам соответственно первой и второй системы модуляции. Определите ширину полосы сигнала, если первая поднесущая f_1=100 кГц, верхняя частота сообщения $F_{макс}$=4 кГц, а индекс модуляции во второй системе β_2=15

Ответ: 1,56 МГц.

1.4.9 Напишите выражение для сигнала в системе ФМ – АМ. Определите ширину полосы частот сигнала, если f_1=100 кГц, $F_{макс}$=4 кГц, а индекс ФМ β_2=15.

Ответ: 160 кГц, 320 кГц.

1.4.10 Напишите выражение для сигнала в системе ЧМ – ОМ (в верхней ступени используется нижняя боковая полоса). Определите ширину полосы частот сигнала, если $F_{макс}$=4 кГц, индекс ЧМ равен β_2=15.

Ответ: 120 кГц.

1.4.11 Напишите выражение для сигнала в системе ЧМ-ЧМ. Определите ширину полосы частот сигнала, если индексы модуляции β_1=10, β_2=15, f_1=100кГц, $F_{макс}$=4кГц.

Ответ: 8,4 МГц.

2 Сообщения, сигналы, помехи

2.1 Сообщения, сигналы и помехи как случайные процессы, спектры случайных процессов

Как сообщения, так и сигналы во многих случаях отображаются дискретными (по уровням) процессами с дискретным временем (случайные последовательности). Их называют дискретными случайными процессами с элементами $A(t_k)$, которые могут принимать K различных значений $a_1, a_2, \ldots, a_K$.

Вероятность реализации отрезка (цепочки) дискретного случайного процесса с n элементами можно записать

$$P(a_{i1}, a_{i2}, \ldots, a_{in}) = P(a_{i1})P(a_{i2}|a_{i1})P(a_{i3}|a_{i1}, a_{i2}) \ldots P(a_{in}|a_{i1}, a_{i2} \ldots a_{i(n-1)}), \qquad (2.1)$$

где $P(a_{in}|a_{i1}, a_{i2} \ldots a_{i(n-1)})$ - условная вероятность появления элемента a_{in} в момент t_n при условии, что в предыдущие моменты $t_{n-1}, \ldots, t_1$ осуществлялась реализация отрезка (цепочка) $a_{i1}, a_{i2}, \ldots, a_{i(n-1)}$;

$A(t_k) = a_{ik}$ - реализация символа в момент t_k;

i - значение элемента;

k - момент времени (номер символа в цепочке).

Если отдельные символы цепочки появляются независимо (последовательность Бернулли),

$$\mathrm{P}(\mathrm{a}_{i1}, \dots, a_{in}) = \prod_{k=1}^{n} P(a_{ik}), \qquad (2.2)$$

где $\mathrm{P}(\mathrm{a}_{ik})$ - безусловная вероятность появления символа a_{ik}.

Важным видом случайной последовательности зависимых элементов является цель Маркова. Для простой цепи Маркова условная вероятность появления некоторого элемента a_{ik} целиком определена, если известен предыдущий элемент $a_{i(k-1)}$,т. е.

$$P(a_{ik}|a_{i1}, \dots, a_{i(k-1)})=P(a_{ik}|a_{i(k-1)}). \qquad (2.3)$$

Непрерывный случайный сигнал (процесс) $X(t)$ с дискретным временем t_k полностью определен в n точках (сечениях), если известна n-мерная интегральная функция распределения:

$$F_n(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1, t_2, \dots, t_n)=P\{X(t_1)\le x_1, \dots, X(t_n)\le x_n\}, \qquad (2.4)$$

где P{ } обозначает совместную вероятность событий, записанных в скобках, $X(t_k)$ представляет собой случайную величину и называется сечением случайного процесса в момент t_k.

Частные производные функции распределения по всем x_k определяют n-мерную плотность вероятности

$$w_n(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1, t_2, \dots, t_n) = \frac{\partial^n F_n(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1, t_2, \dots, t_n)}{\partial x_1 \partial x_2 \dots \partial x_n}. \qquad (2.5)$$

Марковская случайная последовательность обладает тем свойством, что при известном значении $X(t_{k-1}) = x_{k-1}$ вероятность значения $X(t_k)$($t_k > t_{k-1}$) не зависит от значений процесса в любые более ранние моменты времени:

$$\mathrm{P}(x_k, t_k|x_1, x_2, \dots, x_{k-1}; t_1, t_2, \dots, t_{k-1})=\mathrm{P}(x_k, t_k|x_{k-1}, t_{k-1}). \qquad (2.6)$$

Непрерывный и случайный процесс задан полностью, если для любого n и любых моментов $t_1, t_2, \dots, t_n$ в области его определения [О, T] можно найти функцию распределения. Математическое ожидание случайного процесса $X(t)$ по ансамблю (или его среднее значение) определяется так:

$$M\{X(t)\} = \overline{X(t)} = m_x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x w_1(x,t)dx, \qquad (2.7)$$

где $w_1(x,\ t)$ - одномерная плотность вероятности для сечения. Математическое ожидание квадрата центрирозанного сигнала $\dot{X}(t) = X(t) — \overline{X(t)}$ (дисперсия):

$$M\left\{\dot{X}^2(t)\right\} = \overline{\overline{\dot{X}^2(t)}} = D\{X(t)\} = \sigma_x^2(t) = \int_{-\infty}^{\infty}\left[x - \overline{X(t)}\right]^2 w_1(x,t)dx\,. \quad (2.8)$$

Корреляционная функция случайного сигнала

$$\mathbf{B_x(t_1, t_2) = \overline{\dot{X}(t_1)\dot{X}(t_2)} =}$$
$$= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\left[\mathbf{x_1 - \overline{X(t_1)}}\right]\left[\mathbf{x_2 - \overline{X(t_2)}}\right]\mathbf{w_2(x_1, x_2; t_1, t_2)dx_1dx_2}\,, \quad (2.9)$$

где $w_2(x_1,\ x_2;\ t_1,\ t_2)$ —двумерная плотность вероятности для сечений $X\{t)$ в моменты t_1 и t_2.

Иногда корреляционную функцию определяют без центрирования, тогда корреляционную функцию, определенную с центрированием, называют функцией ковариации.

Случайный процесс, у которого математическое ожидание и дисперсия не зависят от времени, а корреляционная функция зависит от разности $t_2—i_1=\tau$, но не от самих значений t_1 и t_2, называется стационарным (в широком смысле).

Для стационарного случайного процесса $|B_x(\tau)|\leq\sigma^2_x=B_x(0)$. Нормированная корреляционная функция (коэффициент корреляции) стационарного процесса $R_x(\tau)=B_x(\tau)/\sigma^2_x$. Интервал корреляции стационарного случайного процесса часто определяют по методу эквивалентного прямоугольника формулой

$$\tau_k = \int_0^{\infty}|R_x(\tau)|\,d\tau. \quad (2.10)$$

Для стационарных эргодических процессов с вероятностью, близкой к 1, математическое ожидание по ансамблю равно среднему значению во времени одной реализации процесса:

$$m_x = \overline{X(t)} \approx \widetilde{x(t)} = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x(t)dt; \quad (2.11)$$

$$\sigma^2 = \overline{\dot{X}^2(t)} \approx \widetilde{x^2(t)} = \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{\frac{T}{2}}^{-\frac{T}{2}}\left[x(t) - \widetilde{x(t)}\right]^2 dt; \quad (2.12)$$

$$B_x(\tau) = \overline{\dot{X}^2(t)X(t+\tau)} \approx \dot{x}(t)\dot{x}(t+\tau) =$$
$$= \lim_{T\to\infty}\frac{1}{T}\int_{\frac{T}{2}}^{-\frac{T}{2}}\left[x(t) - \widetilde{x(t)}\right]\left[x(t+\tau) - \widetilde{x(t)}\right]dt. \quad (2.13)$$

Для непрерывного (скалярного) марковского процесса диффузионного типа двумерная плотность вероятности перехода $w_2(x,t|x_0, t_0) = w_2(X(t) \mid X_0[t_0).\ t>t_0$ и одномерная безусловная плотность вероятности $w_1(x, t)$ удовлетворяют одному и тому же уравнению в частных производных Колмогорова - Фоккера-Планка:

$$\frac{\partial w_2\,(x,t|x_0,t_0)}{\partial t} = \frac{\partial[A_1(x,t)w_2(x,t|x_0,t_0)]}{\partial x} + \frac{1}{2}\frac{\partial^2[A_2(x,t)w_2(x,t|x_0,t_0)]}{\partial x^2};$$

$$w^2(x,t|x_0,t_0) = \delta(x - x_0). \tag{2.14}$$

Коэффициенты сноса $A_1(x, t)$ и диффузии $A_2(x, t)$ определяются как условные математические ожидания:

$$A_1(x,t) = \lim_{\Delta t\to 0}\frac{1}{\Delta t}\overline{[X(t+\Delta t) - X(t)|x(t)]}$$
$$A_2(x,t) = \lim_{\Delta t\to 0}\frac{1}{\Delta t}\overline{[\{X(t+\Delta t) - X(t)\}^2|x(t)]}\ . \tag{2.15}$$

Для стационарного марковского процесса коэффициенты сноса и диффузии не зависят от времени:

$$A_1(x,\ t)=A_1(x),\ \ A_2(x,\ t)=A_2(x), \tag{2.16}$$

стационарная плотность

$$w(x) = \lim_{t\to\infty} w(x,t) \tag{2.17}$$

и может быть найдена согласно (2.14) из уравнения

$$\frac{d}{dx}[A_2(x)w(x)] = 2A_1(x)w(x) + const\,). \tag{2.18}$$

Общее решение (2.18) содержит две произвольные постоянные, которые определяются из условия нормировки $\int_{-\infty}^{\infty} w(x)dx = 1$ и граничного условия относительно w(x), например,

$$w(\infty)=w(-\infty)=0. \tag{2.19}$$

Случайный процесс X (:) называется гауссовским, если его любая (при произвольно выбранных сечениях) n-мерная плотность вероятности определяется формулой

$$\mathbf{w_n(x_1, x_2, \dots, x_n; t_1, t_2, \dots, t_n) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n D}} \left[-\frac{1}{2} \sum_{i=1}^{n} \sum_{k=1}^{n} v_i k(x_i - m_i) \cdot \right.}$$
$$\mathbf{\left. \cdot (x_k - -m_k) \right],} \qquad (2.20)$$

где $\boldsymbol{v_{ik}}$ — элементы матрицы, обратной матрице корреляции

$$B = \begin{vmatrix} B_{11}(t_1, t_1) & B_{12}(t_1, t_2) & \dots & B_{1n}(t_1, t_n) \\ B_{21}(t_2, t_1) & B_{22}(t_2, t_2) & \dots & B_{2n}(t_2, t_n) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ B_{n1}(t_n, t_1) & B_{n2}(t_n, t_2) & \dots & B_{nn}(t_n, t_n) \end{vmatrix};$$

D - определитель матрицы B; $\boldsymbol{m_i = \overline{X(t_\iota)}}$.

Спектральная плотность мощности *G(f)* (энергетический спектр) случайного процесса определяет распределение средней мощности процесса по частоте. Односторонняя спектральная плотность мощности, заданная при $f \geq 0$, $G_o(f)=2G(f)$.

Средняя мощность процесса (дисперсия)

$$P_x=\sigma^2_x=\int_{-\infty}^{\infty} G(f)df= \int_0^{\infty} G_0(f)df. \qquad (2.21)$$

Спектральная плотность мощности центрированного стационарного случайного процесса $\overset{\circ}{X}(t)$ является преобразованием Фурье от корреляционной функции:

$$G_x(\tau)= \int_{-\infty}^{\infty} Bx(f)\, e^{-j2\pi f\tau} d\tau. \qquad (2.22)$$

Отсюда

$$B_x(\tau)= \int_{-\infty}^{\infty} Gx(f)\, e^{-j2\pi f\tau} df. \qquad (2.23)$$

Пара преобразований Фурье связывает также усредненную по времени корреляционную функцию нестационарного процесса $\overset{*}{R}_x(\tau)$ и его усредненный энергетический спектр $\overset{*}{G}_x(f)$. Ширину энергетического спектра часто определяют по методу эквивалентного прямоугольника:

$$F_э=\frac{\int_0^{\infty} G_0(f)df}{G_0 макс}=\frac{B_x(0)}{G_0 макс}. \qquad (2.24)$$

Произведение интервала корреляции $\tau_к$ и ширины энергетического спектра $F_э$ случайного процесса удовлетворяет соотношению

$$\tau_к F_э \approx 1. \qquad (2.25)$$

2.2 Основы теории дискретизации функций непрерывного аргумента. Теорема Котельникова

В технике связи очень часто возникает необходимость представить детерминированные и случайные функции непрерывного аргумента (например, времени или частоты) совокупностью их значений в дискретных точках (сечениях). Такое представление называют дискретизацией функций по аргументу.

Очень часто дискретизацию осуществляют на основе теоремы В. А. Котельникова, согласно которой функция $s(t)$, спектральная плотность которой отлична от нуля только в полосе частот $(—F,\ F)$, полностью определяется своими значениями, отсчитанными в дискретных точках через интервал

$$\Delta t=1/(2F). \tag{2.26}$$

Значения функции $s(t)$ в любой точке t выражаются формулой

$$s(t)=\sum_{k=-\infty}^{\infty} s(k\Delta t)\frac{\sin 2\pi F(t-k\Delta t)}{2\pi F(t-k\Delta t)}, \tag{2.27}$$

где $s(k\Delta t)$—отсчеты непрерывной функции $s(t)$ в дискретные моменты $t=k\Delta t$.

Строго говоря функция с ограниченным спектром не ограничена во времени (нефинитна), и наоборот, финитная функция времени имеет неограниченный спектр, Практический способ ограничения функции по спектру сводится к пропусканию сигнала через фильтр нижних частот (или полосовой фильтр). Относительная погрешность такого усечения спектра

$$\boldsymbol{\delta_y}=\frac{\widetilde{[\mathbf{s(t)}-\mathbf{s_{\sim}(t)}]^2}}{\widetilde{\mathbf{s^2(t)}}}=\frac{\int_{\mathbf{F}}^{\infty}|\mathbf{S(jw)}|^2\mathbf{df}}{\int_{\mathbf{0}}^{\infty}|\mathbf{S(jw)}|^2\mathbf{df}} \tag{2.28}$$

в случае детерминированной функции $s(t)$ и

$$\boldsymbol{\delta_y}=\frac{\int_{\mathbf{F}}^{\infty}\mathbf{G(f)df}}{\int_{\mathbf{0}}^{\infty}\mathbf{G(f)df}} \tag{2.29}$$

для случайного процесса.

Полагая, что одновременно ограничен спектр сигнала полосой F н его длительность интервалом $T,$ можно воспользоваться усеченным рядом Котельникова для приближенного представления сигнала:

$$s_{\sim}(t)=\sum_{k=1}^{\text{B}} s(k\Delta t)\frac{\sin 2\pi F(t-k\Delta t)}{2\pi F(t-k\Delta t)}\,. \tag{2.30}$$

В выражении (2.58) $B=T/\Delta t+1=2FT+1$—число отсчетов, приближенно описывающих финитный сигнал s(t), или база сигнала. При $2FT>>1$ можно считать, что

$$B = 2FT. \tag{2.31}$$

Ряды (2.28) и (2.30) могут быть использованы и для представления случайных процессов. В этом случае коэффициенты указанных рядов являются случайными величинами.

Если допустить, что воспроизведение процесса $X(t)$ на приеме осуществляется формированием ступенчатой функции $Y(t)$ (см. рисунок 2.1) с шагом $\Delta_т$

$$У(t)=X(t_t-\Delta_T),\ t_i<t<t_{i+1}, \tag{2.32}$$

то, полагая, что речь идет о стационарном случайном процессе, интервал определения которого превосходит шаг воспроизведения $\Delta_Т$, можно найти средний квадрат ошибки воспроизведения:

$$\sqrt{\varepsilon^2} = \overline{|Y(t) - X(t_\iota)|^2} = |X(t_i - \Delta_T) - X(t_i)|^2. \tag{2.33}$$

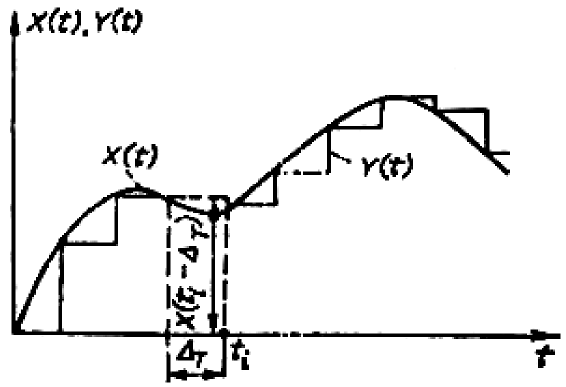

Рисунок 2.1- К пояснению воспроизведения процесса $X(t)$ путем формирования ступенчатой функции

Осуществляя простые вычисления, получаем относительную погрешность воспроизведения

$$\boldsymbol{\delta}_{\text{В}} = \frac{\overline{\boldsymbol{\varepsilon^2}}}{\boldsymbol{B_x(0)}} = \mathbf{2}[\mathbf{1} - \boldsymbol{R_x}(\Delta_{\boldsymbol{T}})], \tag{2.34}$$

где $R_x(\Delta_T)$ —значение нормированной корреляционной функции процесса при аргументе Δ_T.

Из (2.28) можно получить выражение для допустимой величины шага воспроизведения Δ_T, исходя из заданной погрешности воспроизведения $\delta_в$:

$$\Delta_r = R^{-1}{}_x(1—0,5\delta_В), \qquad (2.35)$$

где $R^{-1}{}_x$ — функция, обратная нормированной корреляционной функции процесса.

Пример: Стационарный случайный сигнал имеет корреляционную функцию $B(\tau)=B(0)exp(-\beta|\tau|)$, $\beta=10^{-2}$ $с^{-1}$. Найти интервал корреляции $\tau_к$ методом эквивалентного прямоугольника, а также, определив его как аргумент τ, при котором $B(\tau)=0,1B(0)$.

Решение: Нормированная корреляционная функция заданного сигнала $B(\tau)=exp(-\beta|\tau|)$. По формуле находим $\tau_к=\int_0^\infty \exp(-\beta\tau)\,d\tau=\frac{1}{\beta}=100$ с. Во втором случае $\tau_к$ находим из условия $0,1=exp(-\beta\tau_к)$. Отсюда $\tau_к=-\ln 0,1/\beta\approx 141$ с.

2.3 Задачи

2.3.1 Дискретный двоичный источник выдает последовательности из трех символов $A(t_1)$, $A(t_2)$,$A(t_3)$. Возможные реализации источника имеют вероятности

$P_1 = P\ (0_1\ 0_2\ 0_3) = 0,\ 1$; $P_5 = P\ (0_1\ 0_2\ 1_3) = 0,15$;
$P_2 = P\ (0_1\ 0_2\ 0_3) = 0,2$; $P_6 = P\ (0_1\ 1_2\ 1_3) = 0,05$;
$P_3 = P(1_1\ 0_2\ 0_3) = 0,05$; $P_7 = P\ (1_1\ 0_2\ 1_3) = 0,2$;
$P_4 = P(1_1\ 1_2\ 0_3) =0,15$; $P_8 = P\ (1_1\ 1_2\ 1_3) = 0,1$.

Найти: вероятности появления 2-символьных реализаций $P(a_{i1}\ a_{i2})$ и $P(a_{i2}\ a_{i3})$; безусловные вероятности $P(a_{i1})$, $P(a_{i2})$,$P(a_{i3})$; условные вероятности переходов $P(a_{i3}|a_{i1}a_{i2})$, $P(a_{i1}a_{i2}|a_{i3})$, $P(a_{i3}|a_{i2})$, $P(a_{i2}|a_{i1})$

Ответ: $P(0_1 1_2)\div P(1_1 1_2)=0,25$; $P(0_1)\div P(1_2\ /1_1)=0,5$; $P(0_3\ /0_1 0_2)=0,4$; $P(0_1 0_2\ /0_3)=0,2$.

2.3.2 Найти корреляционную функцию случайного синхронного телеграфного сигнала, реализации которого имеют случайный равномерно распределенный сдвиг Δt относительно начала координат (рисунок 2.2), принимающего в дискретные моменты времени, кратные, Т, значения $\pm h$ с вероятностью 0,5 независимо от того, какое значение он имел на предыдущем участке. Определить интервал корреляции этого процесса.

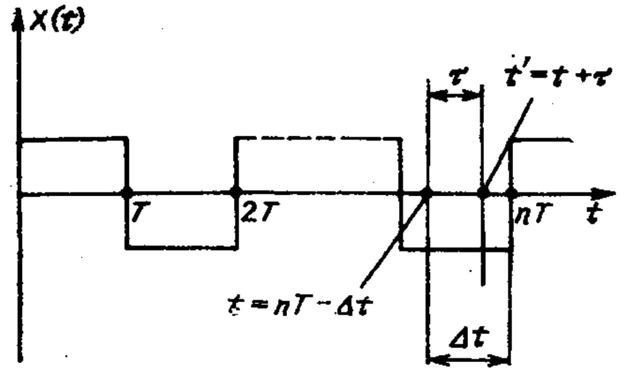

Рисунок 2.2 - Реализация случайного синхронного телеграфного сигнала

Ответ: T/2.

2.3.3 Найти энергетический спектр случайного синхронного телеграфного сигнала (см. задачу 2.3.2). Определить ширину энергетического спектра *F*, и убедиться, что $\tau_k F_э \approx 1$.

Ответ: 1/4.

2.3.4 Случайный стационарный процесс имеет равномерный энергетический спектр $G(f)=N_0/2$ (белый шум). Показать, что корреляционная функция этого процесса есть δ-функция, а его дисперсия $\sigma^2=B(0)=\infty$. Учесть соотношение

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi f\tau)\, df = \delta(\pi).$$

2.3.5 Показать, что энергетический спектр случайного стационарного процесса *Y (l)* с корреляционной функцией $B_y(\tau)=B_x(\tau)\cos\omega_0\tau$ определяется на положительных частотах при $f_o>>F_э(F_э$ — ширина спектра процесса с корреляционной функцией $B_x(4))$ соотношением

$G_y(f)_o{}^= G_x(f-f_0)$,

где $G_x(f)$ — энергетический спектр процесса X(t).

2.3.6 Определить относительную погрешность δ_y при представлении сигнала $s(t)=a\exp(—\beta^2 t^2)$ (колокольный импульс) рядом Котельникова, полагая, что полоса сигнала ограничивается в результате пропускания через идеальный фильтр нижних частот с полосой *F*. Найти интервал дискретизации Δt, полагая, что β=20 с-^{1}, δ_y= 10%.

Ответ: $6{,}56\cdot10^{-2}$ с.

2.3.7 Найти относительную погрешность представления случайного синхронного двоичного сигнала рядом Котельникова при произвольной граничной частоте. Определить величину δ_y, если граничная частота выбрана равной $F_э$ и $2F_э$ ($F_э$ - ширина энергетического спектра, найденная по методу эквивалентного прямоугольника).

Ответ: 0,096.

2.3.8 Нормированная корреляционная функция стационарного случайного процесса, подлежащего дискретизации, $R_x(\tau)$ = exp(—α|x|). Найти шаг воспроизведения Δ_T, при котором относительная погрешность воспроизведения δ_B равна 1%, $\alpha=0{,}1$ c^{-1}.

Сравнить полученную величину Δ_T с интервалом дискретизации по Котельникову Δt, обеспечивающим такую же погрешность δ_y.

Ответ: 0,523 с.

3 Каналы связи

3.1 Аддитивные помехи в непрерывном канале связи

Аддитивные помехи в канале связи вызываются разными причинами и могут принимать самые различные формы. Тем не менее по их электрической и статистической структурам такие помехи чаще всего разделяют на три основных класса:

1) флуктуационныеили гладкие (распределенные по частоте и времени);

2) сосредоточенныепо частоте (гармонические);

3) сосредоточенные во времени (импульсные).

Флуктуационная помеха – это непрерывный во времени случайный процесс (часто его полагают стационарным и эргодическим) с гауссовским распределением мгновенных значений и нулевым математическим ожиданием. Энергетический спектр N_0 такой помехи в переделах анализируемой полосы частот $F_э$ полагают равномерным (помеха типа белого шума).

Плотность вероятности появления отрезка флуктуационной помехи длительностью *T*.

$$\omega(u_T) = K\, exp\left(-\frac{1}{N_0}\int_0^T u^2(t)dt\right), \tag{3.1}$$

где *K*–постоянная,определяемая из условия нормировки.

Гармоническая (сосредоточенная по частоте) помеха – это аддитивная помеха, энергетический спектр который сосредоточен в сравнительно узкой полосе частот, сопоставимой или даже существенно более узкой, чем полоса частот сигнала.

Сосредоточенные помехи полагают равномерно распределенным в полосе частот, т.е. вероятность $p_{с.п}$ появления сосредоточенной помехи в полосе F пропорциональна этой полосе и зависит от среднего числа сосредоточенных помех $v_{с.п}$, превышающих пороговый уровень сигнала $P^*_{пор}$, в единице полосы.

Импульсная помеха – аддитивная помеха, представляющая собой последовательность импульсов, возбуждаемых кратковременными ЭДС апериодического или колебательного характера.

Моменты появления импульсной помехи полагают равномерно распределенными во времени. Это означает, что вероятность появления импульсной помехи $p_{\text{и.п}}$ в течение интервала T пропорциональна длительности интервала, а также среднему числу импульсных помех в единицу времени $v_{\text{и.п}}$, зависящему от допустимого первого уровня помехи.

Очень часто приемное устройство (а нередко и систему связи в целом) строят оптимальным (или близким к оптимальному) по отношению с неизбежной в канале флуктуационной помехе, а в качестве радикального средства борьбы с сосредоточенной и импульсной помехами используют такое построение приемных устройств, при котором уменьшаются вероятности $p_{\text{с.п}}$и $p_{\text{и.п}}$попадания сосредоточенной и импульсной помех на решающую схему приемного устройства. Такая задача успешно решается с помощью различных методов разнесенного приема, т.е. приема информации по параллельным независимым каналам.

3.2 Количественное определение информации. Энтропия и производительность дискретного источника сообщений

Количество информации I(a_i), содержащееся в символе a_i, выбираемом из ансамбля {a_i} (j=1,2, 3,..., *К,* где *К* - объем алфавита) с вероятностью P(a_i), причем $\sum_{i=1}^{K} P(a_i) = 1$, определяется как

$$I(a_i)=—logP(a_i). \quad (3.2)$$

Оспование логарифма в (3.2) может быть произвольным, оно определяет лишь систему единиц измерения количества информации. Чаще всего

$$I(a_i)=—log_2P(a_i). \quad (3.3)$$

При этом информация измеряется в двоичных единицах (битах). Одна двоичная единица информации — это количество информации, содержащееся в одном из двух выбираемых с равной вероятностью символов.

Среднее количество информации *Н(А),*приходящееся на один символ, выдаваемый дискретным источником независимых сообщений с объемом алфавита *К,* можно найти как математическое ожидание дискретной случайной величины I(a_i), определяющей количество информации, содержащееся в одном случайно выбранном символе (знаке):

$$H(A) = \overline{I(a_\iota)} = -\sum_{i=1}^{K} P(a_i)logP(a_i). \quad (3.4)$$

Эта величина называется энтропией источника независимых сообщений.

Одной из информационных характеристик дискретного источника является избыточность

$$x=1-H(A)/H_{max}(A)=1-H(A)/logK. \quad (3.5)$$

Избыточность источника зависит как от протяженности статистических связей между последовательно выбираемыми символами (памяти источника), так от степени неравно вероятности отдельных символов. Если источник без памяти (последовательно передаваемые символы независимы), все символы равновероятны $(p(a_i)$ =1/К), то Н(А) =$Н_{макс}$(А) и избыточность х = 0.

Если в единицу времени источник выдает в среднем v_u символов (скорость источника v_u), то среднее количество информации, создаваемое источником в единицу времени,

$$H'(A)=v_u H(A)=H(A)/T_{ep}, \quad (3.6)$$

где $Т_{ер}$ — средняя длительность одного символа.

Характеристику $H'(A)$ называют производительностью дискретного источника. Источник называется стационарным, если описывающие его вероятностные характеристики не меняются во времени.

3.3 Принципы помехоустойчивого кодирования

Корректирующими или избыточными кодами называют коды, которые позволяют обнаруживать ошибки и исправлять ошибки и стирания, возникающие при передаче дискретных сообщений. Для корректирующих кодов число комбинаций N удовлетворяет неравенству

$$N—m^n>K \quad (3.7)$$

(в дальнейшем будем рассматривать только двоичные коды, для которых m=2). При этом часть кодовых комбинаций используется для кодирования (эти кодовые комбинации называются разрешенными, их число $N_у = K)$, а другая часть при кодировании не используется. Число неиспользованных при кодировании комбинаций, называемых запрещенными, равно N—$N_р$ или $N—K$.

В n-разрядной кодовой комбинации корректирующего кода $k=logK$ символов являются информационными, $r=n—k$ символов — проверочными (избыточными). Легко заметить, что число разрешенных кодовых комбинаций

$$Np=2^k. \quad (3.8)$$

Избыточностью равномерного блочного кода является величина

$$x_к = 1—(\log K)/(n\log m), \quad (3.9)$$

а относительной скоростью кода

$$R_к = (\log K)/(n\log m) = 1—x_к. \quad (3.10)$$

При избыточном кодировании ошибки обнаруживаются, если переданная разрешенная комбинация превращается в одну из запрещенных. Для декодирования с обнаружением ошибок множество принимаемых кодовых комбинаций разбивается на K+1 подмножества, из которых подмножества B_1, B_2..., B_k содержат каждое по одной (разрешенной) кодовой комбинации, а подмножество $B_{к+1}$—все остальные (запрещенные) комбинации.

При декодировании с исправлением ошибок множество B разбивается на K неперекрывающихся подмножеств: $B_1, B_2, ..., B_k$. Если принята кодовая комбинация, принадлежащая подмножеству B_i, то считается, что передавалась кодовая комбинация b_i. В подмножество B_i следует включить те запрещенные комбинации, которые наиболее вероятно могут образоваться из переданной разрешенной комбинации b_i.

Если минимальное расстояние по Хеммингу между разрешенными кодовыми комбинациями с/мин., то код позволяет обнаружить ошибку, когда в кодовой комбинации число ошибочно принятых символов удовлетворяет условию

$$q<d_{min}. \quad (3.11)$$

Следовательно, максимальная кратность обнаруживаемых ошибок $q_0= d_{min}—1$. Блочный корректирующий код исправляет ошибки, если их число

$$q<d_{min}/2. \quad (3.12)$$

Максимальная кратность полностью исправляемых ошибок

$$q_и = \begin{cases} (\mathrm{dmin}— 1)/2 \text{ при нечетном dmin,} \\ \mathrm{dmin}/2 - 1 \text{ при четном dmin.} \end{cases}$$

При декодировании с исправлением ошибок и стираний могут быть исправлены $q \le q_и$ ошибок и $q \le q_с$ стираний, если их число удовлетворяет условию

$$q_u<(d_{min}-q_c)/2.$$

В общем случае код с расстоянием d_{min} исправляет произвольное число $q \le q_с$ стираний, $q \le q_и$ ошибок и обнаруживает $q_u \le q \le q_о$ ошибок при условии, что

$$2q_u+q_0+q_c<d_{min}.$$

Пример: чему равна пропускная способность канала, если средняя мощность сигнала 1 мкВт, а помехой является тепловой шум приемного устройства с полосой 10 кГц. Приемник работает при температуре 20°С.

Решение:мощность теплового шума может быть определена по формуле $P_ш$=4kTF, где T – абсолютная температура приемного устройства; k – постоянная Больцмана, равная $1{,}37\cdot10^{-23}$ Дж/град.

В данном случае F=10 кГц, T=273+t° C=293°. Следовательно, $P_ш=4\cdot1{,}37\cdot10^{-23}\cdot293\approx1{,}64\cdot10^{-16}$ Вт. При средней мощности сигнала 10^{-6} Вт.

Ответ: $C=10^4\log(1+10^{10}/1{,}64)\approx3{,}26\cdot10^5$ бит/с.

3.4 Задачи

3.4.1 Показать, что плотность вероятности реализации гауссовского флуктуационного шума с энергией $E_ш$ и спектральной плотностью мощности N_0 больше плотности вероятности реализации шума, имеющей нулевую энергию в exp $(-E_ш / N_0)$ раз.

3.4.2 Найти отношение сигнал – шум ρ в полосе сигнала, полагая, что сигнал – узкополосный процесс со средним квадратом значения огибающей $\overline{A^2}$, а флуктуационный шум порожден тепловым движением электронов при абсолютной температуре проводника T.

Ответ: $\overline{A^2}/2$.

3.4.3 Пусть равновероятные символы *А* и *Б* двоичного источника для повышения качества передаются с помощью $N=2k+1$ независимых частотных каналов (частотно – разнесенная система связи – ЧРСС), причем при передаче символа *А* в каждом канале передается 1, а при передаче символа *Б* – 0. Вероятность попадания сосредоточенной помехи в одну ветвь разнесения $p_{с.п}=10^{-1}$.

Ответ: $8{,}46\cdot10^{-3}$.

3.4.4 Стационарный источник выдает за время $T=10^6$с двоичными посылками длительности τ=10 мс 10^7 бит информации. За какое время и каким количеством двоичных посылок можно передать тот же объем информации, если соответствующей обработкой полностью устранить избыточность источника? Определить избыточность источника.

Ответ: 0,9.

3.4.5 Найти максимальное количество информации, которое содержится в квантованном телевизионном сигнале, соответствующем одному телевизионному кадру при 625 строках разложения, при условии, что сигнал, соответствующий одной строке изображения, представляет собой последовательность 833 (при отношении сторон кадра 4/3) статистически независимых случайных по амплитуде импульсов, каждый из которых с равной вероятностью принимает одно из 16 значений. Найти избыточность телевизионного сигнала, если фактически кадр изображения с 16 градациями уровней содержит $9{,}37 - 10^5$ бит информации.

Ответ: 1,8 бит/символ; 0,55.

3.4.6 Память двоичного стационарного источника с символами 0 и 1 простирается лишь на два соседних символа и, следовательно, дискретная последовательность символов, выдаваемых источником, описывается простой целью Маркова с матрицей переходных вероятностей:

$$\begin{vmatrix} P(1/1') & P(1/0') \\ P(0/1') & P(0/0') \end{vmatrix},$$

где $P(a_i|a'_j)$— вероятность символа a_i при условии, что ему предшествует символ a'_i.

Полагая, что P(1|1’)=0,9; P(0|1’)=0,1; P(1|0')=0,7, найти энтропию источника и его избыточность. Найти энтропию и избыточность двоичного источника без памяти, но с теми же значениями вероятностей передачи символов.

Ответ: 0,541 бит/символ; 0,459.

3.4.7 Сообщения источника, имеющего алфавит с объемом K= 32, кодируются двоичным блочным кодом. Число разрядов в каждой, кодовой комбинации n = 8. Какое число информационных и проверочных символов содержится в каждой кодовой комбинации? Сколько разрешенных и запрещенных комбинаций в используемом коде?

Ответ: 32; 96.

3.4.8 По условию задачи 3.4.7 определить избыточность и относительную скорость кода.

Ответ: 3/8; 5/8.

3.4.9 Комбинации n-разрядного двоичного блочного кода содержат k информационных символов. Определите долю обнаруживаемых таким кодом ошибок из всех возможных ошибок.

Список литературы

1. Радиотехнические цепи и сигналы. Руководство к решению задач. Баскаков С. И. - М.: Высшая школа, 2002.
2. Теория электрической связи. Панфилов И. П., Дырда В.Е. - М.: «Радио и связь», 1991.
3. Помехозащищенность систем радиосвязи. В. И. Борисов, В.М. Зинчук . -М.: Высшая школа, 2008.
4. Цифровая связь. Скляр Б. М.С. -П,К., 2003.
5. Жуков В.П., Карташов В.Г., Николаев А.М. Задачник по курсу «Радиотехнические цепи и сигналы»: Учеб. пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1986.
6. Теория передачи сигналов: Учебник для вузов/ А. Г. Зюко, Д.Д. Кловский, М. В. Назаров, Л. М. Финк.- М.: Радио и связь, 1986.

Содержание

Сводный план 2014 г., поз. 163

Шаймардан Жадра Шаймардановна
Суйеубаев Олжас Билалович

ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

Сборник задач для студентов специальности
5В071900 – Радиотехника, электроника и телекоммуникации

Редактор Л.Т.Сластихина
Специалист по стандартизации Н.К.Молдабекова

Подписано в печать__.__.____.
Тираж 100 экз.
Объем 1,6 уч-изд.л.
Формат 60х84 1/16
Бумага типографская №1
Заказ______Цена 800 т.

Копировально-множительное бюро
Некоммерческого акционерного общества
«Алматинский университет энергетики и связи»
050013, Алматы, ул. Байтурсынова, 126