Лекция 1. Основные понятия, определения и математический инструментарий

Интуитивно понятна связь между понятиями «сообщение» и «информация». Фундаментальное понятие «информация» (от лат informatio – сведения, разъяснение) допускает много толкований, окрашенных разными философскими парадигмами: информацию связывают как с просто обменом сведениями, так и с формой существования материи, синонимизируют ее с концепцией деистического Абсолюта и т.д. Для употребления этого термина в контексте технических дисциплин воспользуемся определением информации как меры разнообразия окружающего мира с оценкой этой меры с помощью объема сведений. Тогда сообщение — совокупность сведений, информационный набор. Для передачи сообщения на расстояние необходим процесс, в изменениях параметров которого заключается сообщение. Сигнал (от лат. signum – знак) – физический процесс или явление, несущий сведения о каком-либо событии, состоянии объекта наблюдения, либо передающий команды управления, оповещения. Как правило, сигнал является функцией времени.

Непрерывный сигнал — действительное или комплексное колебание, определяемое как функция непрерывной действительной переменной.

Дискретный сигнал — последовательность действительных или комплексных чисел, определенная как функция целочисленного аргумента.

Дискретный сигнал, величина которого может принимать не континуум, а некоторое конечное число значений, называется цифровым.

В рамках настоящего курса рассматривается передача сообщений электрическими и радиосигналами. В авиации передача дискретных сообщений (ПДС) в заметной мере представлена радиосвязью, поэтому особое внимание будет уделено системам ПДС (СПДС) на радиолиниях. Другой акцент материала обусловлен спецификой специальности 090106 и связан с методами защиты информации при ПДС.

Каналом ПДС называется совокупность технических средств и среды распространения, обеспечивающих передачу сообщения от источника к получателю.

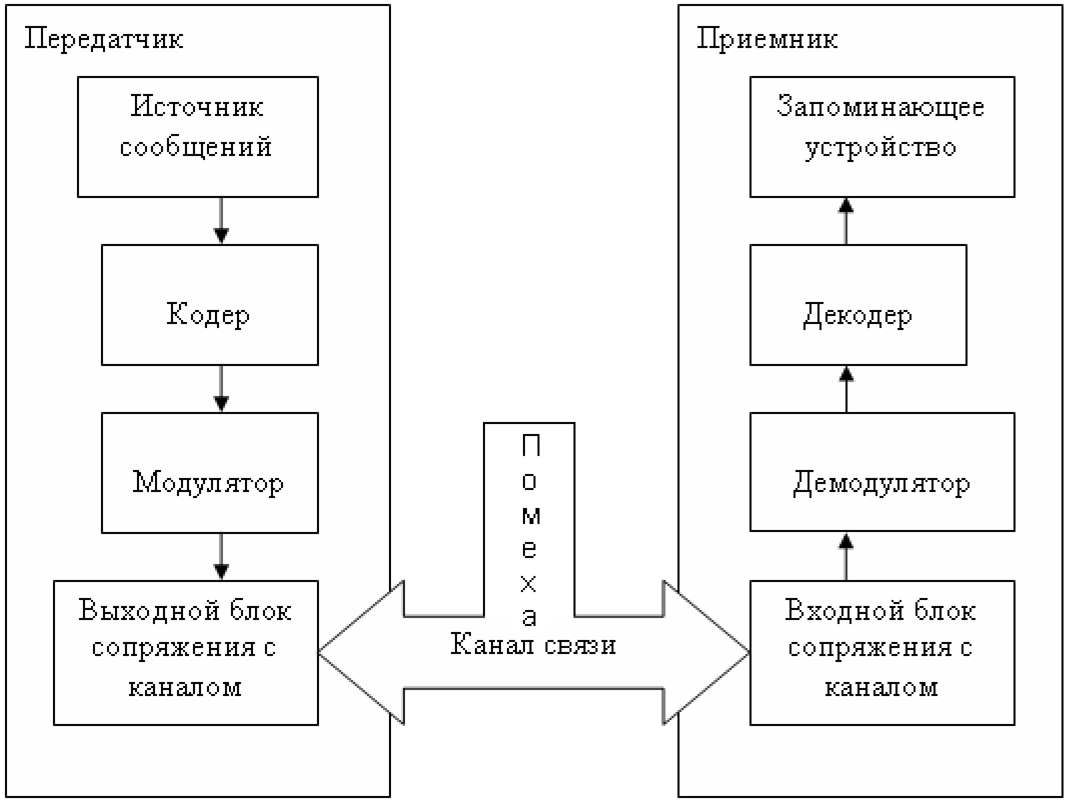


Рис. 1. Обобщенная схема СПДС

Источник сообщений – устройства ввода передаваемой информации (например, клавиатура) или файловое хранилище.

Кодер – устройство преобразования исходного двоичного кода передаваемой информации в пакеты, содержащие помехоустойчивые коды информации и служебные данные.

Модулятор – устройство, преобразующее двоичный код пакетов в сигнал (модуляция амплитуды, частоты или фазы) для передачи по каналу связи.

Выходной блок сопряжения с каналом – устройство, обеспечивающее необходимые параметры сигнала для передачи по каналу связи (усиление, инвертирование и т.д.).

Входной блок сопряжения с каналом – устройство, обеспечивающее первичную обработку сигнала после передачи по каналу связи (усиление, ограничение, фильтрация и т.д.).

Демодулятор – устройство, преобразующее принятый сигнал в двоичный код со стандартными электрическими параметрами.

Декодер – устройство, проверяющее принятый двоичный код на наличие ошибок, исправляющее ошибки при их обнаружении и выделяющее информационную часть пакета.

Запоминающее устройство – хранилище принятой информации.

Количество кодовых комбинаций для цифрового сигнала:

$$N = m^n,$$

где $\boldsymbol{m}$ – основание кода, $\boldsymbol{n}$ - разрядность. С ростом $\boldsymbol{m}$ и $\boldsymbol{n}$ количество кодовых комбинаций $\boldsymbol{N}$ растет, т.е. число сообщений увеличивается. Поэтому $\boldsymbol{N}$ можно использовать как основу для определения меры количества передаваемой информации $\boldsymbol{J}$. Т.к. $\boldsymbol{n}$ – показатель степени, то удобно использовать логарифмическую функцию:

$$J = \log_b N = n \log_b m.$$

Если $\boldsymbol{m} = \boldsymbol{b} = 2$, то при $\boldsymbol{n} = 1$ и $\boldsymbol{J} = 1$ – бит информации. При условии, что разряды сообщения взаимонезависимы и равновероятны и $\boldsymbol{b} = 2$ количество информации:

$$J_0 = n \log_2 m.$$

В общем случае вероятность появления разных символов в сообщении неодинакова (в русском языке чаще всего встречается буква О, реже всего – Ф). Тогда количество информации при неравновероятных и взаимонезависимых элементах сообщения:

$$J_1 = -n \sum_{i=1}^{m} P_i \log_2 P_i,$$

где $\boldsymbol{P_i}$ – вероятность появления в сообщении $\boldsymbol{i}$-го элемента. Знак минуса компенсирует отрицательное значение логарифма от числа <1.

В реальных сообщениях элементы часто взаимозависимы, т.е. надо учитывать условные вероятности P_{ij} – вероятность появления элемента j, если предыдущим был элемент i:

$$J_2 = -n\sum_{i=1}^{m} P_i \sum_{i=1}^{m} P_{ij} \log_2 P_{ij} .$$

Следует отметить, что полученная информация будет тем ценнее, чем выше была информационная неопределенность до ее получения. В качестве меры неопределенности Шеннон ввел понятие энтропии – количества информации, приходящейся на 1 элемент сообщения:

$$\begin{aligned} H_0 &= \frac{J_0}{n} = \log_2 m \\ H_1 &= \frac{J_1}{n} = -\sum_{i=1}^{m} P_i \log_2 P_i \\ H_2 &= \frac{J_2}{n} = -\sum_{i=1}^{m} P_i \sum_{j=1}^{m} P_{ij} \log_2 P_{ij} \end{aligned} .$$

Свойства энтропии:

$\boldsymbol{H} = 0$, если одно из сообщений источника достоверно, а другие невозможны;

$\boldsymbol{H} = \boldsymbol{max}$, если все сообщения равновероятны;

если $\boldsymbol{x}$ и $\boldsymbol{y}$ – источники информации, то

$$H(x, y) = H(x) + H(y) .$$

Неравновероятность и взаимозависимость уменьшают количество информации и энтропию, т.е. передача одного и того же количества информации при неравновероятности и взаимозависимости потребует большее количество элементов, чем при равновероятности и взаимонезависимости, что выражается через избыточность:

$$r = 1 - \frac{H_2}{H_1} .$$

Радиосигналы представляют собой колебательные процессы со случайной составляющей, обусловленной действием случайных помех (атмосферные шумы и т.д.). Гармонический анализ – математический аппарат, позволяющий определять коэффициенты представления колебательного процесса в виде ряда Фурье. В 1930 г. появилась этапная статья Н. Винера «Обобщенный гармонический анализ», в которой гармонический анализ трактовался на основе теории случайных процессов, и было показано, что спектральная мощность ***S(k)*** и автокорреляционная функция ***R(n)*** связаны между собой прямым и обратным преобразованиями Фурье, которые для дискретных сигналов имеют вид:

$$S(k) = \sum_{n=0}^{N-1} R(n)\exp(-j\frac{2\pi kn}{N})$$

$$R(n) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} S(k)\exp(j\frac{2\pi kn}{N})$$

Математический инструментарий описания и обработки дискретных сигналов особенно развит для линейных систем, к которым применим принцип суперпозиции:

$$Y(X_1(t)+X_2(t)+..+X_i(t)) = Y(X_1(t))+Y(X_2(t))+..+Y(X_i(t)),$$

где $X_i(t)$ – входные воздействия; ***Y*** – реакция системы на входные воздействия. Линейная система инвариантна во времени, если входное воздействие ***X(t)*** порождает выходную реакцию ***Y(t)***, а $X(t+t_0)$ порождает реакцию $Y(t+t_0)$ при любом t_0. Специальным входным воздействием является единичная импульсная функция ***δ(t)*** (дельта-функция) – входной сигнал нулевой ширины и бесконечной высоты:

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty & при\ t = 0 \\ 0 & при\ t \neq 0 \end{cases},$$

но конечной длины:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)dt = 1.$$

Выходной отклик ***Y(t)*** линейной, инвариантной во времени системы на произвольный входной сигнал ***X(t)*** определяется интегралом свертки:

$$Y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)X(t-\tau)d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h(t-\tau)X(\tau)d\tau,$$

где ***h(t)*** – непрерывная импульсная характеристика системы, ее отклик на дельтафункцию на входе. Если входное воздействие линейной инвариантной во времени системы с импульсной характеристикой $h(t)$ имеет форму комплексной экспоненты, т.е. $X(t)=exp(st)$, где s – произвольная комплексная величина, то выходной отклик будет иметь вид:

$$Y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)\exp(s(t-\tau))d\tau = H(s)\exp(st),$$

где $H(s)$ – преобразование Лапласа от импульсной характеристики, называемое непрерывной передаточной функцией. Для дискретных линейных систем интеграл свертки можно переписать в виде:

$$Y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(n-k)X(k)$$

– дискретная свертка, где n и k – целочисленные аргументы; n – номер момента времени t_n, для которого определяются $X(n)$ и $Y(n)$.

Вычисление дискретной свертки является одной из центральных вычислительных процедур при выполнении цифровых преобразований в ходе ПДС. Значительную вычислительную экономию при этом дает применение дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Определение отклика $Y(n)$ в этом случае производится в три этапа:

1) Вычисление спектров $S_X(k)$ и $S_h(k)$ входного сигнала X(n) и импульсной характеристики $h(n)$ путем прямого ДПФ.
2) Вычисление спектра выходного сигнала $S_Y(n)$ путем перемножения $S_X(k)$ и $S_h(k)$.
3) Вычисление $Y(n)$ путем обратного ДПФ от $S_Y(n)$.

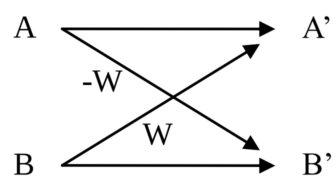
Эффективными в вычислительном смысле способами выполнения ДПФ являются алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ): из исходного одномерного массива, содержащего N элементов, строится двумерный массив, содержащий M столбцов и L строк, номер столбца $m=0,1,2\ldots M-1$, номер строки $l=0,1,2\ldots L-1$. Тогда, если в одномерном массиве отсчет имеет номер n, то в двумерном он располагается в столбце m и строке l, удовлетворяющим условию $n=Ml+m$. Результат ДПФ также представляется в форме двумерного массива, где элемент с номером k располагается в столбце $q=0,1,2\ldots M-1$ и строке $s=0,1,2,\ldots L-1$, удовлетворяющим условию $k=Lq+s$. При этом результат БПФ определяется выражением:

$$S_{вх}(s,q) = \frac{1}{N}\sum_{m=0}^{M-1} W_N^{mq} W_N^{ms} \sum_{l=0}^{L-1} U_{вх}(l,m) W_N^{sl}$$

$$где \quad W_c^{ab} = \exp(-j\frac{2\pi ab}{c})$$

При $\boldsymbol{N = 2^i}$ вычисление БПФ сводится к многократному повторению базовой операции, называемой «бабочка»:

A’ = A + WB
B’ = A - WB



где A и B – отсчеты из двух групп, на которые делится исходный массив перед вычислениями, которые проводятся в ***i*** этапов, на каждом этапе производится пересортировка промежуточных результатов. При БПФ необходимо выполнить ***Nlog2(N)*** комплексных сложений и ***Nlog2(N/2)*** умножений, что при больших ***N*** дает существенную вычислительную экономию по сравнению с прямым ДПФ ($\boldsymbol{N^2}$ операций).

Для экспоненциальной входной последовательности $\boldsymbol{X(n)=z^n}$, где ***z*** – произвольная комплексная величина, выходной отклик имеет вид $\boldsymbol{Y(n)=H(z)z^n}$, где

$$H(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(n) z^{-n}$$

– дискретная передаточная функция, которую можно рассматривать как результат дискретного, т.н. ***z***-преобразования от импульсной характеристики ***h(n)***. Для дискретной линейной системы, описываемой разностным уравнением с постоянными коэффициентами $\boldsymbol{a_k}$ и $\boldsymbol{b_k}$:

$$\sum_{K=1}^{p} a_k Y(n-k) = \sum_{k=0}^{Q} b_k X(n-k).$$

Дискретная передаточная функция имеет вид:

$$H(z)=\frac{\sum_{k=0}^{Q} b_k z^{-k}}{1+\sum_{k=1}^{P} a_k z^{-k}}$$

В СПДС часто используется понятие аналитического комплексного сигнала, являющегося прообразом соответствующего цифрового комплексного сигнала:

$$\overset{o}{u}_{вх}(t)=u_{вх}(t)+j\hat{u}_{вх}(t)=U_{вх}(t)\exp(j\Phi_{вх}(t))$$

где $\boldsymbol{u_{вх}(t)=u_c(t)+u_n(t)}$ – смесь полезного сигнала $\boldsymbol{u_c(t)}$ и помехи $\boldsymbol{u_n(t)}$,

$$\hat{u}_{вх}(t)=\frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{u_{вх}(\tau)}{t-\tau}d\tau \quad ;$$

$$U_{вх}(t)=\sqrt{u_{вх}^2(t)+\hat{u}_{вх}^2(t)}$$

– огибающая смеси $\boldsymbol{u_{вх}(t)}$,

$$\Phi_{вх}(t)=arctg(\hat{u}_{вх}(t)/u_{вх}(t))$$

– полная фаза сигнала $\boldsymbol{u_{вх}(t)}$. Комплексная огибающая входной смеси выражается через аналитический комплексный сигнал:

$$\overset{o}{U}_{вх}(t)=\overset{o}{u}_{вх}(t)\exp(-j\omega_0 t),$$

где $\boldsymbol{\omega_0}$ – опорная частота, равная или близкая к центральной частоте спектра входного сигнала. Комплексную огибающую можно представить в показательной и алгебраической формах:

$$\overset{o}{U}_{вх}(t)=U_{вх}(t)\exp(j\varphi_{вх}(t))=C(t)+jS(t),$$

где $\boldsymbol{\varphi_{вх}(t)}$ – фаза входной смеси относительно опорной частоты,

$$\boldsymbol{C(t)=U_{вх}(t)\cos\varphi_{вх}(t);\ S(t)=U_{вх}(t)\sin\varphi_{вх}(t)}$$

– соответственно косинусная и синусная квадратурные составляющие входной смеси. При этом справедливы соотношения:

$$U_{вх}(t)=\sqrt{C^2(t)+S^2(t)}$$
$$\phi_{вх}(t)=arctg(S(t)/C(t))$$
$$u_{вх}(t)=U_{вх}(t)\cos(\omega_0+\phi_{вх}(t))$$

Цифровой комплексный сигнал

$$\overset{o}{U}_{вх}(n)=C(n)+jS(n),\quad n=0,1,2,3...$$

является цифровым эквивалентом комплексной огибающей, получаемым в результате ее дискретизации и квантования.

Лекция 2. СПДС на радиолиниях

Решаемые задачи

Основные факторы, влияющие на построение СПДС на радиолиниях – вид радиосигнала и диапазон радиоволн. В СПДС с непрерывным сигналом удается добиться более высокого соотношения сигнал/шум, пример таких систем – космическая связь, где основной вид помех – белый шум атмосферного происхождения. Для защиты от преднамеренных помех или от несанкционированного доступа к передаваемой информации используют импульсные и другие ненепрерывные радиосигналы.

Массив задач, решаемых в СПДС на радиолиниях, хорошо иллюстрируется происходящим в приемном тракте. Для систем с непрерывным излучением характерна когерентная обработка принимаемого сигнала, когда в приемнике формируются опорные колебания, фазы которых с точностью до малых ошибок слежения совпадают с фазами несущего и модулирующего колебаний, что осуществляется с помощью нескольких замкнутых систем фазовой синхронизации (СФС). Используется т.н. «простой» сигнал, часть мощности которого сосредоточена в несущем колебании, а для передачи информации применяют модулированные поднесущие колебания. При этом решаются следующие основные задачи:

1) вхождение в связь на частоте несущей;
2) синхронизация и демодуляция несущего колебания;
3) синхронизация и демодуляция поднесущего колебания;
4) синхронизация и демодуляция цифровой информации;
5) измерение параметров и оценка качества приема.

Указанные задачи относятся к первичной обработке сигналов в СПДС на радиолиниях, он начинается с усиления и преобразования и заканчивается выдачей предварительных оценок переданных двоичных символов. Результаты первичной обработки подвергаются вторичной обработке с целью обнаружения и исправления ошибок, расчета траектории и параметров движения источника сигнала и т.д.

В системах с повышенными требованиями по защите передаваемой информации и работающих в условиях намеренных помех используют т.н. «сложный» широкополосный сигнал. Получили 2 метода расширения спектра:

- псевдослучайная перестройка несущей частоты;
- использование псевдошумовых сигналов.

В первом способе передающее и приемное устройства синхронно меняют несущую частоту через промежутки времени, недостаточные для разведки сигнала. При этом возникает дополнительная задача синтеза частоты для компенсации изменений несущей. Во втором способе на передающей стороне формируется специальный шумовой сигнал, принимающий в течение $\boldsymbol{i}$-го интервала времени значение $\boldsymbol{a_i=\pm 1}$, который перемножается на модулированный дискретной информацией радиосигнал. Т.к. в среднем число $\boldsymbol{a_i=+1}$ и $\boldsymbol{a_i=-1}$одинаково, то в спектре полученного псевдошумового сигнала отсутствует составляющая несущей, что затрудняет когерентный прием. Такой подход обусловливает необходимость решения следующих дополнительных задач:

6) вхождение в связь на частоте несущей с учетом задержки шумового сигнала;

7) синхронизация и вычленение шумового сигнала.

Эти задачи решаются с помощью замкнутых контуров слежения за задержкой. Промежуточное положение между системами с «простыми» и «сложными» сигналами занимают системы с длинными импульсами, например системы с временным разделением каналов.

АЦКП

В современных СПДС на радиолиниях используются преимущественно цифровые методы обработки сигнала, что подразумевает выделение на первом этапе обработки косинусной и синусной квадратурных составляющих из входной смеси и их оцифровку. Устройство, выполняющее эти функции, называется аналого-цифровым квадратурным преобразователем (АЦКП). Существует два основных типа АЦКП – на фазовых детекторах (рис. 2) и с выделением квадратурных составляющих одновременно с дискретизацией.

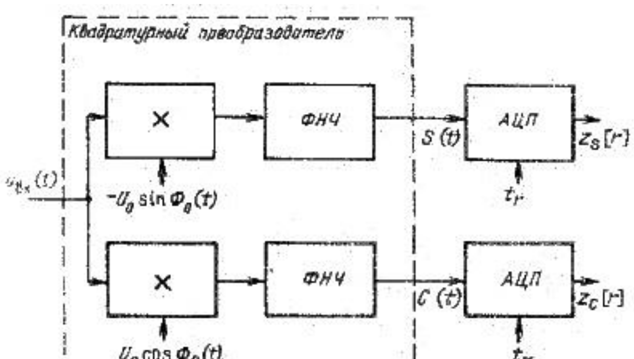


Рис.2. Схема АЦКП на фазовых детекторах

Квадратурные компоненты $\boldsymbol{S(t)}$ и $\boldsymbol{C(t)}$ в этой схеме вырабатываются с помощью 2-х фазовых детекторов, каждый из которых состоит из перемножителя и фильтра низких частот ФНЧ, который должен максимально подавлять вторую гармонику $\boldsymbol{2\omega_0}$. На перемножители подаются квадратурные опорные колебания – $\boldsymbol{U_0 \sin\Phi_0(t)}$ и $\boldsymbol{U_0 \cos\Phi_0(t)}$, где $\boldsymbol{\Phi_0(t)=\omega_0 t}$. Сигналы $\boldsymbol{S(t)}$ и $\boldsymbol{C(t)}$ пропорциональны квадратурным компонентам входного сигнала, пропорциональность зависит от U_0 и от коэффициента передачи K_x перемножителей. Если $U_0=2$ и $K_x=1$, то $S(t)$ и $C(t)$ равны квадратурным компонентам. Аналого-цифровые преобразователи АЦП превращают эти сигналы в цифровые, t_r – импульсы дискретизации, шаг которых выбирают в соответствии с теоремой Котельникова. Недостаток такой схемы заключается в том, что реальные фазовые детекторы имеют разные параметры (нелинейные искажения, коэффициенты передачи). Как результат $S(t)$ и $C(t)$ содержат ложные гармоники и искажения основной гармоники.

Квадратурные компоненты могут быть получены и без фазовых детекторов, с образованием отсчетов $C(t)$ в моменты t_r с частотой $\omega_{д}=\omega_0/i$. а отсчетов друглй компоненты – в моменты t_r', опережающие t_r на четверть периода опорного колебания:

$$t_r = i2\pi n/\omega_0 \;; \qquad t_r' = (i2\pi n - \pi/2)/\omega_0 \;;$$

$$u_{вх}(t_r) = U_{вх}(t_r)\cos\varphi_{вх}(t_r) \;; \qquad u_{вх}(t_r') = U_{вх}(t_r')\sin\varphi_{вх}(t_r') \;.$$

При этом выделение квадратурных составляющих происходит в процессе дискретизации. Недостаток такого подхода – искажения, возникающие вследствие расстройки частоты сигнала $\omega_c - \omega_0$.

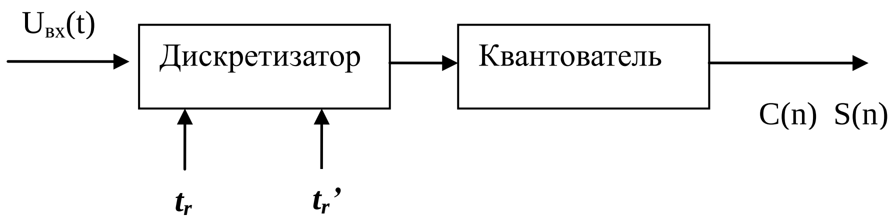


Рис. 3. Схема АЦКП с последовательным формированием компонент

Выбор числа уровней квантования в основном определяется типом помех, присутствующих в сигнале.

Вхождение в связь и синхронизация

Совокупность устройств для обнаружения и определения его параметров образует подсистему вхождения в связь (СВС). Эффективность СВС характеризуется временем T_Σ, необходимым для вхождения в связь.

$$T_\Sigma = t_n + t_{уст},$$

где t_n – время поиска, требуемое для обнаружения сигнала и определения его параметров, $t_{уст}$ – время, необходимое для установления режима синхронизации, зависящее от точности определения параметров сигнала на этапе поиска. Другими показателями качества СВС являются вероятность ложного обнаружения и вероятность пропуска сигнала.

В условиях отсутствия сведений об априорных вероятностях наличия и отсутствия сигнала и о законе распределения его параметров широко используют метод максимального правдоподобия для синтеза оптимальной по T_Σ структуры СВС.

Пусть параметры входного сигнала образуют вектор Λ. В качестве оценки максимального правдоподобия выбирается такое значение этого вектора, при котором отношение

$$\eta(\lambda) = \ln \frac{W_1(Z/\Lambda)}{W_0(Z)},$$

где $W_1(Z)$ – плотность распределения для вектора Z отсчетов квадратурных составляющих входного воздействия при наличии полезного сигнала; $W_o(Z)$ – та же плотность при отсутствии такового достигает наибольшего значения. Практически задача вхождения в связь сводится к осуществлению спектрального анализа входного сигнала и вычислению по результатам этого анализа отношения $\eta(\lambda)$. Значение этого отношения сравнивается с пороговой величиной, при превышении которого делается вывод о наличии сигнала.

После вхождения в связь осуществляется синхронизация – наилучшее по некоторому параметру отслеживание информационного параметра $\lambda(t)$. Здесь также практикуется подход с применением метода максимального правдоподобия, оптимальным считается алгоритм, обеспечивающий получение наиболее правдоподобной оценки $\lambda(t)$. В большинстве случаев в качестве критерия используется минимум дисперсии ошибки слежения.

Выделение $\lambda(t)$ из входного сигнала – задача нелинейной фильтрации, наибольшее распространение для ее решения получили два метода: марковский и гаусовский. В первом случае полагается, что входной сигнал и фильтруемый параметр являются компонентами многомерного марковского процесса, во втором – гаусовскими процессами. Первый метод более общий, им описывается замкнутая система слежения целиком, второй – более частный, позволяющий синтезировать систему слежения по частям.

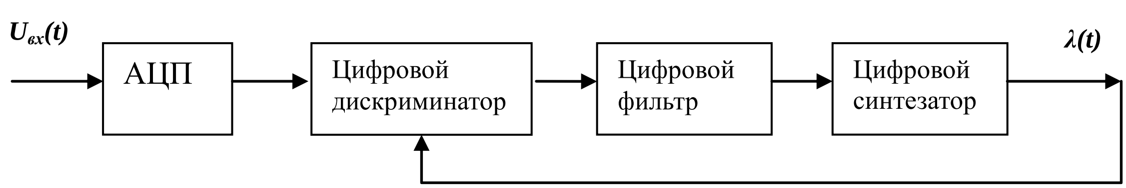


Рис. 4. Схема системы цифровой синхронизации

Входной сигнал превращается в цифровой в аналого-цифровом преобразователе АЦП. Цифровой дискриминатор вырабатывает сигнал ошибки слежения, который после фильтрации управляет цифровым синтезатором, вырабатывающим информационный параметр ***λ(t)***. Цифровой дискриминатор представляет собой перемножитель входной смеси на сигнал, пропорциональный производной от информационного параметра.

Типовая схема приемного устройства СПДС на радиолиниях

Специфика СПДС на радиолиниях, накладывающая отпечаток на решения, связанные собственно с передачей дискретной информации, хорошо иллюстрируется технологиями, используемыми в приемных устройствах таких систем. Рассмотрим один из наиболее сложных случаев, когда принимается псевдошумовой сигнал со значительным доплеровским сдвигом, т.е. когда источник сигнала быстро движется и предпринимаются специальные меры по защите передаваемой информации.

Обычно такое устройство содержит три части – аналоговую, цифровую аппаратную и цифровую программную. В аналоговой части производится усиление, предварительная фильтрация и преобразование частоты сигнала. В цифровой аппаратной части реализуются алгоритмы, связанные с широкополосной обработкой и поэтому требующие высокого быстродействия (вычисление спектра и т.п.). В программной части реализуются относительно медленные алгоритмы, требующие при этом развитой логики (выделение двоичных символов, оценка параметров приема, формирование управляющих сигналов для следящих систем).

В общем случае устройство состоит из двух идентичных по внутренней структуре каналов – основного и слежения за задержкой:

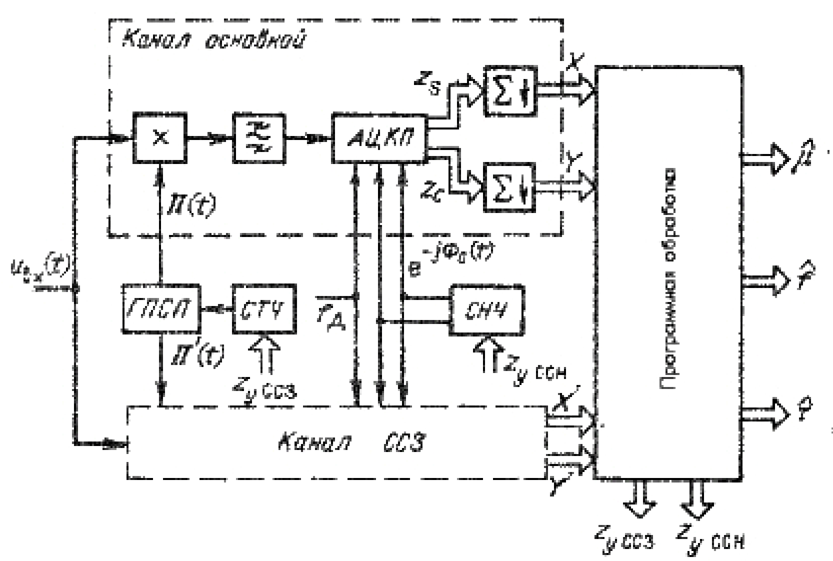


Рис. 5. Типовая схема приемного устройства СПДС на радиолиниях

На схеме:
X – перемножитель;
ПФ – полосовой фильтр;
АЦКП – аналого-цифровой квадратурный преобразователь;
Σ – накапливающий сумматор;
ГПСП – генератор псевдослучайной последовательности;
СТЧ – синтезатор тактовой частоты;
СНЧ – синтезатор несущей частоты;
μ – передаваемая информация;
f – скорость источника сигнала;
τ – дальность источника сигнала;
$Z_{уССН}$ – спектр сигнала несущей;
$Z_{уССЗ}$ – спектр сигнала задержки.

Приведенная схема характеризуется максимальной аналоговой частью, что является в определенном смысле недостатком (к примеру, невозможен цифровой поиск по задержке для вхождения в связь). Схема варианта с доминирующей цифровой частью выглядит следующим образом:

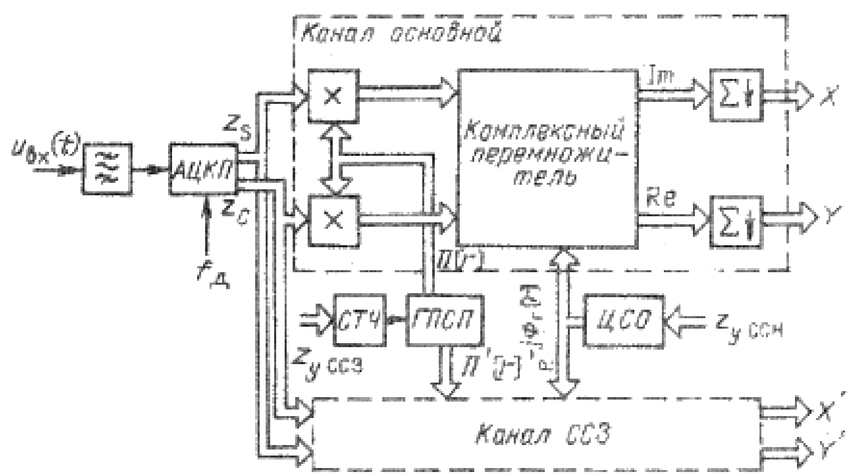


Рис. 6. Типовая схема приемного устройства СПДС на радиолиниях с доминирующей цифровой частью: ЦСО – цифровой синтезатор отсчетов.

Лекция 3. Ошибки в СПДС

Все множество характеристик СПДС можно разбить на 3 группы:

1) информационные;
2) технико-экономические;
3) эксплуатационные.

К информационным характеристикам относятся:
- достоверность передачи;
- скорость передачи;
- время передачи.

К технико-экономическим характеристикам относятся:
- стоимость;
- габариты и вес;
- стоимость передачи бита информации.

К эксплуатационным характеристикам относятся:
- среднее время безотказной работы;
- допустимые условия функционирования;
- характеристики помех.

Основные типы помех, влияющих на работу СПДС на радиолиниях:
- сосредоточенные по спектру или гармонические (влияние посторонних радиосигналов);
- импульсные помехи, сосредоточенные во времени случайные последовательности импульсов (коммутационные шумы, грозовые разряды);
- широкополосные флуктуационные помехи (атмосферные, преднамеренные);
- мультипликативные помехи, обусловленные случайными изменениями параметров канала связи.

Кроме общих искажений спектра радиосигнала в СПДС помехи приводят к специфическим проблемам, связанным с искажением импульсов дискретных сообщений – краевым искажениям и искажениям дробления:

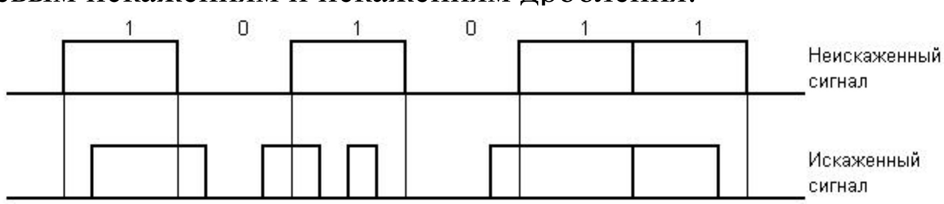


Рис. 7. Искажения импульсов

Краевые искажения связаны со сдвигом переднего или заднего фронтов импульсов, различают краевые искажения:

- преобладания, когда импульсы одного передаваемого символа удлиняются, а другого – укорачиваются;

- характеристические, определяемые характером передаваемой последовательности символов.

Искажения дробления приводят к появлению нескольких импульсов вместо одного.

Вследствие наличия специфических искажений возникает проблема регистрации принимаемых импульсов дискретных сообщений. Простейшими способами регистрации являются метод стробирования и интегральный метод. В первом случае вид принимаемого двоичного символа определяется на основе анализа импульсов в середине периода тактовой частоты. Во втором случае решение о типе принятого двоичного символа – результат анализа интеграла:

$$\frac{1}{\tau}\int_0^{\tau} U_{вх}(t)dt\ ,$$

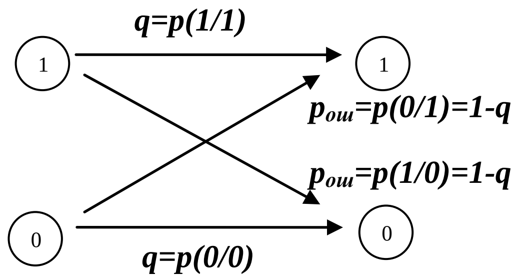
где $\boldsymbol{\tau}$ – период тактовой частоты, при этом сравнивают его значение с некоторой пороговой величиной. Интегральный метод часто реализуют на базе многократного стробирования входного сигнала в рамках интервала $\boldsymbol{\tau}$.

Помехи и возникающие вследствие таковых искажения сигнала приводят к появлению ошибок при ПДС, от которых непосредственно зависят все основные указанные выше информационные характеристики СПДС (достоверность, скорость и время передачи). Случайный (в силу стохастичности причин) процесс возникновения ошибок в СПДС считается полностью заданным, если известны:

А) входной ($\boldsymbol{A}$) и выходной ($\hat{\boldsymbol{A}}$) алфавиты передаваемых символов;

Б) совокупность переходных вероятностей $\boldsymbol{p(\hat{a}/a)}$ где $\boldsymbol{a=(a_1,a_2\ldots a_i)}$ – производная последовательность символов входного алфавита, $\boldsymbol{a_i \in A}$ – символ на входе канала ПДС в $\boldsymbol{i}$-й момент времени, $\boldsymbol{\hat{a} =(\ \hat{a}_1,\ \hat{a}_2\ldots\ \hat{a}_i)}$ – символ на выходе канала ПДС в $\boldsymbol{i}$-й момент времени, $\boldsymbol{p(\hat{a}/a)}$ – вероятность приема последовательности $\boldsymbol{\hat{a}}$ при условии, что была передана последовательность $\boldsymbol{a}$. Общее число задаваемых этих вероятностей будет равно 2^{2n}, если используется $\boldsymbol{n}$-разрядный двоичный код.

Если вероятность появления символа на выходе канала ПДС зависит только от символа на входе, то такой канал называется каналом без памяти. Граф двоичного (используется двоичный код) симметричного (вероятности ошибок при передаче 0 и 1 равны) канала ПДС без памяти имеет вид:



Для такого канала легко вычисляются вероятности получения любой последовательности, например:

$$\boldsymbol{p(000/001) = qq(1\text{-}q) = q^2 p_{ош}}$$

Канал ПДС можно представить как канал, к которому подключен источник ошибок:

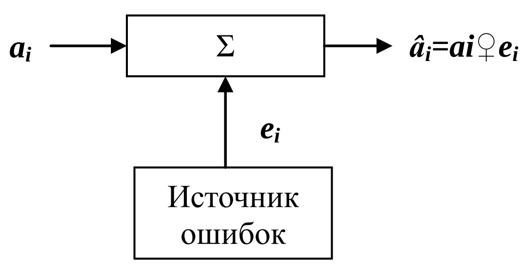


Рис. 8. Модель канала ПДС с источником ошибок

который выдает случайную последовательность ошибок e_0, $e_1 \ldots e_i \ldots$, если $e_i=1$ то имеет место ошибка. Переходные вероятности принимают вид

$$\boldsymbol{p(\hat{a}_i/a_i) = p(e_i/a_i) = p(e_i)}$$

т.е. канал полностью описывается совокупностью ошибок $\{e_i\}$. Последовательность ошибок длиной ***n*** называют вектором ошибок. Число ошибок в векторе называют его весом ***t***.

На практике представляют интерес вероятности наличия в последовательности $\{\hat{a}_i\}$ одной, двух и т.д. ошибок. Пусть $P_n(t)$ – вероятность того, что в среди принятых ***n*** символов имеется ***t*** ошибок, тогда

$$P_n(t) = C_n^t\, p_{ош}^t (1\text{-}p_{ош})^{n-1}, \text{ где } C_n^t = n!/t!(n\text{-}t)!$$

Канал, в котором символы на выходе зависят как от текущих символов на входе, так и от символов на входе и выходе в прошлом, называется каналом с памятью. Большинство реальных каналов – каналы с память, одной из причин является межсимвольная интерференция из-за ограниченной полосы пропускания канала.

Под состоянием канала понимается совокупность последовательностей входных и выходных символов до текущего момента.

Канал, статистически зависящий от входных символов в прошлом, называется каналом с памятью по входу. Память канала может быть определена как число символов N, начиная с которого справедливо равенство

$$p(\hat{a}_i/a_i,\ a_{i-1}\dots\ a_{i-N}) = p(\hat{a}_i/a_i,\ a_{i-1}\dots\ a_{i-N-j})$$

Последовательность $\hat{a}_{i\ -1}\dots\ \hat{a}_{i\ -N}$ можно представить как состояние канала S_{i-1} в момент времени i-1.

Если символ на выходе статистически зависит от нескольких предыдущих выходных символов, то такой канал называется каналом с памятью по выходу. Для него:

$$p(\hat{a}_i/a_i,\ \hat{a}_{i\ -1}\dots\ \hat{a}_{i\ -N}) = p(\hat{a}_i/a_i,\ S_{i-1})$$

Если предположить, что имеется статистическая независимость между входным символом a_i и состоянием S_i, то можно записать:

$$p(\hat{a}_i\ ,\ S_i\ /a_i,\ S_{i-1}) = p(\hat{a}_i\ /a_i,\ S_{i-1})\ p(S_i/S_{i-1})$$

Последовательность смены состояний СПДС при этом может быть описана цепью Маркова, которая задается матрицей переходных вероятностей $\{p(S_i/S_{i-1})\}$, где - вероятность того, что система, находясь в момент времени i-1 в состоянии S_{i-1}, в момент i перейдет в состоянии S_i. Простейшей моделью изменения состояния СПДС вследствие возникновения ошибок, основанной на аппарате Марковских цепей, является модель источника ошибок Гильберта:

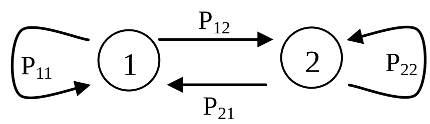


Рис. 9. Модель изменения состояния СПДС вследствие возникновения ошибок: 1 – состояние отсутствия ошибок; 2 – состояние наличия ошибок с вероятностью $\boldsymbol{p_{ош}^{(2)}}$

Тогда из теории цепей Маркова следует:

$$p_1 = \frac{p_{21}}{p_{12} + p_{21}} \quad , \quad p_2 = \frac{p_{12}}{p_{12} + p_{21}}$$

Средняя вероятность ошибки в канале при этом:

$$p_{ош} = p_2 p_{ош}^{(2)} = \frac{p_{12} p_{ош}^{(2)}}{p_{12} + p_{21}}.$$

Средняя длина пакета ошибок:

$$l_2 = \sum_{i=1}^{\infty} i p_2(i) = \frac{1}{p_{21}}$$

где $\boldsymbol{p_2(i)}$ – вероятность того, что возникшее состояние 2 будет распространяться на $\boldsymbol{i}$ переданных символов.

Средняя длина интервалов между ошибками:

$$l_1 = \sum_{i=1}^{\infty} i p_1(i) = \frac{1}{p_{12}}.$$

Вероятность появления $\boldsymbol{t}$ ошибок в кодовой комбинации длиной $\boldsymbol{n}$ символов:

$$P_n(t) = \sum_{i=1}^{\infty} P^{(2)}(i,n) P_n(t/i),$$

где $P^{(2)}(i,n)$ – вероятность того, что число символов в кодовой комбинации, переданной за время состояния 2, равно i; $P_n(t/i) = C^t_n(p^{(2)}_{ош})^t(1- p^{(2)}_{ош})^{i-1}$ – вероятность появления t ошибок в кодовой комбинации при условии, что число символов, переданных за время пребывания в состоянии 2, равно i.

Полагая, что в кодовой комбинации длиной n символов возможно появление только одного пакета ошибок, получим $P^{(2)}(i,n) = p_2 p_{21} p_{22}^{i-1} p_{11}^{n-i-2}$.

Параметры модели могут быть получены экспериментально.

Основной причиной появления ошибок являются помехи в непрерывной, радиотехнической части канала СПДС. Ошибки также возникают из-за неправильных действий персонала и шумов аппаратуры канала.

Методы снижения количества ошибок можно разбить на 3 группы:

1) меры эксплуатационного и профилактического характера (повышение надежности оборудования, обучение персонала);
2) меры, направленные на повышение помехоустойчивости передачи отдельных символов – повышение отношения сигнал/шум за счет увеличения амплитуды, длительности или спектра сигнала, применение более помехоустойчивых методов модуляции и обработки сигналов;
3) меры, связанные с введением избыточности в передаваемую информацию – использование корректирующих кодов, позволяющих обнаруживать и исправлять ошибки.

Методы первых 2 групп на практике имеют физические и экономические ограничения, поэтому использование корректирующих кодов является фактически обязательным в реальных системах.

Каждому символу алфавита сообщений N_A поставим в соответствие n-элементную двоичную последовательность (кодовая комбинация). Максимальное число таких последовательностей равно $N_0 = 2^n$. Если $N_A=N_0$, то все возможные последовательности используются для передачи (разрешенные последовательности), а код является простым и неспособным обнаруживать ошибки.

Степень различия кодовых комбинаций характеризуется расстоянием Хэмминга, которое определяется числом несовпадающих разрядов. Например, для комбинаций 010 и 100 хэммингово расстояние $d=2$. d определяется как вес W суммы по модулю 2 кодовых комбинаций, вес – число входящих в сумму ненулевых элементов:

$$\begin{array}{r} \oplus 010 \\ \underline{100} \\ 110 \end{array} \quad W = 2$$

Перебрав все возможные пары кодовых комбинаций, можно найти минимальное d, называемое кодовым расстоянием d_0. При $d_0=1$ код является простым.

Для того, чтобы код стал корректирующим, необходимо соблюдение неравенства $N_A<N_0$. При этом неиспользуемые кодовые комбинации называются запрещенными и определяют избыточность кода. Ошибка будет обнаружена, если переданная разрешенная кодовая комбинация перейдет в запрещенную. В качестве разрешенных комбинаций выбираются наиболее отличающиеся друг от друга, максимальная кратность обнаруживаемых ошибок $t_{о.ош} = d_0-1$.

Исправление ошибок также возможно только в случае, когда переданная разрешенная комбинация переходит в запрещенную. Вывод о том, какая комбинация передавалась, делается на основе сравнения принятой запрещенной комбинации со всеми разрешенными. Принятая комбинация отождествляется с той из разрешенных, от которой она менее всего отличается, кратность исправляемых ошибок $t_{и.ош} = d_0/2 - 1$ для четного d_0, и $t_{и.ош} = (d_0-1)/2 - 1$ для нечетного d_0.

Задача получения кода с заданной корректирующей способностью сводится к задаче выбора из N_0 подмножества N_A комбинаций с требуемым d_0. Для небольших n это можно сделать путем простого перебора, для больших n используются специальные алгоритмы.

Корректирующие коды делятся на блочные и непрерывные. К блочным относятся коды, в которых каждому символу передаваемого алфавита соответствует блок из $n(i)$ элементов, где i – номер сообщения. Если $n=const$, то код называется равномерным. В непрерывных кодах передаваемая информация не делится на блоки, проверочные элементы распределяются в определенном порядке между информационными. Равномерные блочные коды делятся на разделимые и неразделимые. В первых элементы делятся на информационные и проверочные, во вторых это разделение отсутствует.

Эффект от применения корректирующего кода определяется снижением вероятности ошибок передачи. Вероятность неправильного приема простого кода:

$$P^{(n)}_{Н.П.} = 1-(1-p_{ош})^n .$$

Та же вероятность при использовании корректирующего кода с кратностью исправления ошибок $\boldsymbol{t_{и.ош.}}$:

$$P_{И.П.}^{(n)} = \sum_{t-t_{и.ош.}+1}^{n} C_n^t p_{ош}^t (1-p_{ош})^{n-t}.$$

В результате применения корректирующего кода в режиме исправления ошибок вероятность ошибочной передачи информации снижается в $\boldsymbol{P^{(n)}_{Н.П.}/P^{(n)}_{И.П.}>1}$ раз.

Наличие в корректирующих кодах запрещенных комбинаций приводит к их избыточности и, как следствие, к снижению скорости передачи полезной информации. Если в системе, использующей простой код, скорость передачи $\boldsymbol{R_n}$, то в системе с избыточным кодом скорость передачи $\boldsymbol{R_и=R_n/k}$, где $\boldsymbol{k}$ – коэффициент, характеризующий потери скорости за счет введения запрещенных комбинаций.

Корректирующее кодирование экономически оправдано, если стоимость $\boldsymbol{S_1}$ устранения ошибки в единичном элементе меньше стоимости потерь $\boldsymbol{S_2}$, вызванных искажением информации.

$$S_1 = \frac{S_и + S_{доп}}{TR_и p_{ош}/k},$$

где $\boldsymbol{S_и}$ – стоимость исправления ошибок; $\boldsymbol{S_{доп}}$ – дополнительные затраты на передачу избыточных кодов; $\boldsymbol{p_{ош}}$ – вероятность ошибки на элемент кода.

Экономическая эффективность применения корректирующего кода:

$$\Delta S = S_2 - S_1.$$

Применение корректирующего кода имеет смысл, если $\boldsymbol{\Delta S > 0}$. Системы, способные изменять избыточность с изменением качества канала, называются адаптивными, одним из типов адаптивных систем являются системы с обратной связью. Поскольку изменение алгоритма кодирования и, соответственно, свойств корректирующих кодов в настоящее время осуществляется программным способом, то само такое изменение не представляет технической сложности и

позволяет перенастраивать СПДС по критерию положительности $\boldsymbol{\Delta S}$.

Литература

1. Гаранин А.Б., Журавлев В.И., Кунегин С.В. Системы и сети передачи информации: учебное пособие для вузов. - М: Радио и связь, 2001.
2. Рудой В.М. Системы передачи информации: учебное пособие для вузов. - М: Радиотехника, 2007.
3. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. - М: Радио и связь, 1982.
4. Шувалов В.П., Передача дискретных сообщений /под.ред. Шувалова В.П. - М: Радио и связь, 1990.

Содержание