

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное агентство по образованию

ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ГИДРОМЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

С.А. Ясько

МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

*Учебное пособие
по дисциплине*

«ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ ТЕХНОЛОГИИ
В ТЕХНИКЕ СВЯЗИ»



Санкт-Петербург
2007

УДК 621.372.061

Ясько С.А. Методы передачи информации в информационных системах. Учебное пособие по дисциплине «Информационно-управляющие технологии в технике связи»— СПб.: РГГМУ, 2007. — 257 с.

Учебное пособие написано в рамках учебной программы по части дисциплины «Информационно-управляющие технологии в технике связи» и содержит теоретический материал, который охватывает основы теории морских информационных систем и ориентировано на приобретение студентами теоретических знаний по методам передачи информации в информационных системах с простыми и сложными сигналами, а также изучение теоретических основ помехозащищенности и возможностей совмещения информационных и измерительных каналов в одной информационной системе. Изложенный в учебном пособии материал относится к физическому уровню модели взаимодействия открытых систем (ОСИ) и является важнейшей составляющей комплекса знаний обучаемого.

Пособие может быть полезным для самостоятельного изучения.

Рецензент: А.И. Яшин, проф. ГЭТУ (ЛЭТИ)

92-к. 1329

- © Ясько С.А., 2007
- © Российский государственный гидрометеорологический университет (РГГМУ), 2007



ВВЕДЕНИЕ

Настоящее учебное пособие предназначено для студентов при самостоятельной подготовке и более углубленном изучении дисциплины «Информационно-управляющие технологии в технике связи».

Содержание учебного пособия соответствует второй части утвержденной программы по дисциплине «Информационно-управляющие технологии в технике связи» и связано со следующими основными ее разделами:

1. Помехозащищенность. Методы повышения помехозащищенности.
2. Методы передачи информации в информационных системах.
3. Системы передачи информации с обратной связью.
4. Принципы построения совмещенных радиолиний многофункциональных радиотехнических систем.

В пособии рассматриваются необходимые теоретические положения, которые каждый обучаемый должен освоить при подготовке к экзамену и зачету по данной дисциплине, а также для выполнения курсового проекта.

Раздел 1.

ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ. МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ

1.1. Помехозащищенность

При анализе характеристик радиолиний информационных систем необходимо учитывать, что их функционирование происходит в условиях действия помех. Рассматривая наиболее общий случай, следует проводить оценку работоспособности радиолиний при ведении злоумышленником радиоэлектронной борьбы (РЭБ). При этом важнейшим показателем качества функционирования радиолинии является помехозащищенность. Помехозащищенность радиолинии (в общем случае радиоэлектронной системы) – это ее свойство сохранять свою работоспособность в условиях ведения злоумышленником радиоэлектронной борьбы. Отсюда следует, что помехозащищенность как качественный показатель функционирования радиолинии предполагает и ведение злоумышленником радиоразведки. (т.е. учитывает скрытность работы радиолинии), и сохранение на допустимом уровне качества работы радиолинии при действии помех (т.е. помехоустойчивость).

Относительно радиолинии (радиоэлектронной системы) вид и характер помех, процедура радиоразведки, взаимодействие сигнала и помех, характер работы радиолинии при действии помех и т.п. – все это события, проявление которых можно оценивать только вероятностно, статистически. Поэтому и оценив помехозащищенность радиолинии, целесообразно ее задавать как вероятность $P_{пз}$ выполнения радиоэлектронной системой задач в условиях РЭБ, которая определяется соотношением:

$$P_{пз} = 1 - P_{п}, \quad (1.1)$$

где вероятность подавления радиолинии $P_{п}$ можно рассчитывать по формуле:

$$P_{п} = P_{пр}P_{пу} + P_{р}P_{по}, \quad (1.2)$$

В формуле (1.2) $p_{\text{нр}}$ и $p_{\text{р}}$ – вероятности неразведки и разведки радиолинии злоумышленником. Если злоумышленник не разведает параметры радиолинии, то очевидна постановка только «универсальной» помехи (шумовой, заградительной). Если параметры радиолинии в процессе разведки злоумышленником определены, то вероятнее всего постановка «оптимальной» для данной радиолинии помехи. В этом случае вероятнее всего помеха будет прицельной со структурой, близкой к структуре сигнала. Соответственно $p_{\text{пу}}$ и $p_{\text{по}}$ – вероятности подавления радиолинии «универсальной» и «оптимальной» помехой.

Остановимся на особенностях определения некоторых указанных вероятностей.

Вероятность разведки $p_{\text{р}}$ может пониматься в широком смысле, с учетом того, что под $p_{\text{р}}$ предполагается не только факт самой разведки, но и использование злоумышленником средств радиопомех при условии, что параметры линии разведаны. Иными словами

$$p_{\text{р}} = p_{\text{р}}^* p_{\text{исп}} \quad (1.3)$$

где $p_{\text{р}}^*$ – вероятность определения параметров радиолинии злоумышленником; $p_{\text{исп}}$ – вероятность использования злоумышленником средств радиопомех.

Если в процессе РЭБ необходимо разведать $n_{\text{л}}$ независимых параметров радиолинии, то

$$p_{\text{р}}^* = \prod_{i=1}^{n_{\text{л}}} p_{\text{р}_i}^* \quad (1.4)$$

где $p_{\text{р}_i}^*$ – вероятность разведки i -го параметра.

В свою очередь,

$$p_{\text{исп}} = p_{\text{г}} p_{\text{а}} p_{\text{р}} \quad (1.5)$$

где $p_{\text{г}}$ – вероятность того, что рабочие диапазоны частот подавляемой системы и постановщика помех совпадают; $p_{\text{а}}$ – вероятность того, что диаграмма направленности постановщика помех

будет ориентирована на подавляемую систему; p_R — вероятность того, что дальность до подавляемой системы позволит создать необходимый уровень помех.

Расчет вероятностей p_f , p_a , p_R возможен при решении конкретных задач. Отметим, что если предполагается организация заградительных помех для всех РЭС, диапазоны работы которых лежат внутри области постановки помех, то $p_f = 1$. При невыполнении этого условия $p_f = 0$. Если взаимное положение РЭС и постановщика помех таково, что между ними существует надежная радиосвязь, то $p_a = 1$.

При расчете вероятности подавления $p_{пу}$, $p_{по}$ отметим, что для любой радиоэлектронной системы и для помехи любого вида можно определить на входе приемника такое соотношение $\frac{P_{ПВХ}}{P_{СВХ}} = K_{\Pi}$, при превышении которого работоспособность РЭС снижается ниже допустимого уровня, т.е. РЭС может выполнять свою задачу при

$$\frac{P_{ПВХ}}{P_{СВХ}} = K < K_{\Pi}. \quad (1.6)$$

В общем случае при РЭБ и коэффициенты подавления K_{Π} и K — величины случайные.

В частном случае, когда полностью учтены условия работы и подавляемой радиолинии, и в радиолинии «постановщик помех — подавляемый приемник», можно рассчитать и $P_{ПВХ}$, и $P_{СВХ}$.

Для активных организованных помех:

$$P_{ПВХ} = \frac{P_{\Sigma\Pi} G_{\Pi}(\alpha) A_{\Pi} \Phi_{\Pi} \Delta f_c}{4\pi R_{\Pi}^2 \Delta f_{\Pi}}; \quad (1.7)$$

$$P_{СВХ} = \frac{P_{\SigmaЛ} G_{Л}(\alpha) A_{Л} \Phi_{Л}}{4\pi R_{Л}^2}, \quad (1.8)$$

где $P_{\SigmaЛ}$ — мощность излучения полезных каналов ($P_{\SigmaЛ}^*$ — в направлении на пассивный помеховый отражатель); $P_{\Sigma\Pi}$ — мощность из-

лучения передатчика активных помех; R_{Π} – расстояние от подавляемого приемника по постановщику помех; R_{Π} – протяженность подавляемой радиолинии; Δf_c – полоса частот, занимаемая полезным сигналом; Δf_{Π} – полоса частот, занимаемая помеховым сигналом; $G_{\Pi}(\alpha)$ – коэффициент усиления антенны постановщика помех; $G_{\Pi}(\alpha)$ – коэффициент усиления антенны передатчика полезных сигналов ($G_{\Pi}^*(\alpha)$ – в направлении на пассивный помеховый отражатель); Φ_{Π}, Φ_{Π} – интерференционный множитель соответственно для «помеховой» радиолинии и радиолинии полезного сигнала.

Для случая постановки пассивных помех (подавляемая линия работает с активным ответом):

$$P_{\text{пвх}} = \frac{P_{\Sigma \Pi} G_{\Pi}(\alpha) A_{\Pi} \sigma_{\Pi} \Phi_{\Pi}^2}{(4\pi R_{\Pi}^2)^2}; \quad (1.9)$$

$$P_{\text{свх}} = \frac{P_{\Sigma \Pi}^* G_{\Pi}^*(\alpha) A_{\Pi} \Phi_{\Pi}}{4\pi R_{\Pi}^2}; \quad (1.10)$$

где σ_{Π} – эффективная площадь рассеяния пассивного отражателя; A_{Π} – эффективная площадь приемной антенны.

Соотношения (1.7) – (1.10) позволяют определить величину K и при заданном K_{Π} оценить помехоустойчивость радиолинии. В рассмотренном случае статистическая оценка помехоустойчивости не требуется. Все определяет соотношение между K и K_{Π} .

Если параметры (хотя бы один), входящие в формулы (1.7) – (1.10), случайны, то необходимо определять $p_{\text{пу}}$ и $p_{\text{по}}$ (отметим, что чаще всего случайными полагают $P_{\Sigma \Pi}$ и R_{Π}).

В общем случае:

$$p_{\text{пу}} = \int_{K_{\text{пу}}}^{\infty} W(K) dK, \quad (1.11)$$

$$P_{\text{по}} = \int_{K_{\text{по}}}^{\infty} W(K) dK, \quad (1.12)$$

где $W(K)$ – распределение вероятности значений коэффициента подавления; $K_{\text{пу}}$ – коэффициент подавления «универсальной» помехой; $K_{\text{по}}$ – коэффициент подавления «оптимальной» помехой. Как правило, получить точные значения $P_{\text{пу}}$, $P_{\text{по}}$, P_r , $P_{\text{нр}}$ весьма затруднительно, чаще всего невозможно. Поэтому для оценки работоспособности радиолинии могут задаваться наихудшие условия функционирования и для них оцениваться.

1.2. Методы повышения скрытности

Скрытность – это способность радиоэлектронной системы противостоять разведке противником ее сигналов.

Наиболее известны частотный, структурный, временной, энергетический и пространственный методы повышения скрытности.

Частотная скрытность может обеспечиваться или перестройкой приемных и передающих систем в процессе их работы, или частотной маскировкой излучаемых радиосигналов. При перестройке по детерминированному или случайному закону частоты настройки затрудняются разведка радиолинии злоумышленником и постановка прицельных помех. Частотная маскировка предполагает одновременную работу N радиолиний, частоты которых разнесены по диапазону. Это практически представляет собой многоканальную (многочастотную) систему передачи информации. Такое построение системы затрудняет злоумышленнику возможность создания прицельных помех. В то же время усложняется решение проблемы электромагнитной совместимости, а также сама система.

Структурная скрытность обеспечивается использованием сигналов, сложная структура которых затрудняет их разведку злоумышленником. В качестве таких сигналов могут использоваться сигналы типа псевдослучайных последовательностей большой длительности, сигналы со сложной модуляцией и т.п. Как правило, использование подобных сложных сигналов, помимо общего ус-

ложения радиолинии, предъявляет и особые требования к системе, в частности по точности синхронизации приемной и передающей сторон.

При реализации временного метода скрытность обеспечивается за счет сокращения времени излучения сигналов или увеличения интервала (периода) между излучениями. Очевидно, что при этом для сохранения необходимого энергетического потенциала радиолинии следует увеличивать мощность излучения, что не всегда возможно и предъявляет особые требования к передающему тракту.

Энергетический метод предполагает выбор такой мощности излучения передатчика и такого спектра излучения, при которых мощность сигнала на входе разведывательного приемника была бы меньше его реальной чувствительности. Для обеспечения энергетической скрытности также возможно использование широкополосных сигналов, поскольку при малой спектральной плотности и при условии относительно узкой полосы пропускания разведывательного приемника энергия принимаемого разведываемого сигнала будет невелика.

Пространственная скрытность определяется характеристиками направленности антенных систем передатчика. Пространственная скрытность обеспечивается сужением диаграмм направленности передающих антенн, снижением уровня их боковых лепестков. Помимо этого при работе передающих систем учитывается предполагаемое местонахождение разведывательных приемников и исключается по возможности излучение в их направлении.

Как следует из изложенного, скрытность обеспечивается способами, которые предполагают проведение как технических, так и организационных мероприятий. Только учет реальных условий функционирования, сочетание организационных и технических мер позволяет обеспечивать скрытую работу радиолинии.

1.3. Методы повышения помехоустойчивости

Когда речь идет о повышении помехоустойчивости, следует различать методы оптимальной фильтрации (линейной и нелинейной), способы предотвращения перегрузки приемника, методы компенсации помех, а также методы различной селекции полезного сигнала.

Все эти методы и способы базируются на отличии структуры и закономерностей изменения параметров, свойственных полезным сигналам и мешающим воздействиям.

Вопросам построения оптимальных (согласованных) линейных фильтров посвящено много работ. Основное внимание в них уделялось борьбе с внутренними шумами приемного тракта и с близкими к ним по структуре активными шумовыми помехами. Традиционными задачами теории оптимальной обработки сигналов являлись:

- обнаружение сигналов,
- оценка параметров и распознавание сигналов.

К этим вопросам непосредственно примыкали вопросы оптимизации приема информации (информационных посылок), а также задача разрешения одного или нескольких сигналов. Соответственно для каждой из этих задач определялись «показатели качества», которые, в свою очередь, непосредственно определяли чувствительность приемного устройства. Так, для случая обнаружения сигнала (что соответствует также этапу вхождения в связь) такими показателями обычно выбирают «вероятность правильного обнаружения» или «вероятность ложной тревоги», для случая оценки параметров сигнала (измерителя) – погрешность измерения тех или иных параметров сигнала.

Методы нелинейной фильтрации, как показано в ряде работ, обеспечивают более эффективную, чем линейная фильтрация обработку полезного сигнала на фоне помех.

Особый интерес представляют способы борьбы со структурными (имитирующими ретранслированными) помехами, которые по своему воздействию на подавляемое приемное устройство являются «оптимальными».

Вопросы для самопроверки к разделу 1

1. Дайте определение помехозащищенности.
2. Дайте определение скрытности. Опишите методы её повышения.
3. Что называется помехоустойчивостью? В чем её отличие от помехозащищенности?
4. Какие существуют методы для повышения помехоустойчивости?

Раздел 2

МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

2.1. Особенности передачи информации

Командно-программная информация (КПИ) к объекту передается по специальному каналу (или подсистеме) информационной системы (ИС). В отличие от других подсистем каналы передачи КПИ обладают рядом специфических особенностей, обусловленных как характером передаваемой в них информации, так и принципами ее кодирования и передачи.

Основное содержание КПИ, передаваемой к объекту, составляют команды и программы управления. Команды управления передаются в цифровом виде, при котором каждая реализуемая на борту логическая операция, являющаяся содержанием команды, сопоставляется с определенным числом. Таким числом обычно является порядковый номер команды. Поэтому команды управления представляют собой конечный набор дискретных сообщений.

Команды управления исполняются аппаратурой объекта сразу же после их приема. Если команда в течение определенного интервала времени передается только один раз, то она называется разовой.

Программа управления – это набор команд, исполняемых на борту с задержкой во времени. Исполнение программы может быть основано либо на временном, либо на координатном принципе. В настоящее время наиболее широко используется временной принцип. При этом программа управления разбивается на отдельные части, называемые словами. Каждое слово состоит из временной и параметрической частей. Во временной части указывается время исполнения команды, а в параметрической – номер исполняемой команды.

Как временная, так и параметрическая части слова выражаются в цифровой форме, т.е. программа управления также представляет собой набор цифровых сообщений. Объем программы управления определяется назначением объекта, составом его бортовой

аппаратуры и длительностью временного цикла, на который составлена данная программа управления.

Наряду с командами и программами управления по командной радиолинии к объекту могут передаваться:

- сигналы сверки и коррекции бортовой шкалы времени;
- уставки;
- информация об оскулирующих элементах орбиты (для космических аппаратов);
- эфемеридная информация.

Сверка бортовой шкалы времени с высокоточной шкалой системы единого времени (СЕВ) осуществляется наземными средствами. Для этого с объекта передаются сигналы времени (метки времени и их оцифровка). Расхождение шкал бортового и наземного времени может учитываться при формировании КПИ либо с помощью информационной системы может производиться коррекция бортовой шкалы времени.

Оскулирующие элементы орбиты представляют собой параметры, которые описывают движение космического аппарата по орбите с учетом различных возмущающих факторов.

Уставки – это набор разовых команд для проведения коррекции траектории движения, к числу которых относятся команды, указывающие моменты времени включения и выключения двигательной установки, а также параметры ориентации сопла двигателя.

Эфемеридная информация формируется наземными средствами по результатам траекторных измерений и для дискретных моментов времени определяет координаты точек на прогнозируемой траектории движения объекта. В последующем эта информация используется для решения задач навигации различных объектов.

Перечисленные выше виды информации, передаваемой в ИС, так же как и разовые команды и программы управления, представляются в цифровой форме. Поэтому ИС является системой передачи дискретных сообщений, представленных в цифровой форме. Обобщенная структурная схема ИС изображена на рис. 2.1. В этой схеме источником сообщений является устройство, в котором хранятся подлежащие передаче в данном сеансе связи программа управления и набор разовых команд, принятые по линии связи из центра управления. В режиме ручной выдачи разовых команд источником сообщений является пульт набора команд ИС.

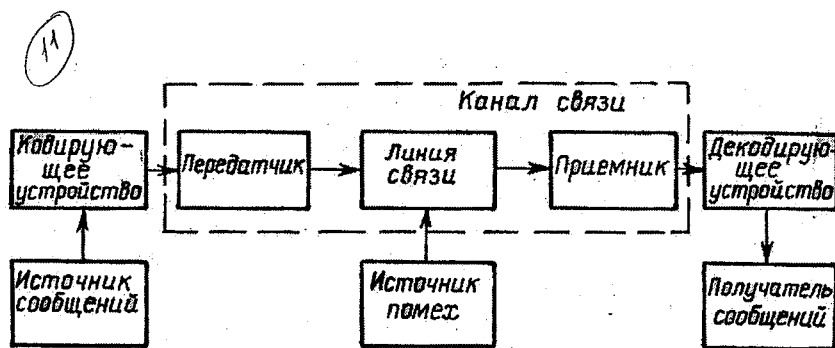


Рис. 2.1. Обобщенная структурная схема ИС.

В кодирующем устройстве осуществляется отображение дискретных сообщений с помощью чисел и представление этих чисел с помощью электрических сигналов. Эти процессы и составляют сущность кодирования командно-программной информации.

Правило, в соответствии с которым каждое передаваемое сообщение отображается некоторой комбинацией различных элементарных сигналов, называется кодом. Здесь в соответствии с теорией информации операция кодирования понимается в широком смысле и предполагает преобразование сообщений в электрические сигналы. В узком смысле кодирование определяется как отображение дискретных сообщений последовательностями определенных символов. Метод кодирования обуславливается как особенностями источника сообщения, так и свойствами канала связи, включающего передатчик, линию связи и приемник. Поэтому кодирование можно рассматривать как операцию согласования источника сообщений с каналом связи. Совокупность символов, которая появляется в результате процесса кодирования каждого сообщения, называется кодовой комбинацией. Кодовые комбинации могут содержать постоянное для данного кода число символов (равномерные коды), либо различное число символов (неравномерные коды).

По полноте используемых кодовых комбинаций различают безызбыточные коды и коды с избыточностью. В безызбыточных (простых) кодах основание m и значность n кода выбираются таким образом, чтобы количество кодовых комбинаций $N = m^n$ определялось числом передаваемых сообщений. Кодами с избыточно-

стью называются коды, у которых возможное число кодовых комбинаций N превышает число разрешенных кодовых комбинаций N_p , используемых для кодирования сообщений. В таких кодах избыточность, оцениваемая количеством N_z — запрещенных для кодирования сообщений кодовых комбинаций, используется для обнаружения и, если это возможно, исправления ошибок приема.

Коды можно классифицировать также по физическим признакам, по которым различаются между собой элементарные сигналы (символы) кодовых комбинаций. В ИС такими признаками могут быть различные параметры непрерывных и импульсных сигналов, используемых в качестве так называемых поднесущих колебаний, которые имеют сравнительно низкую частоту и модулируют колебания несущей частоты передатчика.

Модуляция несущей частоты осуществляется в передатчике, причем в ИС могут применяться любые методы модуляции в зависимости от используемого непрерывного или импульсного метода передачи информации.

На приемной стороне ИС после детектирования в приемнике принятая кодовая комбинация поступает в декодирующее устройство. При передаче программ управления в результате декодирования кодовая комбинация преобразуется в число, соответствующее принятому сообщению, которое переводится получателю сообщений, представляющему собой программно-временное устройство. При передаче команд управления кодовая комбинация преобразуется в сигнал управления, выдаваемый получателю сообщения, являющемуся тем устройством объекта управления, которому адресована данная команда.

Специфика задач, решаемых ИС, и условий, в которых она функционирует, обуславливает ряд её особенностей.

К этим особенностям в первую очередь следует отнести высокие требования по достоверности передаваемой информации. Причиной искажения передаваемых сообщений в ИС являются помехи различного происхождения. Высокие требования по помехоустойчивости ИС обусловлены нижеследующими обстоятельствами:

1. Искажение или отсутствие приема переданных сообщений, с помощью которых осуществляется управление объектом и его

бортовой аппаратурой, может привести к срыву выполнения программы движения объекта или к другим тяжелым последствиям.

2. Отдельные сообщения, передаваемые в ИС, как правило, являются некоррелированными. Это исключает возможность восстановления искаженных при приеме сообщений путем обработки соседних сообщений.

Помехоустойчивость ИС оценивается величиной вероятности $p_{\text{ош}}$ искажения сообщения (команды или слова программы управления). Обычно для систем передачи информации требуется обеспечить значение этой вероятности $p_{\text{ош}}$ не более $10^{-8} - 10^{-10}$. Заметим здесь же, что помехоустойчивость канала связи, включающего передатчик, линию связи и приемник (см. рис. 2.1), оценивается величиной вероятности p_z искажения элементарного символа (элемента) сообщения, которая обычно лежит в пределах $10^{-3} - 10^{-6}$. Сравнение значений $p_{\text{ош}}$ и p_z показывает, что вероятность искажения сообщения, представляемого в ИС в виде кодовой комбинации, должна быть на несколько порядков меньше вероятности искажения символов этого сообщения. Этим определяется принципиальная необходимость применения в ИС специальных мер по повышению достоверности передаваемых сообщений.

Возможным способом борьбы с помехами в радиоканалах является повышение мощности используемых сигналов. Однако такой путь является в большинстве случаев неприемлемым из-за ограниченности энергетических ресурсов радиоканалов, используемых в ИС, и необходимости обеспечения энергетической скрытности при комплексном решении вопросов обеспечения помехозащищенности ИС. Поэтому в ИС используются другие способы повышения помехоустойчивости.

Наряду с высокими требованиями по достоверности к ИС предъявляются также достаточно жесткие требования по скорости передачи информации. Это объясняется возрастанием объема передаваемой в ходе сеанса связи с объектом командно-программной информации и необходимостью обеспечения временной скрытности функционирования ИС, требующей сокращения общего времени передачи информации к объекту.

Отметим некоторые особенности функционирования ИС.

Каналы связи ИС отличаются широким диапазоном изменения их энергетических характеристик в течение сеанса связи. При движении объекта в пределах зоны радиовидимости непрерывно меняется дальность связи между объектом и наземной станцией. Так как основные параметры канала связи (мощность излучения, коэффициенты усиления антенн, чувствительность приемных устройств и т.п.) не изменяются, то изменение протяженности канала связи приводит к изменению мощности принимаемого сигнала, которая, как известно, обратно пропорциональна квадрату расстояния. Это приводит к тому, что в течение сеанса связи вероятность искажения символа p_3 меняется в широких пределах, что приводит и к изменениям вероятности искажения сообщения $p_{\text{ош}}$.

Такие изменения показателей помехоустойчивости в течение сеанса связи налагают определенные требования к выбору методов повышения достоверности. Исходя из этих условий, наиболее эффективными будут методы, обеспечивающие самонастройку по избыточности, вводимой в передаваемые сообщения для повышения помехоустойчивости. К таким методам, в частности, относится использование обратной связи, широко применяемой в ИС.

Наряду с перечисленными особенностями ИС следует также отметить необходимость применения в них целого комплекса технических и организационных мер по обеспечению высокой помехозащищенности, высокую степень автоматизации процессов подготовки и проведения сеансов связи.

14

2.2. Методы передачи информации в системах с импульсным излучением

В каналах передачи командно-программной информации с импульсным излучением используются следующие разновидности импульсных кодов:

- бинарный импульсный код;
- позиционный импульсный код;
- временной импульсный код.

При использовании бинарного импульсного кода посылки «1» и «0» могут кодироваться соответственно наличием и отсутствием импульса (рис.2.2). Для обеспечения надежной символьной синхронизации импульсы могут располагаться на фиксированных

тактовых точках временной оси, разделенных интервалами Δt . Величина интервала Δt выбирается так, чтобы элементы кода при приеме выделялись независимо друг от друга.

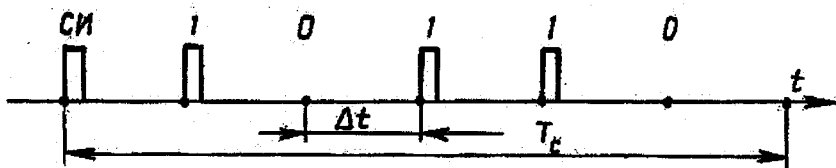


Рис. 2.2. Бинарный импульсный код.

Начало кодовой комбинации в импульсных кодах должно быть как-то зафиксировано. Для этой цели используется синхронизирующий импульс СИ, располагаемый в начале любой кодовой комбинации. Это эквивалентно введению в кодовую комбинацию дополнительного разряда. Поэтому максимально возможное количество кодовых комбинаций, передаваемых с помощью бинарного импульсного кода, будет

$$N = 2^{n-1}, \quad (2.1)$$

где n – количество разрядов кода, равное числу тактовых точек на временной базе сигнала.

Временная база сигнала определяется как длительность этого сигнала

$$T_c = n\Delta t. \quad (2.2)$$

Основным достоинством бинарных импульсных кодов является возможность кодирования сравнительно большого числа сообщений. К числу их недостатков относятся:

- непостоянство средней мощности сигнала P_{cp} , зависящей от количества импульсов в пределах кодовой комбинации;
- невозможность обнаружения ошибок (при использовании безызбыточного кодирования).

Перечисленные недостатки в определенной степени устраняются при использовании позиционного и временного импульсного кодов.

В позиционном импульсном коде (ПИК) количество импульсов в кодовой комбинации постоянно, а сами импульсы в пределах временной базы сигнала могут располагаться в различных тактовых точках (рис. 2.3). Первый импульс, как и в бинарном коде, является синхронизирующим (СИ). Количество сообщений, кодируемых с помощью позиционного импульсного кода,

$$N = C_{n-1}^{l-1} = \frac{(n-1)!}{(l-1)!(n-l)!}, \quad (2.3)$$

где n – число тактовых точек на временной базе сигнала; l – количество импульсов в кодовой комбинации с учетом СИ.

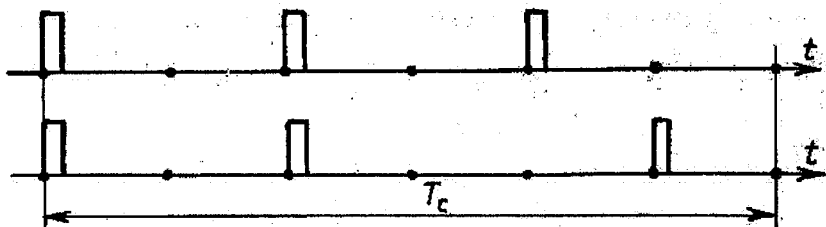


Рис. 2.3. Позиционный импульсный код.

Временная база сигнала T_c определяется соотношением (2.2). Достоинствами позиционных импульсных кодов являются:

- постоянство средней мощности сигнала в пределах различных кодовых комбинаций;
- возможность обнаружения всех ошибок за исключением ошибок смещения, при которых пропадание одного или нескольких импульсов сопровождается появлением такого же числа ложных импульсов в пределах одной кодовой комбинации.

Недостатком позиционных кодов является то, что здесь по сравнению с бинарными кодами количество кодируемых сообщений при той же временной базе уменьшается. Например, при $n = 8$ и $l = 3$ для позиционного кода $N = C_7^2 = 21$, а для бинарного кода $N = 2^7 = 128$.

Временной импульсный код (ВИК) является разновидностью позиционного импульсного кода, у которого количество импульсов в пределах кодовой комбинации минимально и с учетом одно-

го синхронизирующего импульса равно $l=2$ (рис. 2.4). Здесь второй импульс является информационным (ИИ), временная база T_c по-прежнему определяется соотношением (2.2), а количество передаваемых сообщений

$$N = n - 1. \quad (2.4)$$

Достоинствами временных кодов являются:

- постоянное (и минимальное) значение средней мощности сигнала в пределах кодовой комбинации;
- возможность, как и в случае позиционных кодов, обнаружения всех ошибок за исключением ошибок смещения.

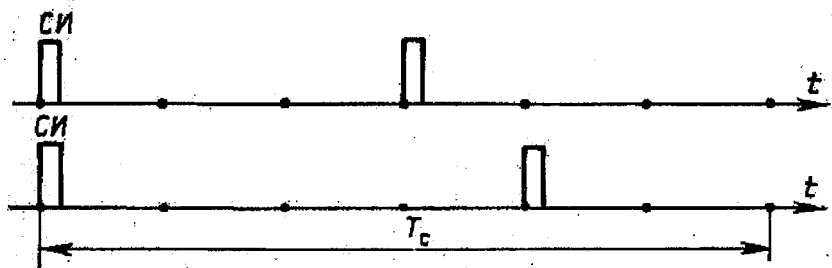


Рис. 2.4. Временной импульсный код.

Недостатком временных кодов по сравнению с ранее рассмотренными позиционными и бинарными кодами является наименьшее число кодируемых кодовых комбинаций. Так, для ранее рассмотренного примера при числе тактовых точек $n=8$ число сообщений $N=7$.

В ИС импульсного излучения применяются комбинации различных импульсных кодов, например бинарного с временным или временного с позиционным. В последнем случае на фиксированных интервалах базы временного кода размещаются кодовые комбинации позиционного кода. Такое сочетание кодов приводит к увеличению числа передаваемых сообщений, а также к повышению помехоустойчивости и структурной скрытности функционирования системы передачи информации.

Произведем оценку помехоустойчивости систем передачи информации, использующих импульсные коды.

2.3. Помехоустойчивость систем передачи информации с импульсным излучением

Помехоустойчивость систем на базе бинарных импульсных кодов оценивается так же, как и для систем с амплитудной манипуляцией, т.е. с цифровыми двоичными сигналами вида КИМ₂ – АМ.

Потенциальная помехоустойчивость таких систем при когерентном приеме полностью известных сигналов оценивается вероятностью искажения элементарного символа кода, которая равна

$$p_3 = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\frac{h_0}{\sqrt{2}} \right) \right], \quad (2.5)$$

где

$$h_0 = \sqrt{\frac{E_c}{N_0}};$$

$\Phi(x)$ – интеграл вероятности (функция Крампа), определяемый соотношением

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{z^2}{2}} dz.$$

Как видно из формулы (2.5), потенциальная помехоустойчивость полностью определяется параметром h_0 , т.е. отношением энергии сигнала E_c к спектральной плотности N_0 помехи в виде нормального белого шума. Здесь предполагается, что все параметры принимаемых сигналов (в том числе и их фаза) точно известны. В этих условиях может быть использован когерентный (синхронный) метод приема, при котором возникновение ошибок обусловлено воздействием лишь одной составляющей напряжения помех (синфазной или противоположной с сигналом).

В реальных каналах связи вследствие замираний сигнала, нестабильности фазы излучаемых передатчиком колебаний и других причин реализация оптимального (когерентного) приема встречает серьезные технические трудности. В реальном приемнике АМн-колебания, включающем наряду с фильтрами высоких и низких частот также амплитудный детектор и пороговое устройство, ин-

формация о фазе сигнала не используется и единственным признаком, позволяющим принимать АМн-колебания, является величина амплитуды колебаний. Если напряжение на выходе детектора приемника превышает некоторый пороговый уровень $U_{\text{пор}}$, то фиксируется сигнал «1», если это напряжение ниже $U_{\text{пор}}$, то фиксируется сигнал «0». Такой прием называется некогерентным.

Очевидно, что некогерентному приему свойственна более низкая помехоустойчивость, т.е. вероятность ошибочного приема символа p_3 оказывается большей, чем определяемая формулой (2.5). При некогерентном приеме величина p_3 зависит как от превышения сигнала над помехой, так и от величины $U_{\text{пор}}$. При больших отношениях сигнал/шум оптимальное значение порогового напряжения равно половине амплитуды сигнала, т.е. $U_{\text{пор,опт}} = 0,5U_{\text{мс}}$. При малых отношениях сигнал/шум (высокий уровень помех или слабый сигнал) величина p_3 возрастает за счет увеличения вероятности ложных тревог $p(1/0)$. В этих условиях целесообразно увеличить напряжение порога, при этом вероятность ложных тревог уменьшается. Для ориентировочных подсчетов вероятности ошибки, обусловленной воздействием флюктуационных помех, при некогерентном приеме можно воспользоваться приближенной формулой:

$$p_3 = \frac{1}{2} e^{-\frac{\mu}{4}}, \quad (2.6)$$

где μ — отношение мощности сигнала к мощности помехи на вы-

ходе детектора приемника, $\mu = \frac{P_c}{P_n}$.

Системы передачи информации, использующие бинарные импульсные коды, отличаются простотой технической реализации. Однако из-за низкой помехоустойчивости и трудности выбора оптимального порога эти системы практически не используются. В общем случае применение АМн-сигналов целесообразно при большой скважности импульсов, когда при сравнительно малой средней мощности можно обеспечить значительную мощность в

импульсе. Это характерно при использовании позиционного и особенно временного импульсных кодов.

Произведем оценку реальной помехоустойчивости систем передачи информации, использующих временной импульсный код. Рассмотрим такой случай, когда после выделения синхронизирующего импульса СИ первое превышение принимаемым сигналом порогового уровня $U_{\text{пор}}$ фиксируется как прием измерительного импульса ИИ. Временные диаграммы на входе и выходе порогового устройства изображены на рис.2.5, где тактовые точки t_i фиксируются с помощью схемы символьной синхронизации, а решения порогового устройства, показанные на диаграмме $U_{\text{вых}}(t)$, привязываются к этим моментам времени. В указанных условиях ошибка происходит в тех случаях, когда в качестве ИИ воспринимается ложный импульс, обусловленный помехой. Вероятность этой ошибки

$$p = \bar{p}_c p_{\text{лс}}, \quad (2.7)$$

где $\bar{p}_c$ – вероятность отсутствия сигнала (ИИ) до момента ложного срабатывания решающего устройства; $p_{\text{лс}}$ – вероятность появления ложного сигнала (ИИ).

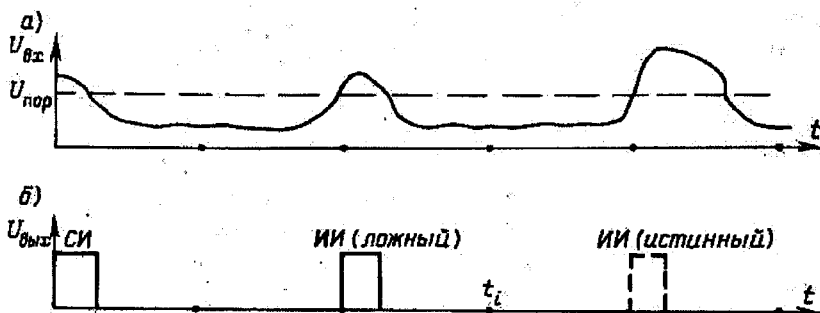


Рис. 2.5. Временные диаграммы на входе и выходе порогового устройства.

Для любой тактовой точки априорная вероятность

$$\bar{p}_c = 1 - p_c = 1 - \frac{1}{N_T},$$

где p_c – вероятность появления сигнала (ИИ) в любой из N_T тактовых точек.

Вероятность $p_{лс}$ представляет собой вероятность аномальной ошибки и равна:

$$p_{лс} = 1 - (1 - p_1)^{\frac{N_T}{2}} \cong \frac{N_T}{2} p_1 = \frac{N_T}{2} e^{-\frac{\mu}{4}},$$

где p_1 – вероятность того, что в тактовой точке напряжение помехи превысит пороговый уровень $U_{пор}$, $p_1 = e^{-\frac{\mu}{4}}$; μ – отношение сигнал/шум на выходе приемника; $\frac{N_T}{2}$ – показатель степени, взя-

тый в предположении, что истинный ИИ в среднем находится в середине временной базы и появление ложного ИИ предшествует появлению истинного ИИ (появление ложного ИИ после истинного ИИ опасности не представляет, поскольку решающее устройство работало правильно и повторно не срабатывает).

Подставив полученные значения p_c и $p_{лс}$ в формулу (2.7), получим, что вероятность ошибки в системе передачи информации с использованием временного импульсного кода будет

$$p = \left(1 - \frac{1}{N_T}\right) \frac{N_T}{2} e^{-\frac{\mu}{4}} = \frac{N_T - 1}{2} e^{-\frac{\mu}{4}}. \quad (2.8)$$

Произведем оценку реальной помехоустойчивости системы передачи информации, использующей позиционный импульсный код. В отличие от случая использования временного импульсного кода, когда первый же импульс после СИ воспринимается как ИИ и на последующие импульсы система уже не реагирует, здесь окончательное решение принимается после приема и выделения всех импульсов в пределах временной базы сигнала T_c . В этом случае, зная число импульсов l в пределах каждой посылки, можно после ее обработки обнаружить все ошибки, за исключением ошибок смещения, когда вследствие помех в пределах какой-то посылки пропадание одного или нескольких истинных импульсов сопровождается появлением в тактовых точках такого же количества ложных импульсов. Для упрощения анализа будем полагать, что каждый из l импульсов посылки позиционного кода располага-

ется в пределах временного интервала $\Delta T_i = \Delta T = \frac{T_c}{l}$ ($i = 1, 2, \dots, l$), а ошибка происходит при любых «смещениях» в пределах одного или нескольких интервалов ΔT (рис.2.6). На рис.2.6 выделенные импульсы обозначены сплошными отрезками, потерянные истинные импульсы – пунктиром, а в целом изображенная принятая посылка позиционного импульсного кода является ложной.

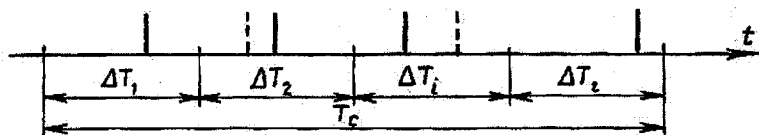


Рис. 2.6. Принятая посылка позиционного импульсного кода.

С учетом отмеченных предположений вероятность ошибки

$$P = P_{\text{лс}} P_{\text{ин}}^l, \quad (2.9)$$

где $P_{\text{лс}}$ – вероятность появления в пределах интервала ΔT ложного импульса; $P_{\text{ин}}$ – вероятность искажения (пропадания) в этом же интервале ΔT истинного импульса; l – количество интервалов длиной ΔT , равное используемому числу импульсов в посылке позиционного кода.

По аналогии со случаем использования временного кода полагаем, что

$$P_{\text{лс}} = 1 - (1 - p_1)^{\frac{N_T}{l}} \cong \frac{N_T}{l} p_1 = \frac{N_T}{l} e^{-\frac{\mu}{4}},$$

где показатель степени $\frac{N_T}{l}$ равен числу тактовых точек на интервале ΔT .

Вероятность пропадания истинного импульса

$$P_{\text{ин}} = 1 - (1 - p_2)^{\frac{N_T}{l}} \cong \frac{N_T}{l} p_2,$$

где p_2 – вероятность того, что в тактовой точке напряжение сигнала в смеси с помехой $U_{\text{с+П}}$ окажется ниже порогового уровня.

Графически вероятности p_1 и p_2 в виде заштрихованных областей изображены на рис.2.7, где для тактовой точки показаны распределения помех $\omega(U_n)$ и сигнала в смеси с помехами $\omega(U_{c+n})$, подчиняющиеся соответственно простому и обобщенному законам Релея. При рациональном выборе порога, когда $U_{\text{пор}} = 0,5U_{\text{см}}$, где $U_{\text{см}}$ – максимальное значение сигнала, вероятность $p_1 \cong p_2$ и, следовательно, $p_{\text{ни}} = p_{\text{лс}}$. С учетом этого, подставив приведенные выше соотношения в выражение (2.9), получим

$$p = \left(\frac{N_{\text{т}}}{l} \right)^2 \left(e^{-\frac{\mu}{4}} \right)^2 l = \frac{N_{\text{т}}^2}{l} e^{-\frac{\mu}{2}}. \quad (2.10)$$

Формулы (2.8) и (2.10) позволяют оценить помехоустойчивость систем передачи информации, использующих временные и позиционные импульсные коды.

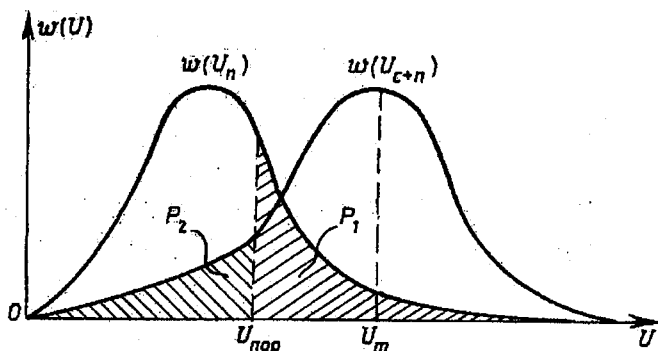


Рис. 2.7. Распределения помех $\omega(U_n)$ и сигнала в смеси с помехами $\omega(U_{c+n})$.

13 2.4. Методы передачи информации в системах с непрерывным излучением

В совмещенных радиотехнических системах импульсные сигналы часто оказываются неудобными для применения. Это прежде всего объясняется тем, что необходимость получения значительной пиковой мощности в импульсных системах с большой скважностью создает значительные технические трудности при разработке антенно-фидерной и передающей аппаратуры. Кроме того, импульсный режим затрудняет совмещение каналов передачи ко-

мандно-программной информации и траекторных измерений, поскольку он мало пригоден для точного измерения скорости доплеровскими методами. По этим причинам в совмещенных системах применение находят непрерывные радиосигналы с многоступенчатой модуляцией.

Командно-программная информация, как правило, представляется в цифровой форме. Поэтому на первой ступени имеет место кодowo-импульсная модуляция (КИМ). В системе с двухступенчатой модуляцией сигналы с КИМ непосредственно модулируют несущую частоту по частоте или фазе. В этом случае говорят, что в системе используются сигналы $\text{КИМ}_m = \text{ЧМ}$ или $\text{КИМ}_m = \text{ФМ}$ (индекс m определяет применяемое основание кода). Такая непосредственная модуляция (манипуляция) несущей позволяет более экономно расходовать полосу частот, отведенную для радиосвязи. Поэтому сигналы $\text{КИМ}_m = \text{ЧМ}$ и $\text{КИМ}_m = \text{ФМ}$ более пригодны для высоких скоростей передачи информации, например для автономных радиотелеметрических систем. Здесь может быть достигнута скорость до миллионов двоичных символов в секунду.

В системах с трехступенчатой модуляцией сигналами с КИМ предварительно модулируют поднесущие колебания (вторая ступень модуляции), а затем полученный сигнал модулирует несущую частоту (третья ступень модуляции). В таких системах может осуществляться непрерывная модуляция частоты или фазы несущего колебания, а в качестве поднесущих колебаний используются частотные или фазовые коды, т.е. сигналы, манипулированные по частоте или фазе. Таким образом, здесь возможны следующие системы сигналов: КИМ-ЧМ-ЧМ, КИМ-ЧМ-ФМ, КИМ-ФМ-ЧМ, КИМ-ФМ-ФМ. На третьей ступени модуляции наиболее предпочтительны сигналы с фазовой модуляцией, обеспечивающие высокую помехоустойчивость системы, передачи командно-программной информации. На практике наибольшее распространение получили сигналы с частотной модуляцией на второй ступени и с фазовой — на третьей. В этом случае говорят, что в системе используются сигналы КИМ-ЧМ-ФМ, что означает использование в качестве поднесущих колебаний частотно-манипулированных сигналов или частотных кодов. Наличие в сигнале поднесущих колебаний обогащает его спектр и расширяет

полосу занимаемых частот. Такая структура сигналов оказывается более удобной в совмещенных радиолиниях. Кроме того, имеется возможность осуществить на поднесущих колебаниях дополнительную частотную селекцию, защищающую радиолинию от сосредоточенных помех.

Как уже отмечалось, в системах передачи командно-программной информации в качестве поднесущих колебаний широкое распространение получили частотно-манипулированные сигналы или частотные коды с основанием $m=2$ (бинарные коды) и $m>2$ (многоосновные коды). Рассмотрим подробнее эти виды частотных кодов.

В системах передачи информации (рис. 2.8) могут применяться следующие разновидности бинарных частотных кодов (БЧК):

- двухсимвольные БЧК;
- трехсимвольные БЧК;
- четырехсимвольные БЧК.

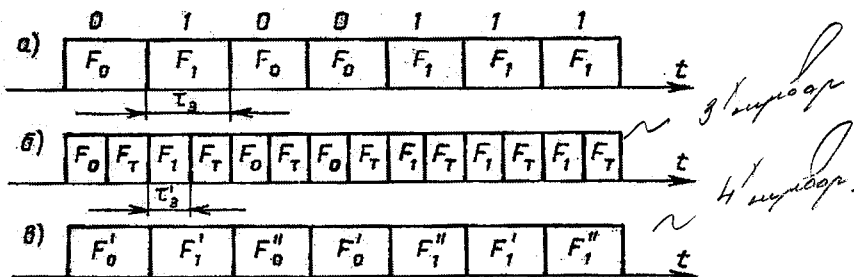


Рис. 2.8. Разновидности бинарных частотных кодов.

На рис. 2.8 колебания различных частот в течение длительности T_2 – элемента передаваемой кодовой комбинации – изображены условно путем обозначения частоты заполнения величиной F_i . При использовании двухсимвольного БЧК возможные значения (0 или 1) каждого элемента кодовой комбинации кодируются электрическими сигналами частоты F_0 или F_1 (рис. 2.8, а). В этом случае символьная синхронизация, обеспечивающая определение границ символов при приеме информации, основывается на постоянстве длительности элементов T_2 , что предъявляет высокие требо-

вания к стабильности устройств, определяющих величину τ , на передающей стороне линии связи, и устройств символьной синхронизации на приемной стороне. Таким образом, основным недостатком двухсимвольных БЧК являются высокие требования к системе синхронизации.

Для снижения требований к системе символьной синхронизации используются трехсимвольные БЧК, в которых применяются дополнительные разделительные знаки, обозначаемые посылками электрических сигналов частоты F_T (рис. 2.8, б). Таким образом, здесь используются сигналы трех частот: F_0 и F_1 для обозначения показания каждого элемента кода и F_T для обеспечения надежной символьной синхронизации. Для упрощения системы длительность всех посылок выбирается одинаковой, поэтому длительность информационного элемента τ'_3 уменьшается вдвое, на столько же уменьшается энергия сигнала и, следовательно, снижается помехоустойчивость. Для повышения помехоустойчивости здесь необходимо либо увеличить мощность сигнала, либо увеличить длительность используемых элементов τ'_3 , что потребует соответствующего увеличения длительности всей кодовой комбинации, т.е. приведет к уменьшению скорости передачи информации. Таким образом, недостатком трехсимвольных БЧК является уменьшение помехоустойчивости системы передачи информации, вызванное тем, что половина мощности передатчика расходуется на синхронизацию. По этой причине трехсимвольные БЧК целесообразно использовать в радиолиниях с достаточно высоким энергетическим потенциалом.

Для устранения отмеченных недостатков двухсимвольных и трехсимвольных БЧК применяются четырехсимвольные БЧК (рис. 2.8, в). Здесь длительность элементов сохраняется такой же, что и при использовании двухсимвольных БЧК, а для обеспечения надежной символьной синхронизации при передаче каждого символа кода используются две частоты: для символа 0 – частоты F'_0 и F''_0 , а для символа 1 – частоты F'_1 и F''_1 . Устойчивая синхронизация здесь обеспечивается за счет того, что при переходе от одного символа кода к другому каждый раз меняется частота передаваемой посылки. Причем это происходит даже в тех случаях, когда

в соседних посылках передаются одинаковые символы. При повторной передаче одного и того же символа используются колебания разных частот. Некоторым недостатком четырехсимвольного БЧК является усложнение логики работы кодирующего и декодирующего устройств.

Заметим, что максимальное количество сообщений, которые можно закодировать с помощью любой разновидности БЧК,

$$N = 2^n, \quad (2.11)$$

где n — количество элементов кодовой комбинации.

К многоосновным частотным кодам, которые могут быть использованы для передачи командно-программной информации, относятся:

- простейший многоосновный код;
- комбинационные частотные коды;
- сменно-посылочные частотные коды.

При формировании простейшего многоосновного частотного кода количество используемых в системе поднесущих частот равно основанию кода m . Обозначим их через $F_0, F_1, \dots, F_{m-1}$. В каждой элементарной посылке (символе) частота используемой поднесущей F_i ($i = 0, 1, \dots, m-1$) определяется значением соответствующего разряда сообщения. Максимальное количество сообщений, которые можно передать с помощью такого кода,

$$N = m^n, \quad (2.12)$$

где n — количество элементов кодовой комбинации.

В комбинационном частотном коде каждому разряду сообщения ставится в однозначное соответствие комбинация сигналов l поднесущих частот, одновременно формируемых в одной посылке. Если общее число поднесущих частот, используемых в системе, равно $m > l$, то количество комбинаций, включающих l колебаний различных частот в одной посылке, будет

$$m_l = C_m^l = \frac{m!}{l!(m-l)!}.$$

Величину m_1 , можно рассматривать как основание кода описанной системы кодирования сообщений, поэтому при числе посылок кодовой комбинации, равном n , максимальное количество передаваемых сообщений

$$N = m_1^n = (C_m^l)^n. \quad (2.13)$$

Рассмотрим пример. Пусть $n = 3$, $m = 5$, $l = 2$. Тогда в соответствии с формулой (2.13)

$$N = (C_5^2)^3 = 10^3 = 1000.$$

Обозначим используемые в такой системе поднесущие частоты через F_0, F_1, F_2, F_3, F_4 . На рис. 2.9 показан пример кодирования сообщения, из которого видно, что соседние посылки одного сообщения могут использовать одинаковые частоты. Это обстоятельство затрудняет решение задачи символьной синхронизации, что является недостатком системы передачи информации, использующей комбинационный частотный код. Для устранения этого недостатка используются сменно-посылочные коды.

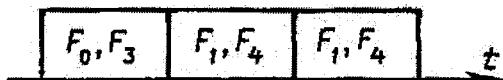


Рис. 2.9. Пример кодирования сообщения с помощью комбинационного частотного кода.

Различают полные и неполные сменно-посылочные коды. В полных сменно-посылочных частотных кодах соседние посылки должны отличаться значением хотя бы одной используемой поднесущей частоты. На рис. 2.10 показан пример кодирования сообщения с помощью полного сменно-посылочного кода, имеющего те же параметры, что и в рассмотренном выше примере использования комбинационного частотного кода. Из рис. 2.10 видно, что соседние посылки имеют различные комбинации поднесущих частот, что облегчает решение задачи символьной синхронизации по сравнению со случаем использования комбинационного частотного кода.

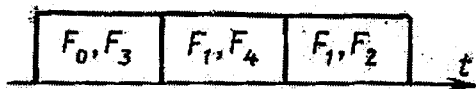


Рис. 2.10. Пример кодирования сообщения с помощью полного сменно-посылочного кода.

Определим максимальное количество передаваемых сообщений при использовании полного сменно-посылочного кода. В первой посылке сообщения допускается использование всех $m_l = C_m^l$ комбинаций поднесущих. В последующих $n-1$ посылках можно использовать $m_l - 1$ комбинаций (одна ранее уже использованная комбинация должна быть исключена). Поэтому

$$N = m_l(m_l - 1)^{n-1} = C_m^l(C_m^l - 1)^{n-1}. \quad (2.14)$$

Для рассмотренных ранее значений $n = 3$, $m = 5$, $l = 2$ в соответствии с соотношением (2.14) количество сообщений

$$N = C_5^2(C_5^2 - 1)^2 = 10 \cdot 9^2 = 810,$$

что меньше, чем в случае комбинационного частотного кода. Это уменьшение числа сообщений является своего рода «платой» за достигаемое улучшение символьной синхронизации.

В неполных сменно-посылочных частотных кодах соседние посылки отличаются всеми значениями поднесущих частот используемых колебаний. На рис.2.11 показан пример кодирования сообщения с помощью неполного сменно-посылочного кода. В первой посылке сообщения здесь по-прежнему допускается использовать все $m_l = C_m^l$ комбинации поднесущих. В каждой из последующих $n-1$ посылок l частот, использованных в предыдущей посылке, применять уже нельзя, поэтому допускается использовать комбинации, количество которых $m_2 = C_{m-l}^l$.

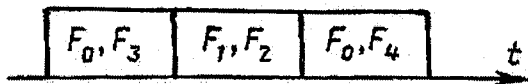


Рис. 2.11. Пример кодирования сообщения с помощью неполного сменно-посылочного кода.

Максимальное число сообщений, кодируемых с помощью неполного сменно-посылочного кода,

$$N = m_1(m_2)^{n-1} = C_m^l (C_{m-l}^l)^{n-1}. \quad (2.15)$$

Для примера с рассматриваемыми параметрами $n = 3$, $m = 5$, $l = 2$ количество сообщений в соответствии с (2.15) равно

$$N = C_5^2 (C_3^2) = 10 \cdot 3^2 = 90.$$

Из рассмотренных примеров видно, что неполный сменно-посылочный код обеспечивает кодирование минимального числа сообщений, но является наиболее предпочтительным с точки зрения обеспечения символьной синхронизации.

Как видно из соотношений (2.13) – (2.15), в комбинационных и сменно-посылочных кодах можно добиться существенного увеличения количества передаваемых сообщений при достаточно больших значениях m и l . Но при этом необходимо учитывать, что одновременная модуляция колебаний несущей частоты несколькими поднесущими колебаниями при постоянной мощности излучаемого сигнала уменьшает мощность каждого поднесущего колебания. Кроме того, при прохождении многочастотных посылок через нелинейные элементы радиолинии возникают колебания комбинационных частот, имеющих значения $(aF_i \pm bF_j)$, которые могут образовать ложные кодовые комбинации. Поэтому на практике при использовании комбинационных и сменно-посылочных кодов количество одновременно используемых в каждой посылке поднесущих колебаний обычно выбирают равным $l = 2$.

Рассмотрим особенности построения и помехоустойчивость систем с двумя ступенями модуляции, где используются сигналы ЧМ и КИМ-ФМ, и системы с трехступенчатой модуляцией на базе сигналов КИМ-ЧМ-ФМ.

2.5. Помехоустойчивость систем передачи информации с непрерывным излучением

В системах непрерывного излучения с двухступенчатой модуляцией типа КИМ-ЧМ или КИМ-ФМ последовательность символов цифрового кода непосредственно манипулирует, т.е. дискретно изменяет частоту или фазу несущего колебания. Произведем

оценку потенциальной и реальной помехоустойчивости таких систем, использующих бинарные и многоосновные коды.

Потенциальная помехоустойчивость систем, использующих бинарные сигналы, обеспечивается при реализации оптимальных методов когерентного приема сигналов и оценивается величиной вероятности искажения элементарного символа:

$$p_3 = \frac{1}{2} [1 - \Phi(kh_0)], \quad (2.16)$$

где $\Phi(x)$ – интеграл вероятности, $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{z^2}{2}} dz$;

$$h_0 = \sqrt{\frac{E_c}{N_0}};$$

$$k = \begin{cases} 1, & \text{для сигналов КИМ = ЧМ;} \\ \sqrt{2}, & \text{для сигналов КИМ = ФМ.} \end{cases}$$

Соотношение (2.16) определяет величину p_3 в предположении, что используемые для передачи единиц и нулей сигналы КИМ-ЧМ являются некоррелированными и коэффициент корреляции $\rho = 0$, а сигналы КИМ-ФМ за счет фазового сдвига π – противоположными, для которых $\rho = -1$. В общем случае при оптимальном различении двух сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ с равной энергией E_c справедливо следующее соотношение,

$$p_3 = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{E_c}{N_0} (1 - \rho)} \right) \right], \quad (2.17)$$

где $\rho = \frac{1}{E_c} \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t) s_2(t) dt$ – коэффициент корреляции сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$.

Кроме оптимальных методов, в аппаратуре достаточно широко используются некоторые реальные методы приема, несколько уступающие оптимальным по помехоустойчивости, но достаточно просто реализуемые. В частности, для приема сигналов КИМ-ЧМ применяются стандартный частотный дискриминатор (СЧД) с раз-

личными видами последетекторной обработки (интегрирование, стробирование) и приемники с расфилтровкой сигналов, т.е. использующие ряд фильтров, настроенных на применяемые в системе частоты. Вероятность искажения символа двоичного кода при приеме сигналов КИМ-ЧМ без разрыва фазы приемником, использующим СЧД с ограничителем, определяется выражением,

$$p_s = \frac{1}{2} \exp(-0,6h_0^2). \quad (2.18)$$

При этом оптимальное значение индекса модуляции $m_f = 0,6/0,7$. В общем случае величина индекса частотной модуляции

$$m_f = \frac{\Delta f_d}{F_m},$$

где Δf_d — девиация частоты; F_m — значение частоты модулирующего сигнала.

При использовании простейшего двухчастотного ВЧК девиация частоты, представляющая собой максимальное отклонение частоты от среднего значения, равна $\Delta f_d = \frac{1}{2}|f_1 - f_0|$. Для определения частоты F_m предположим, что модулирующий сигнал КИМ представляет собой чередующуюся последовательность единиц и нулей (рис. 2.12), т.е. периодическую последовательность с периодом $2\tau_s$. Поэтому $F_m = \frac{1}{2\tau_s}$, а индекс частотной манипуляции

$$m_f = \frac{\frac{1}{2}|f_1 - f_0|}{\frac{1}{2\tau_s}} = \tau_s |f_1 - f_0|.$$

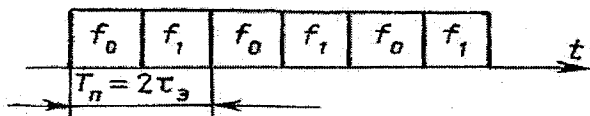


Рис. 2.12. К определению частоты F_m .

При приеме многоосновных сигналов КИМ_m – ЧМ на СЧД вероятность искажения символа

$$p_3 \cong \frac{m-1}{2} \exp\left(-\frac{h_0^2}{2(m-1)}\right). \quad (2.19)$$

При использовании приемников сигналов КИМ_m = ЧМ с узкополосными разделительными фильтрами и амплитудным детектором (АД) вероятность искажения символа

$$p_3 \cong \frac{m-1}{2} \exp(-0,4h_0^2). \quad (2.20)$$

При этом полосы разделительных фильтров Δf и фильтра низких частот после АД ΔF следует выбирать из следующих соотношений: $\Delta f\tau_s = 1,37$; $\Delta F\tau_s \cong 0,7$.

Сравнивая соотношения (2.18) – (2.20) для p_3 при рассматриваемых реальных методах приема двоичных сигналов КИМ₂ = ЧМ с выражением (2.16) для p_3 при оптимальном приеме, видим, что при правильном выборе параметров приемника рассмотренные реальные приемники обеспечивают помехоустойчивость, близкую к потенциальной. При этом важно заметить, что при приеме многоосновных сигналов КИМ_m = ЧМ приемник с расфилтровкой обладает значительно более высокой помехоустойчивостью, чем приемник с СЧД.

При инженерных расчетах помехоустойчивости приемников сигналов КИМ = ЧМ с расфилтровкой можно использовать соотношение,

$$p_3 = \sum_{k=1}^{m-1} (-1)^{k-1} C_{m-1}^k \frac{1}{k+1} \exp\left(-\frac{k\mu}{2(k-1)}\right), \quad (2.21)$$

где μ – отношение мощности сигнала к мощности помех на выходе

приемника, $\mu = \left(\frac{P_c}{P_{ш}}\right)_{\text{вых}}$.

Для бинарных сигналов КИМ₂ = ЧМ соотношение (2.21) преобразуется к виду,

$$p_3 = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{\mu}{4}\right). \quad (2.22)$$

Произведем оценку помехоустойчивости систем непрерывного излучения с трехступенчатой модуляцией. Наличие в результирующем сигнале поднесущих колебаний, обусловленных второй ступенью модуляции, расширяет полосу частот сигналов с тремя ступенями модуляции по сравнению с сигналами, использующими две ступени модуляции. Например, спектр сигнала КИМ = ФМ (рис. 2.13) оказывается уже спектра сигнала КИМ = ЧМ = ФМ (рис. 2.14).

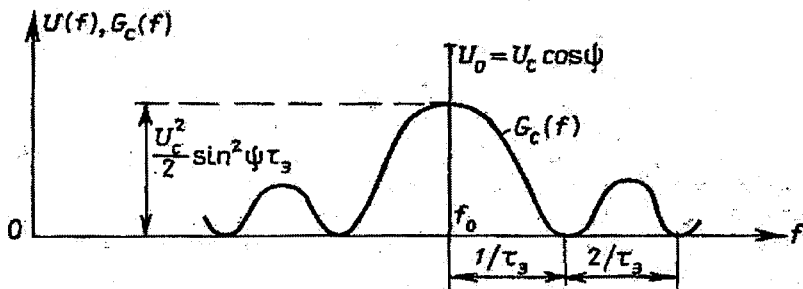


Рис. 2.13. Спектр сигнала КИМ=ФМ.

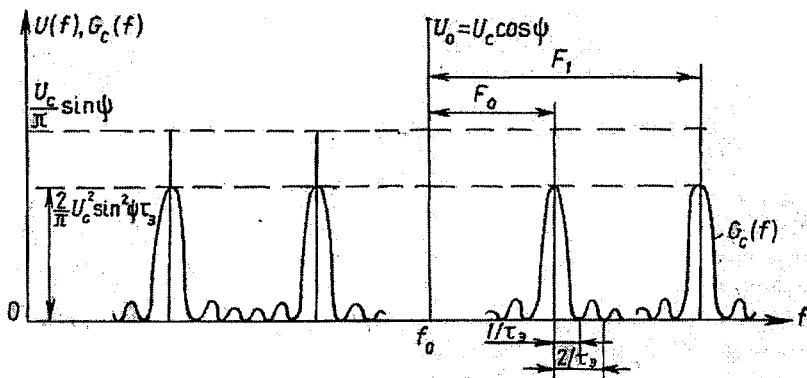


Рис. 2.14. Спектр сигнала КИМ = ЧМ = ФМ.

Спектр сигнала КИМ=ФМ, изображенный на рис.2.13, является смешанным, т.е. имеет дискретную и непрерывную части. Дис-

кретная часть состоит из одной гармоники на несущей частоте f_0 , амплитуда которой в предположении, что вероятность появления единиц и нулей одинакова и равна $p(1) = p(0) = \frac{1}{2}$, в свою очередь, равна

$$U_0 = U_c \cos \psi, \quad (2.23)$$

где U_c – амплитуда сигнала КИМ = ФМ; ψ – девиация фазы, которая выбирается в пределах от 0 до $\frac{\pi}{2}$.

Непрерывная часть спектра определяется случайным чередованием единиц и нулей в сообщении. Для нее может быть определена спектральная плотность мощности $G_c(f)$, которая максимальна на несущей частоте и равна

$$G_c(f_0) = G_{c0} = \frac{U_c^2}{2} \sin^2(\psi \tau_s). \quad (2.24)$$

Как видно из соотношения (2.23), мощность гармоники на несущей частоте зависит от девиации фазы ψ , изменяя величину которой, можно перераспределять мощность между непрерывной и дискретной составляющими спектра. Так, при манипуляции начальной фазы по закону $0 - \pi$, когда девиация фазы $\psi = \frac{\pi}{2}$, несущей частоты в спектре сигнала не будет.

В совмещенных системах траекторные измерения выполняются на несущей частоте, а передаваемая информация определяет параметры непрерывной части спектра. Как видно из рис.2.13, дискретная составляющая спектра накладывается на непрерывную часть, т.е. совпадает с ней. Поэтому, каким бы узкополосным ни был канал траекторных измерений, в нем всегда будет иметь место помеха, обусловленная непрерывной составляющей спектра, т.е. каналом передачи информации. Это снижает точность траекторных измерений.

Указанный недостаток можно устранить, если усложнить передаваемый сигнал введением дополнительной ступени модуляции

на поднесущей, т.е. перейти к сигналам КИМ = ЧМ = ЧМ или КИМ = ЧМ = ФМ. При использовании сигналов с трехступенчатой модуляцией типа КИМ = ЧМ = ФМ символы сигнала КИМ заполняются колебаниями различной частоты для нулей и единиц, которые получили название частотных кодов. Спектр результирующего сигнала при использовании в качестве поднесущих простейшей разновидности частотных кодов — бинарного частотного кода (БЧК) — показан на рис. 2.14. Этот спектр, как и спектр сигнала КИМ-ФМ, изображенный на рис. 2.13, имеет дискретную и непрерывную составляющие. Следует заметить, что здесь показана лишь наиболее интенсивная часть спектра, сосредоточенная в окрестности несущей частоты f_0 . Теоретически спектр такого сигнала бесконечен и имеет убывающие по интенсивности гармоники на частотах $f_0 \pm kF_0$, $f_0 \pm kF_1$ и сопутствующую им также убывающую по интенсивности непрерывную часть спектра. Существенным в данном спектре является то, что непрерывная часть спектра практически не примыкает к несущей частоте f_0 , и если низшая из частот модуляции F_0 взята достаточно большой, то в канале траекторных измерений дополнительных помех, обусловленных каналом передачи информации, практически не будет.

Таким образом, сигнал КИМ = ЧМ = ФМ более пригоден для использования в совмещенных системах, чем сигнал КИМ = ФМ. Однако при этом несколько снижается помехоустойчивость канала передачи информации. Произведем сравнительную оценку помехоустойчивости систем передачи информации, использующих указанные сигналы, в предположении распространенной реализации когерентного приема в совмещенных системах, схема которого изображена на рис. 2.15. Синхронный детектор (СД) при опорном напряжении, идеально когерентном с несущей частотой сигнала, не вносит каких-либо дополнительных потерь по сравнению со схемой оптимального приема. Подстройка гетеродина приемника, вырабатывающего опорное колебание, осуществляется с помощью системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

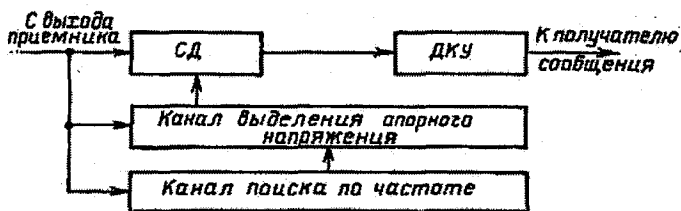


Рис. 2.15. Схема когерентного приема в совмещенных системах.

Воспользовавшись соотношением (2.17), можно видеть, что при равных энергетических соотношениях для различных систем сигналов вероятность ошибки p_3 будет определяться коэффициентом ρ взаимной корреляции сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$. При использовании системы сигналов КИМ–ФМ сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$, соответствующие передаче единицы и нуля, на интервале τ_s представляют собой гармонические колебания одной частоты, отличающиеся по фазе на угол 2ψ . Подставив выражения для этих сигналов в (2.17) найдем, что $\rho = \cos 2\psi$, а

$$p_3 = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{2E_c}{N_0}} \sin^2 \psi \right) \right]. \quad (2.25)$$

При использовании системы сигналов КИМ=ЧМ=ФМ в качестве сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ следует взять

$$\begin{aligned} s_1(t) &= U_c \sin[\omega_0 t + \psi \Pi_m(2\pi F_0 t)] \\ s_2(t) &= U_c \sin[\omega_0 t + \psi \Pi_m(2\pi F_1 t)] \end{aligned} \quad (2.26)$$

где $\Pi_m(2\pi F_0 t)$ и $\Pi_m(2\pi F_1 t)$ – колебания прямоугольной формы единичной амплитуды (меандры) с частотами F_0 и F_1 , используемые на второй ступени модуляции сигнала.

Частоты F_0 и F_1 выбирают существенно отличными, с тем чтобы обеспечить взаимную ортогональность колебаний $\Pi_m(2\pi F_0 t)$ и $\Pi_m(2\pi F_1 t)$. Подставляя (2.26) в (2.17) и учитывая ортогональность меандров, получаем $\rho = \cos^2 \psi$ и

$$P_3 = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{E_c}{N_0}} \sin^2 \psi \right) \right]. \quad (2.27)$$

Сравнив выражения (2.25) и (2.27), можно видеть, что в одинаковых условиях, когда вся энергия обоих сигналов затрачивается на передачу информации (девиация фазы $\psi = \frac{\pi}{2}$) сигнал КИМ = ФМ требует вдвое меньшей энергии, чем сигнал КИМ = ЧМ = ФМ для обеспечения одинаковых значений вероятности ошибки.

В заключение необходимо отметить, что рассмотренные картины спектров сигналов, изображенных на рис. 2.13 и рис. 2.14, в значительной степени зависят от принятой модели сигналов. Выше предполагалось, что передаваемая информация представляет собой чередующуюся последовательность единиц и нулей. При невыполнении этого условия, в частности, когда в передаваемых сообщениях преобладают серии, которые состоят из довольно продолжительных участков, содержащих одни нули (или единицы), может иметь место значительная фазовая погрешность (т.е. расхождение фаз опорного колебания и принимаемого сигнала), обусловленная спецификой работы схемы ФАПЧ. Эта погрешность может значительно ухудшить результаты синхронного детектирования принимаемого сигнала. Поэтому на практике иногда принимают специальные меры, чтобы в сигнале КИМ не было длинных серий одинаковых символов. Достигается это применением специальных способов кодирования, в частности путем использования бидвоичной КИМ, когда сигнал «1» представляется в виде сигнала «10», а сигнал «0» — в виде «01». Другим способом успешной борьбы с фазовыми погрешностями является представление символов 0 и 1 передаваемой информации с помощью специальных сложных сигналов.

2.6. Общая характеристика методов повышения помехоустойчивости систем передачи информации

Критерием оценки помехоустойчивости системы передачи командно-программной информации является вероятность ошибки $P_{\text{ош}}$ при декодировании кодовой комбинации, представляющей со-

бой закодированную разовую команду или отдельное слово программы управления. Значение этой вероятности $p_{\text{ош}}$, в свою очередь, зависит от вероятности искажения элементарного символа (разряда) кодовой комбинации p_3 и при безызбыточном кодировании:

$$p_{\text{ош}} = 1 - (1 - p_3)^n,$$

где n — число разрядов (значность) кодовой комбинации.

В условиях воздействия флюктуационных помех для всех используемых видов, сигналов вероятность искажения символа p_3 может быть уменьшена либо путем приближения обработки сигналов к идеальной, реализующей потенциальную помехоустойчивость, либо за счет увеличения энергии сигнала E_c . Примерами идеальной обработки сигналов являются корреляционный прием и оптимальная фильтрация. Второе направление связано с увеличением средней мощности полезного сигнала $P_{\text{ср}}$ или длительности элементов τ_3 . То и другое нежелательно. Так, увеличение $P_{\text{ср}}$ означает помимо увеличения массы и габаритов передающего устройства снижение такого важного показателя помехозащищенности командной радиолинии, как энергетическая скрытность. Увеличение же длительности элементов τ_3 также нежелательно, поскольку это приводит к уменьшению скорости передачи информации и неблагоприятно отражается на другом показателе помехозащищенности — временной скрытности. Кроме того, увеличение τ_3 для передачи командно-программной информации может быть нежелательным в рамках совмещенной командно-измерительной системы, основные параметры которой желательно иметь неизменными независимо от характера передаваемой информации.

В связи с этим желательно найти какие-либо другие методы передачи и приема сообщений, позволяющие уменьшить величину $p_{\text{ош}}$ до значений $p_{\text{ош}} \leq p_{\text{ош доп}}$, где $p_{\text{ош доп}}$ — допустимое значение вероятности неправильного декодирования сообщения. Исследования таких методов ведутся в различных направлениях, и многие из них нашли практическое применение в тех или иных разновидностях систем связи и передачи данных. Целесообразность или эффективность применения таких методов определяется условиями

работы радиолинии (диапазон волн, дальность связи, энергетика и др.), требованиями, которые к ней предъявляются, и характером действующих помех. В связи с этим решение вопроса об использовании того или иного метода повышения помехоустойчивости требует анализа применительно к заданным конкретным условиям.

Основными практическими методами повышения помехоустойчивости, кроме отмеченных выше методов оптимальной обработки сигналов, являются:

- повторение сообщений;
- применение корректирующих кодов при поэлементном приеме;
- использование оптимальной системы сигналов;
- прием сигналов в целом;
- применение обратной связи;
- разнесенный прием.

В отдельных случаях повышение помехоустойчивости достигается также и за счет использования широкополосных сигналов.

Методы повторения сообщений и принципы использования корректирующих кодов в дальнейшем рассматриваются отдельно. Здесь необходимо отметить, что реализация этих методов повышения помехоустойчивости связана с введением в передаваемые сообщения избыточности. Применение обратной связи также приводит к избыточности, но в отличие от первых двух методов здесь избыточность регулируется: каждое сообщение повторяется столько раз, сколько того требуют результаты анализа переданного в каждом цикле сообщения. Подробно принципы построения систем с обратной связью рассмотрены в разд. 3.

Сравнение требуемого минимального значения сигнала для определенного вида модуляции с теоретически достижимым минимальным сигналом показывает, что реальные системы требуют мощности сигнала на порядок и даже на несколько порядков больше, чем оптимальная система. За счет усовершенствования отдельных параметров систем можно несколько приблизиться к оптимальной системе. Одним из таких путей является рациональный выбор системы используемых сигналов. Принципы построения оптимальной системы сигналов рассматриваются отдельно в подразд. 2.7.

Рассмотрим методы приема сигналов в целом и принципы разнесенного приема. Прием сигналов в целом позволяет получить более высокую достоверность опознавания сообщения, чем поэлементный прием. Это объясняется тем, что при поэлементном приеме вначале опознается каждый символ n -разрядной кодовой комбинации, затем рассматривается совокупность принятых n решений и после этого выносится суждение о том, какая кодовая комбинация и, следовательно, сообщение было передано. После того как решение по данному символу принято, на последующие решения не оказывает никакого влияния фактическая картина сигнала, на основе которой был опознан символ, например, как далек этот сигнал был от порогового значения и в связи с этим насколько достоверным было опознавание символа. Иными словами, при поэлементном приеме, в процессе опознавания символа, если не принимается во внимание в последующем фактическое значение результата обработки сигнала, то теряется часть информации, учет которой мог бы содействовать уменьшению вероятности неправильного опознавания всей кодовой комбинации. Наиболее полного учета всей информации, содержащейся в принимаемом сигнале, можно достичь, если отказаться от поэлементного приема и перейти к опознанию сигнала в целом.

Для того чтобы иметь возможность опознать сигнал в целом, он должен быть предварительно обработан. Алгоритм такой обработки в условиях флуктуационных шумов дает теория потенциальной помехоустойчивости Котельникова. Согласно этой теории, необходимо прежде всего определить взаимокорреляционные функции принимаемой смеси $x(t)$ полезного сигнала $s(t)$ и помехи $n(t)$ со всеми образцами ожидаемых полезных сигналов.

Обозначим через $s_i(t)$ сигнал кодовой комбинации сообщения i . Представим этот сигнал в виде:

$$s_i(t) = \sum_{k=1}^n C_{ik}(t), \quad (2.28)$$

где $C_{ik}(t)$ – сигнал k -го символа n -разрядной кодовой комбинации, соответствующей сообщению.

Будем полагать, что символы передаются последовательно. Длительность кодовой комбинации обозначим T_k , тогда длительность одного элемента $\tau_s = \frac{T_k}{n}$.

Предположим, что сигнал $s_i(t)$ начинается в момент $t = 0$. Тогда прием сигналов в целом сводится к вычислению корреляционных интегралов вида:

$$r_i = \frac{1}{T_k} \int_0^{T_k} x(t) s_i(t) dt, i = 1, 2, \dots, M, \quad (2.29)$$

где M — количество передаваемых сообщений.

После оценки по тому или иному критерию M значений интегралов r можно опознать сообщение. В частности, если все передаваемые сообщения равновероятны, имеют одинаковую энергию полезного сигнала и к правильности их опознания предъявляются одинаковые требования, то решение принимается путем сравнения значений r_i и выбирается такое сообщение, для которого r_i максимально.

Из описанной процедуры следует, что прием сигналов в целом реализуется значительно сложнее, чем поэлементный прием. Поэтому прием сигналов в целом целесообразно использовать там, где он дает существенный выигрыш в помехоустойчивости. В частности, такой выигрыш можно получить при использовании кодов с избыточностью, а при безызыбыточном кодировании прием сигнала в целом применять нецелесообразно.

Однако следует заметить, что при реализации приема сигнала в целом к системе символьной синхронизации, определяющей границы символов кодовой комбинации, предъявляются более жесткие требования, чем при поэлементном приеме. Структурная схема устройства обработки сигналов при приеме сигнала в целом показана на рис. 2.16.

Для приема сигнала в целом наиболее благоприятными являются ортогональные сигналы, в частности биортогональные и сигналы, модулированные (по частоте или фазе) M -последовательностями.

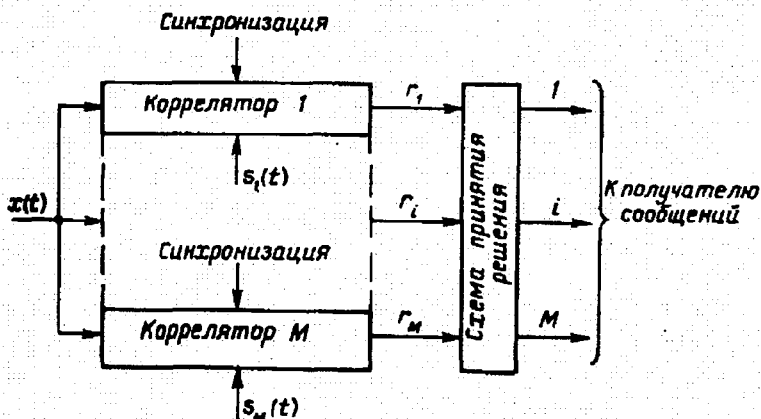


Рис. 2.16. Структурная схема устройства обработки сигналов.

Разнесенный прием позволяет эффективно бороться с замираниями сигналов. Сущность методов разнесенного приема заключается в комбинировании сигналов от нескольких приемных устройств, разнесенных в пространстве, по частоте поляризации сигналов или по другим признакам. Разнесение приемников должно осуществляться таким образом, чтобы получить в них независимо замирающие сигналы. В случае слабой коррелированности сигналов в различных приемниках можно добиться ослабления замираний при автоматическом выборе наиболее сильного сигнала или при образовании их аддитивной комбинации. Отметим, что разнесенный прием является одним из характерных примеров принципа дублирования. Но в отличие от методов дублирования сообщений и других методов, основанных на введении избыточности в передаваемые сообщения, здесь повышение качества приема информации достигается за счет увеличения аппаратной избыточности без изменения структуры первичных кодов, с помощью которых представлены передаваемые сообщения.

Как указывалось ранее, в отдельных случаях повышение помехоустойчивости достигается также и при использовании широкополосных сигналов. Для помехи в виде белого гауссовского шума широкополосные сигналы не имеют каких-либо преимуществ по сравнению с узкополосными сигналами. Преимущества широкополосных сигналов проявляются при воздействии на радиолинию сосре-

доточенных по спектру узкополосных помех. Кроме того, такие сигналы позволяют успешно решать проблему электромагнитной совместимости радиосистем и обеспечивают скрытность их функционирования. Таким образом, справедливо будет указать, что применение широкополосных сигналов позволяет повысить помехозащищенность радиотехнической системы, что особенно важно для канала передачи командно-программной информации.

Перечисленные выше методы повышения помехоустойчивости могут применяться в отдельности, а в системах передачи командно-программной информации, к которым предъявляются высокие требования по достоверности передаваемой информации, — и в совокупности. В частности, в реальных системах широко используются обратные связи, корректирующие коды в сочетании с поэлементным приемом символов кодовых комбинаций передаваемых сообщений, а также прием в целом специальных сигналов, используемых для дополнительного кодирования символов сообщений. Широкое применение находят также и методы повторения сообщений.

Рассмотрим методы повторения передачи сообщений. Для отделения сигнала от помехи можно использовать любое различие между ними. Однако различия между принимаемым сигналом и помехой часто трудно выявляются, особенно, если их спектры перекрываются. В этом случае для повышения помехоустойчивости целесообразно заранее (на передающей стороне) наделить сигнал каким-либо свойством, отличающим его от помехи, и использовать это отличие для разделения сигнала и помехи. При повторении сообщений (символов кодовой комбинации) сигнал наделяется свойством периодичности в ограниченном интервале времени. На приемной стороне выделение сообщений при этом может быть осуществлено двумя методами:

- методом накопления;
- методом мажоритарной обработки.

Сущность метода накопления состоит в том, что на приемной стороне все повторенные сигналы, соответствующие данному символу кода, и помехи суммируются в накопителе. Решение о значении принятого символа кода принимается по окончании цикла повторений данного символа. Повышение помехоустойчивости здесь достигается за счет того, что поскольку все образцы сигнала

однополярны и одинаковы, то они складываются арифметически, а помехи, имеющие различные значения и полярность, складываются алгебраически. Процесс накопления значений помехи происходит медленнее, чем идет накопление значений сигнала, что увеличивает превышение уровня сигнала над помехой на входе решающего устройства.

При мажоритарной обработке решение принимается в два этапа: вначале оно принимается для каждого случая повторения сообщения (символа кода), затем по мажоритарному принципу выносится окончательное решение о значении данного сообщения. Произведем оценку эффективности указанных методов выделения сообщений.

При реализации метода накопления каждый символ кодовой комбинации повторяется r раз. На приемной стороне в накопителе осуществляется сложение принимаемых сигналов. Пусть на входе накопителя в момент времени t_i ,

$$y(t_i) = U_c(t_i) + n(t_i), \quad (2.30)$$

где U_c – величина полезного сигнала, полагаемая неизменной (повторяется один и тот же символ кода); $n(t_i)$ – некоррелированные в различные моменты времени t_i значения шума $n(t_i)$, описываемого в виде стационарного случайного процесса, у которого математическое ожидание $M[n(t)] = 0$, а дисперсия $D[n(t)] = \sigma_n^2$.

В силу отмеченных предположений сигнал на выходе накопителя (на входе решающего устройства):

$$Y = \sum_{i=1}^r y(t_i) = rU_c + \sum_{i=1}^r n(t_i). \quad (2.31)$$

Из соотношения (2.31) следует, что отношение мощности сигнала к мощности шума на входе решающего устройства

$$\mu_r = \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} = \frac{r^2 U_c^2}{D \sum_{i=1}^r n(t_i)}.$$

Поскольку значения шума в моменты t_i некоррелированы, то дисперсия суммы случайных величин равна сумме дисперсий, т.е.

$$D\left[\sum_{i=1}^r n(t_i)\right] = \sum_{i=1}^r D[n(t_i)] = r\sigma_n^2$$

и
$$\mu_r = r \frac{U_c^2}{\sigma_n^2} = r\mu_1, \quad (2.32)$$

где $\mu_1 = \frac{U_c^2}{\sigma_n^2}$ — отношение сигнал/шум на входе при однократной передаче сообщения.

Таким образом, в результате r -кратного повторения элемента кодовой комбинации и накопления на приемной стороне отношение сигнал/шум на входе решающего устройства увеличивается в r раз, что и увеличивает помехоустойчивость системы. А поскольку для накопления сигнала необходим в r раз больший интервал времени, чем при обработке одиночного символа, то повышение помехоустойчивости по методу накопления достигается за счет увеличения длительности сигнала.

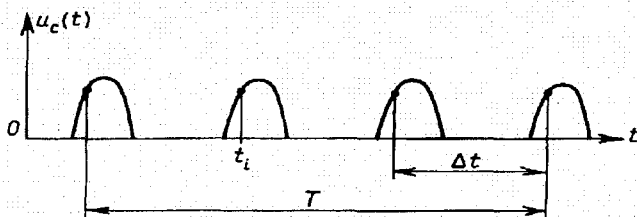


Рис. 2.17. Последовательность периодических импульсов произвольной формы.

Если $u_c(t)$ представляет собой не постоянный сигнал U , а последовательность периодических импульсов произвольной формы (рис. 2.17), то отсчеты $u_c(t_i)$ при накоплении за время T нужно брать через интервалы Δt , кратные периоду функции $u_c(t)$.

Результат получается тот же самый. В этом случае метод носит название синхронного накопления.

Отметим также, что при использовании интегрального приема интегрирование за время длительности сигнала равносильно накоплению ряда отсчетов, число которых определяется отношением:

$$r = \frac{T_c}{\tau_0},$$

где T_c – длительность сигнала; τ_0 – интервал корреляции помехи.

В этом случае метод r -кратного накопления эквивалентен интегральному приему одного символа, длительность которого увеличена в r раз. Недостатком метода удлинения символов является необходимость дискретной перестройки параметров канала передачи информации (длительности символов и полосы пропускания приемного устройства).

Метод накопления обладает высокой эффективностью и находит практическое применение в каналах передачи командно-программной информации. В частности, дублирование символов применяется в системах с обратной связью при передаче служебных команд и в системах одностороннего действия (без обратной связи) при значительных изменениях дальности связи, в которых используются также и методы удлинения символов.

Метод мажоритарной обработки также основан на повторении сообщений. Пусть кратность дублирования элементов кодовой комбинации равна r . На приемной стороне производится выделение всех r символов, обозначающих один и тот же элемент кода. За переданный элемент принимается такой, который имеет наибольшее число совпадений. Такой способ обработки называется обработкой по критерию большинства или мажоритарной обработкой. Для исключения неопределенности величина r выбирается, как правило, нечетной. Метод наиболее удобен при использовании двоичных кодов.

Произведем оценку помехоустойчивости данного метода. Вначале для определенности положим, что $r = 3$. На рис. 2.18 изображена диаграмма, иллюстрирующая процессы кодирования, передачи и декодирования элемента (разряда) сообщения, имеющего единичное показание. На диаграмме отражены все возможные случаи, которые могут иметь место при передаче данного элемента: правильная передача всех символов ($i = 0$), искажение одного ($i = 1$), двух ($i = 2$) и трех ($i = 3$) символов. В результате мажоритарной обработки в случаях, когда $i = 0$ и $i = 1$, элемент сообщения декодируется правильно, а в случаях, когда $i = 2$ и $i = 3$, появ-

ляется ошибка (вместо правильного единичного показания элемента фиксируется ложное нулевое показание). В общем случае ошибка имеет место при $i = \frac{r+1}{2}$.

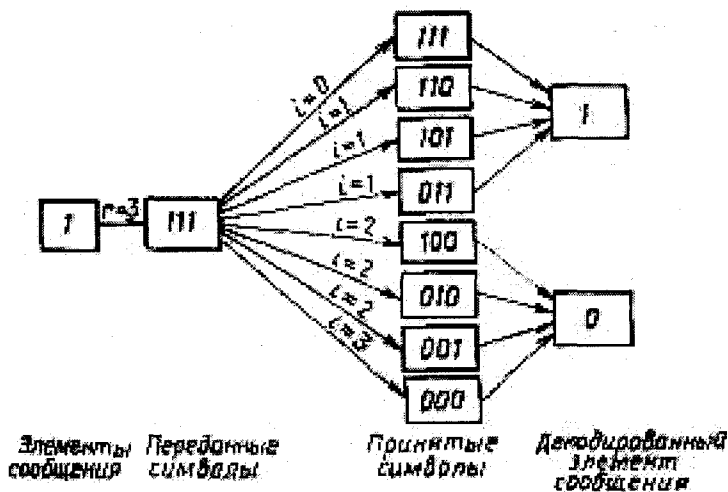


Рис. 2.18. Декодирование при мажоритарной обработке.

Таким образом, в рассматриваемом примере вероятность ошибочного декодирования элемента кодовой комбинации

$$P_3 = P_{i=2} + P_{i=3}. \quad (2.33)$$

где $P_{i=2}$ и $P_{i=3}$ — вероятности искажения соответственно двух и трех символов в группе, составленной из $r=3$ символов.

Если положить, что вероятность искажения каждого передаваемого символа равна P_c , то в соответствии с выражением (2.33)

$$P_3 = C_3^2 P_c^2 (1 - P_c)^{3-2} + C_3^3 P_c^3 (1 - P_c)^{3-3} = 3P_c^2 (1 - P_c) + P_c^3. \quad (2.34)$$

Обобщая соотношение (2.34) на общий случай нечетных значений r , получаем:

$$P_3 = \sum_{i=\frac{r+1}{2}}^r C_r^i P_c^i (1 - P_c)^{r-i}. \quad (2.35)$$

По помехоустойчивости метод мажоритарной обработки уступает методу синхронного накопления и может быть применен в системах, где реализация методов накопления не представляется возможной (из-за значительных изменений уровня сигнала, при коррелированных помехах, из-за трудности реализации синхронных методов), а удлинение символов нежелательно по соображениям унификации параметров совмещенной системы, когда совмещение осуществляется на базе тракторного или телеметрического каналов, задающих вполне определенные значения этих параметров.

2.7. Оптимальные системы сигналов

Рассмотрим некоторые системы двоичных сигналов, используемых для передачи дискретных сообщений, в частности:

- ортогональные сигналы;
- биортогональные сигналы;
- оптимальные двоичные сигналы;
- псевдошумовые сигналы.

Сигналы $s_i(t)$ и $s_j(t)$, имеющие одинаковую длительность T и действующие на интервале времени $[t_0; t_0 + T]$, называются ортогональными, если выполняется условие:

$$R_{ij} = \int_{t_0}^{t_0+T} s_i(t) s_j(t) dt = 0. \quad (2.36)$$

Ортогональные сигналы могут быть построены различными способами.

Для передачи сообщений прежде всего представляют интерес такие ортогональные сигналы, которые имеют наименьшую ширину спектра и могут быть достаточно просто реализованы.

Следует отметить, что в результате искажения сигналов условие (2.36) в действительности может точно и не выполняться. Поэтому целесообразно использовать понятие «практически ортогональные сигналы», для которых

$$\int_{t_0}^{t_0+T} s_i(t) s_j(t) dt \ll \sqrt{E_i E_j}, \quad (2.37)$$

где $E_i = \int_{t_0}^{t_0+T} s_i^2(t) dt$ — энергия сигнала $s_i(t)$.

Чем лучше выполняется условие (2.37), тем ближе данные сигналы к ортогональным. Ортогональные сигналы, используемые для передачи сообщений, могут быть односимвольными и многосимвольными (многоэлементными). Рассмотрим вначале односимвольные сигналы. Такие сигналы, как показывает их наименование, уже не подразделяются на какие-либо элементы меньшей длительности. Из соотношения (2.37) следует, что сигналы практически ортогональны, если они сосредоточены на различных интервалах времени или на различных интервалах частот. К сигналам, сосредоточенным на различных интервалах оси времени, относятся, например, сигналы, сформированные на основе временных импульсных кодов и рассматриваемые в подразд. 2.2. Примером сигналов, сосредоточенных на различных интервалах оси частот, являются частотные коды (ЧК), представляемые в виде отрезков гармонических колебаний частоты F_i . Такие сигналы будут точно ортогональными, если величины $|F_i - F_j|T$ и $|F_i + F_j|T$ являются целыми числами (T — длительность символа кода).

Отметим, что форма этих сигналов не обязательно должна являться синусоидальной. Здесь возможно использование сигналов, описываемых другими ортогональными функциями, в частности полиномами Чебышева, Лежандра, Лаггера, Эрмита и др.

Многосимвольные ортогональные сигналы состоят из нескольких символов (элементов), которые могут и не являться ортогональными. В частности, на практике получили распространение ортогональные сигналы, формируемые из двоичных символов 0 и 1.

Обозначим сигнал, соответствующий символу 0, через $C_0(t)$, а противоположный ему (обратный по знаку) сигнал, соответствующий символу 1, через $C_1(t) = -C_0(t)$. Предположим, что эти сигналы сосредоточены на интервале $t = [0; T_c]$, так что

$C_0(t) = C_1(t) = 0$ при $t < 0$ и $t > T_c$. Легко убедиться, что сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$, составленные соответственно из последовательностей двух символов 00 и 01, будут ортогональными. Действительно,

$$s_1(t) = C_0(t) + C_0(t - \tau_c),$$

$$s_2(t) = C_0(t) + C_1(t - \tau_c) = C_0(t) - C_0(t - \tau_c),$$

поэтому произведение

$$s_1(t)s_2(t) = C_0^2(t) - C_0^2(t - \tau_c).$$

Отсюда условие (2.36) будет выполнено, поскольку

$$\int_0^{T=2\tau_c} s_1(t)s_2(t)dt = \int_0^{2\tau_c} C_0^2(t)dt - \int_0^{2\tau_c} C_0^2(t - \tau_c)dt = E_c - E_c = 0$$

и сигналы $s_1(t)$ и $s_2(t)$ действительно являются ортогональными, хотя и составлены из неортогональных элементов.

Для сокращения последующих рассуждений можно сформулировать следующее правило: если сигналы составлены из противоположных символов 0 и 1, то для того чтобы убедиться в их ортогональности, достаточно символы этих сигналов перемножить поразрядно, приняв, что $(0 \times 0) = (1 \times 1) = +1$, а $(0 \times 1) = (1 \times 0) = -1$, и результаты такого умножения сложить. Например, для двух сигналов 0101 и 0000 получим $1 - 1 + 1 - 1 = 0$. Следовательно, сигналы ортогональны. С учетом этого нетрудно убедиться, что системой из двух ортогональных сигналов являются сигналы:

$$\left. \begin{array}{l} 00 \\ 01, \end{array} \right\} \quad (2.38)$$

системой из четырех ортогональных сигналов — сигналы:

$$\left. \begin{array}{l} 0000 \\ 0101 \\ 0011 \\ 0110, \end{array} \right\} \quad (2.39)$$

а системой из восьми ортогональных сигналов — сигналы:

$$\left. \begin{array}{l} 00000000 \\ 01010101 \\ 00110011 \\ 01100110 \\ 00001111 \\ 01011010 \\ 00111100 \\ 01101001 \end{array} \right\} \quad (2.40)$$

В любом из этих наборов всякая произвольная пара сигналов является ортогональной. Из простого анализа этих наборов видно, что для формирования каждого последующего набора в качестве исходного используется предыдущий набор, который дважды записывается в вертикальный столбец, затем во второй вертикальный столбец вначале записывается исходный набор, а под ним — набор, противоположный исходному. Легко видеть также, что получаемые таким образом коды отличаются друг от друга показателями половины символов, а количество сообщений, которые можно закодировать с помощью этих кодов, равно $N = n$ (n — число разрядов). Кроме того, для данного N можно получить большое число различных наборов (матриц) ортогональных кодов, если поменять местами столбцы ортогональной матрицы или заменить в некоторых строках матрицы все символы на обратные.

Если все символы ортогональной матрицы, определяемой соотношениями (2.38) — (2.40), заменить на противоположные, то полученная матрица и исходная матрица дадут матрицу биортогонального кода. Например, из ортогональной таблицы (2.39) для $N = n = 4$ сигналов можно получить таблицу из $N = 2n = 8$ сигналов, образующих так называемый биортогональный код:

$$\left. \begin{array}{l} 0000 \\ 0101 \\ 0011 \\ 0110 \\ 1111 \\ 1010 \\ 1100 \\ 1001 \end{array} \right\} \quad (2.41)$$

Биортогональные коды, которые в теории кодирования называются кодами Рида-Мюллера, весьма близки к оптимальной системе сигналов. Здесь каждая кодовая комбинация ортогональна остальным за исключением одной комбинации, для которой она является противоположной. Соответственно при одинаковой энергии всех сигналов $E_i - E_0$ коэффициент взаимной корреляции будет равен нулю для всех $N-2$ пар сигналов, кроме одной пары противоположных, для которых он равен

$$\rho_{ij} = \frac{R_{ij}}{E_0} = \frac{\int_{t_0}^{t_0+T} s_i(t)s_j(t)dt}{E_0} = -1, \quad (2.42)$$

где i, j – индексы (номера) противоположных сигналов; T – длительность сигналов.

Поскольку теперь в $N-2$ случаях $\rho_{ij} = 0$, а в одном случае $\rho_{ij} = -1$, то среднее значение коэффициента взаимной корреляции биортогонального кода

$$\rho = -\frac{1}{N-1}. \quad (2.43)$$

Рассмотрим один из возможных способов генерирования биортогональных кодов с помощью производящей матрицы. Эта матрица имеет k строк. Пусть требуется сформировать N кодовых комбинаций, описывающих различные сообщения. В качестве строк

берутся ортогональные коды, имеющие $\frac{N}{2}$ символов, за исключением кодовой комбинации, состоящей из одних нулей. Матрица биортогонального кода получается путем взвешенного суммирования по mod 2 строк производящей матрицы. Весовыми коэффициентами являются показания разрядов двоичного кода преобразуемого сообщения: если данный разряд имеет показание «0», то соответствующая строка не участвует в операции суммирования по mod 2, а если «1», то данная строка участвует в операции суммирования.

Рассмотрим пример. Пусть $k = 3$, а $N = 2^3 = 8$. Запишем производящую матрицу в виде набора ортогональных сигналов:

1111
1100
1010

Преобразуем любое k -разрядное число в комбинацию биортогонального кода. Пусть это будет число 011. Тогда в соответствии с определенным выше правилом необходимо сложить по mod 2 вторую и третью строки производящей матрицы. Получим число 0110.

В результате можно составить таблицу соответствия кодов (табл. 2.1).

Таблица 2.1

Число	Запись числа в двоичной форме	Биортогональный код
0	000	0000
1	001	1010
2	010	1100
3	011	0110
4	100	1111
5	101	0101
6	110	0011
7	111	1001

Оптимальные сигналы обеспечивают максимальное различие данного сигнала от любого другого возможного сигнала. Если считать, что все сигналы ансамбля обладают одинаковой энергией, то применительно к двум сигналам $s_1(t)$ и $s_2(t)$ это означает, что коэффициент взаимной корреляции $\rho_{12} = -1$, т.е. эти сигналы

представляются противоположными векторами. Естественно, что с увеличением количества сигналов последнее требование становится невыполнимым. В общем случае n сигналов оптимальные сигналы представляются векторами, концы которых располагаются на поверхности многомерной сферы так, чтобы расстояния между ними были одинаковыми и максимальными. Поэтому такие сигналы называются равноудаленными. Часто эти сигналы называют и симплексными, поскольку требование равноудаленности эквивалентно требованию, чтобы концы векторов сигналов были направлены в вершины симплекса (правильной фигуры в n -мерном пространстве).

Близкие к оптимальным двоичные коды можно образовать следующим образом. Записать произвольную матрицу ортогональных N сигналов. Затем символы в некоторых строках поменять на противоположные, что сохранит ортогональность сигналов, с тем, чтобы один какой-либо столбец матрицы содержал одни и те же символы. Этот столбец отбросить. Оставшаяся матрица и будет матрицей равноудаленного кода. Например, если из матрицы ортогональных сигналов (2.39) отбросить первый столбец, состоящий из одних нулей, то в результате получается матрица:

```

000
101
011
110

```

Эти сигналы можно представить в трехмерном пространстве (рис. 2.19) в виде правильного тетраэдра (симплекс данного пространства), вершины которого, обозначенные точками, являются концами векторов сигналов. Начало координат здесь располагается в центре куба, обозначенного пунктиром; символу 0 соответствует координата со значением -1 , символу 1 – координата со значением $+1$. Из рис. 2.19 видно, что обозначенные сигналы удалены друг от друга на одинаковое расстояние, равное протяженности грани правильного многогранника, следовательно, они являются равноудаленными или симплексными, поскольку концы векторов сигналов лежат в вершинах этой фигуры.

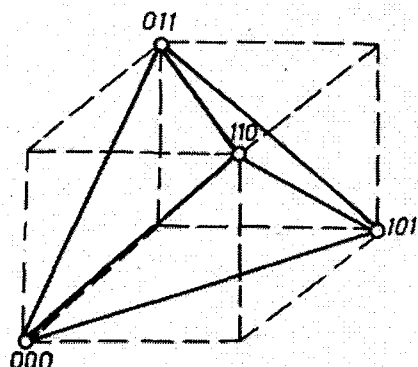


Рис. 2.19. Трехмерное представление (симплекс) оптимальных двоичных кодов.

Отметим также, что симплексными являются сигналы типа М-последовательности, длина которых

$$n = 2^k - 1,$$

а количество кодовых комбинаций

$$N = 2^k.$$

Генерирование указанных сигналов типа М-последовательности осуществляется с помощью устройства, схема которого изображена на рис. 2.20. В это устройство входят генератор тактовых импульсов сдвига $G_{\text{ти}}$, сдвигающий регистр RG и сумматор по mod 2 – М2. Регистр сдвига имеет k ячеек, куда в двоичном коде записывается исходное число. После сигнала «Пуск» регистр RG начинает выдавать симплексный код, повторяющийся через $2^k - 1$ тактов. Например, если записать в ячейки RG код 100, то на выходе регистра появится код 0011101. Для изображенной на рис. 2.20 схемы на выходе RG можно получить симплексный код, комбинации которого показаны в табл. 2.2.

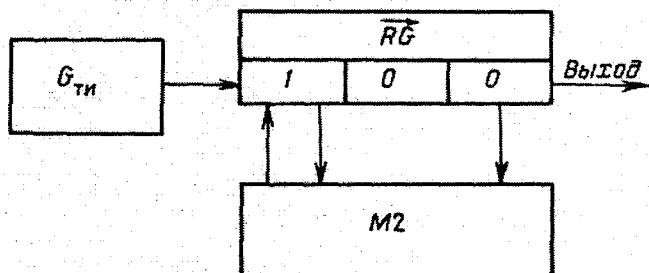


Рис. 2. 20. Схема генератора М-последовательности.

Таблица 2.2

Число	Двоичное число, записанное в ячейках регистра сдвига	Симплексный код
0	000	0000000
1	001	1001110
2	010	0100111
3	011	1101001
4	100	0011101
5	101	1010011
6	110	0111010
7	111	1110100

Коэффициент взаимной корреляции симплексных кодов между любыми парами сигналов одинаков и равен

$$\rho = -\frac{1}{N-1},$$

что совпадает со средним значением этого коэффициента для ортогональных сигналов.

Нетрудно убедиться, что соотношение между энергиями ортогональных ($E_{\text{орт}}$) и оптимальных ($E_{\text{опт}}$) симплексных сигналов, обеспечивающих одинаковую помехоустойчивость, определяется соотношением:

$$E_{\text{опт}} = \frac{N-1}{N} E_{\text{орт}}. \quad (2.44)$$

При $N = 2$, как видно из формулы (2.44),

$$E_{\text{опт}} = \frac{E_{\text{орт}}}{2},$$

т.е. различие между оптимальными и ортогональными сигналами существенное, а при $N \gg 1$ $E_{\text{опт}} = E_{\text{орт}}$, т.е. существенной разницы между этими системами сигналов нет. В этом случае (при больших N) применение той или иной системы сигналов определяется возможностями их аппаратурной реализации.

В последнее время в практике передачи информации все большее применение находят широкополосные сигналы и наиболее широкое распространение получили цифровые радиосистемы с псевдошумовыми сигналами (ПШС). Формируются ПШС на основе вполне определенных математических алгоритмов, задающих структуру генератора таких сигналов, форму сигнала и его требуемые характеристики. Псевдошумовыми (псевдослучайными, шумоподобными) они называются по той причине, что, несмотря на регулярный способ формирования, некоторые их характеристики (форма, корреляционная функция) внешне напоминают характеристики случайного процесса, в частности, нормального «белого» шума. Применение ПШС позволяет создавать качественно новые радиосистемы, например, с разделением сигналов по форме, и расширяет их возможности: повышает скрытность функционирования радиосистем, повышает помехоустойчивость по отношению к узкополосным помехам, повышает устойчивость их функционирования при многолучевом распространении радиоволн. Этим объясняются постоянные поиски новых типов ПШС и разработка методов и устройств их обработки.

Псевдошумовые сигналы представляют собой избыточную упорядоченную совокупность большого числа элементарных сигналов, каждый из которых несет ту же информацию, что и сигнал в целом.

Таким образом, ПШС является разновидностью более широкого класса так называемых сложных сигналов, или сигналов с большой базой. При заданных длительности сигнала T и полосе ΔF база сигнала

$$B = T \cdot \Delta F, \quad (2.45)$$

и для сложных сигналов $B \gg 1$.

Простейший сложный сигнал длительностью T показан на рис. 2.21. Пусть такой сигнал используется для представления каждого разряда какого-то двоичного числа. Например, значению 1 данного разряда соответствует наличие N импульсов (элементов), каждый из которых имеет длительность τ_3 , а значению 0 – отсутствие импульсов в течение интервала времени T или наличие импульсов противоположной значению 1 полярности. В предположении, что такой сигнал занимает полосу частот $\Delta F \cong \frac{1}{\tau_3}$, его база в соответствии с (2.45) будет

$$B \cong \frac{1}{\tau_3} (N\tau_3) = N, \quad (2.46)$$

откуда видно, что с увеличением числа элементов сигнала N можно получить сколь угодно большую базу B .

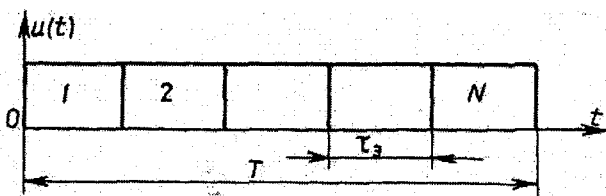


Рис. 2.21. Простейший сложный сигнал длительностью T .

Псевдошумовые сигналы имеют более сложную структуру, чем сигнал, показанный на рис. 2.21. Наиболее распространенным примером ПШС являются сигналы типа М-последовательности. Допустим, что ПШС состоит из элементов длительностью τ_3 и имеет структуру, изображенную на рис. 2.22.

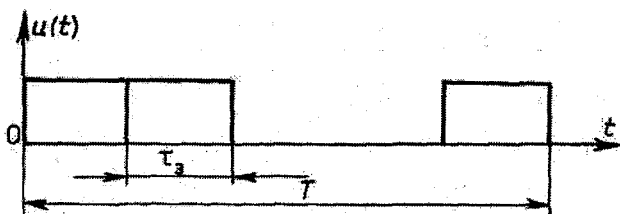


Рис. 2.22. Структура ПШС.

При передаче информации этот сигнал используется в качестве модулирующего для высокочастотного несущего или поднесущего колебания, причем вид модуляции может быть различным. Результирующее колебание может быть одночастотным или многочастотным. Распространенным примером одночастотных модулированных колебаний являются сигналы, манипулированные по фазе псевдослучайными сигналами (рис.2.23). База таких сигналов определяется на основе соотношения (2.46) и равна N .

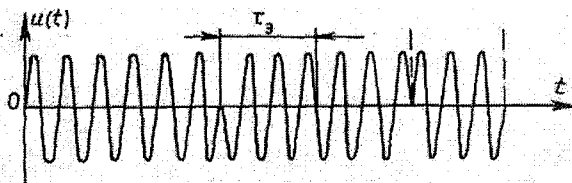


Рис. 2.23. Манипулированная по фазе ППС.

Примером многочастотных колебаний (рис.2.24) является последовательный частотно-временной сигнал (ЧВС), содержащий набор частот, задаваемых частотно-временной матрицей (рис. 2.25).

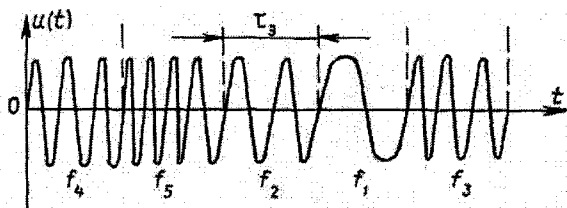


Рис. 2.24. Пример многочастотных колебаний.

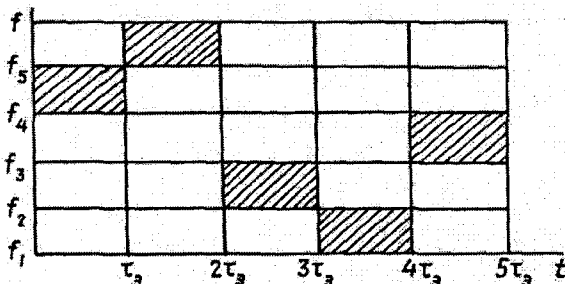


Рис. 2.25. Графическое изображение ЧВС.

При использовании графического изображения ЧВС в координатах f, t (рис.2.25) предполагается, что каждому элементу сигнала соответствует не фиксированная частота f_i , а полоса Δf , в центре которой определена частота f_i . Соотношения между частотами f_i аналогичны соотношениям между целыми числами. База частотно-временного сигнала определяется на основе соотношения (2.45) и равна

$$B \cong \left(\frac{m}{\tau_3} \right) (N\tau_3) = mN (6,47), \quad (2.47)$$

где $\frac{m}{\tau_3}$ — полоса частот, занимаемых ЧВС, $\frac{m}{\tau_3} \cong \Delta F$, m — число различных частот, используемых для формирования ЧВС.

Другим примером многочастотных колебаний является параллельный многочастотный сигнал, представляющий собой совокупность колебаний нескольких частот, одновременно передаваемых на интервале времени существования сигнала T (рис. 2.26).

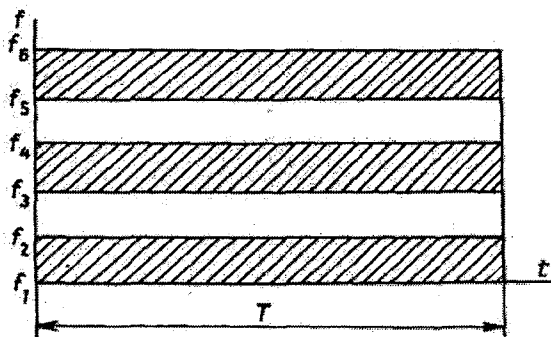


Рис. 2.26. Пример параллельного многочастотного сигнала.

Использование сигналов с большой базой, в том числе и ПШС, позволяет в ряде случаев обеспечить электромагнитную совместимость (ЭМС) радиосистем, т.е. повысить их помехоустойчивость в результате уменьшения взаимных помех. Дело в том, что передача цифровых сообщений (рис. 2.27, а) с помощью ПШС (рис. 2.27, б) сопровождается увеличением полосы ΔF_2 спектра

$G_2(f)$ в N раз (рис. 2.28, б) по сравнению с полосой ΔF_1 спектра $G_1(f)$ простого сигнала (рис. 2.28, а) при неизменной длительности T информационных символов.

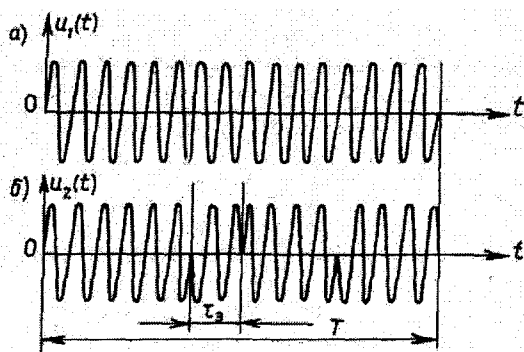


Рис. 2.27. Передача цифровых сообщений с помощью ПШС.

Соответственно уменьшается средняя спектральная плотность:

$$N_c = \frac{P_c}{\Delta F_2} = \frac{P_c \tau_3}{2N} = \frac{P_c T}{2N}, \quad (2.48)$$

где P_c — мощность псевдошумового сигнала.

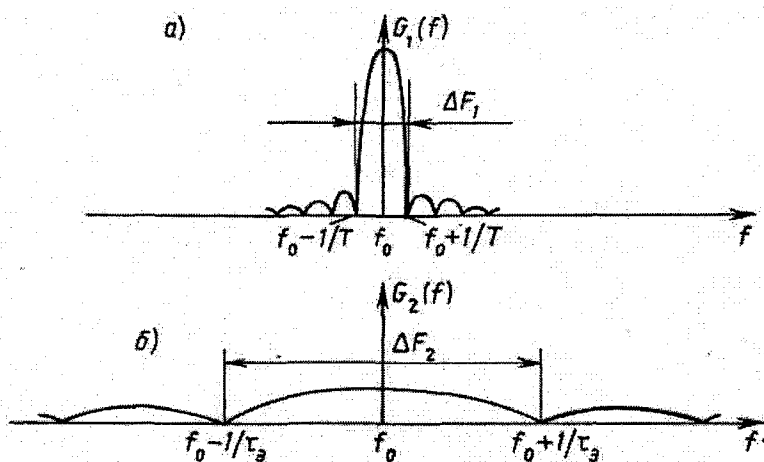


Рис. 2.28. Спектральные полосы а) ПШС и б) простого сигнала.

В том случае, когда узкополосная и широкополосная радиолинии, использующие соответственно сигналы, показанные на рис.2.27, а и рис.2.27, б, работают в общем диапазоне частот и даже на одной и той же несущей частоте f_0 (рис.2.28), мощность мешающего псевдощумового сигнала в полосе ΔF_1 приемника узкополосной радиолинии на основании соотношения (2.48) будет

$$P_n = N_c \Delta F_1 = \frac{P_c T \Delta F_1}{2N}. \quad (2.49)$$

Из соотношения (2.49) видно, что мощность такой помехи P_n за счет соответствующего выбора количества элементов псевдощумового сигнала N , определяющего базу сигнала, может быть уменьшена до любой заданной величины.

Уменьшение спектральной плотности сигнала в результате увеличения базы B используется для повышения скрытности работы радиолинии. Действительно, при неизвестной в точке приема структуре ПШС вероятность его обнаружения из-за низкой спектральной плотности сигнала N_c будет незначительной. Поэтому для надежного обнаружения необходимо наблюдение сигнала в течение длительного интервала времени. Эффект уменьшения мощности узкополосного сигнала в B раз в результате применения ПШС используется не только для обеспечения электромагнитной совместимости различных радиосистем и обеспечения скрытности их функционирования, но и в тех случаях, когда радиосистемы работают в условиях воздействия сосредоточенных по спектру помех любого происхождения.

2.8. Показатели помехоустойчивости систем передачи информации

Реализация рассмотренных ранее методов повышения помехоустойчивости, за исключением приема в целом и разнесенного приема, связана с введением в передаваемые сообщения определенной избыточности. В свою очередь, введение избыточности приводит к уменьшению скорости передачи информации, что является платой за достигаемый эффект повышения помехоустойчивости. Если снижение скорости передачи информации не является

допустимым, то введение избыточности требует расширения занимаемой полосы частот ΔF . Это объясняется тем, что величина ΔF обратно пропорциональна длительности используемых элементов τ_3 , т.е. $\Delta F \sim \frac{1}{\tau_3}$, а введение избыточности при сохранении

скорости передачи информации требует уменьшения величины τ_3 . Возникает вопрос, в какой количественной степени теоретически и практически возможен обмен полосы частот на помехоустойчивость системы. Обычно в теории информации исследуется зависимость помехоустойчивости от величины допустимого запаздывания в передаче информации. В частности, увеличение времени запаздывания имеет место при переходе от простого безыбыточного кода к избыточному (n, k) -коду, у которого общее число символов n , включающее k информационных, увеличивается и в пределе $n \rightarrow \infty$. В реальных системах, допускающих ограниченное время запаздывания, представляет практический интерес проблема обмена полосы частот на мощность сигнала при заданной помехоустойчивости или полосы частот на помехоустойчивость при заданной мощности сигнала. Эти проблемы возникают в тех случаях, когда отведенная для системы полоса частот избыточна по сравнению с теоретически необходимой, количество же передаваемой информации ограничено. Такое положение чаще всего справедливо по отношению к командным радиотелетелеграммам, функционирующим в диапазоне ультракоротких волн (УКВ).

Рассмотрим некоторые реальные пути обмена полосы частот на помехоустойчивость. Из теории информации известно, что скорость передачи информации по каналу связи

$$R \leq \Delta F \log_2 \left(1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right), \quad (2.50)$$

где ΔF — полоса частот, занимаемая каналом связи; $\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}$ — отношение мощности сигнала к мощности шума в полосе канала связи.

Из соотношения (2.50) видно, что требуемую скорость передачи информации R можно получить за счет использования различных комбинаций показателей ΔF и P_c , т.е. один показатель

можно обменять на другой. Однако расширение полосы частот канала связи не всегда является определяющим фактором для получения выигрыша по требуемой мощности сигнала или достижимой помехоустойчивости. Действительно, на практике для оценки затрат мощности и полосы частот на передачу определенного количества информации используют удельные показатели, отнесенные к единице пропускной способности.

Удельный расход мощности определяется по формуле:

$$\beta^2 = \frac{P_c}{N_0 R}, \quad (2.51)$$

где R – скорость передачи информации по каналу связи.

В качестве удельного расхода занимаемой полосы частот принимается отношение:

$$\alpha_1 = \frac{\Delta F}{R}. \quad (2.52)$$

Представляет интерес предельная зависимость

$$\beta_{\min}^2 = f(\alpha_f),$$

которая характеризует связь показателей β и α_f в условиях, когда скорость передачи информации R достигает своего максимального значения $R_{\max} = C$, определяемого соотношением (2.50). Очевидно, что лучшей будет такая система передачи информации, которая обеспечит минимальные значения показателей β и α_f .

Мощность шума, действующего в полосе используемого канала,

$$P_{\text{ш}} = N_0 \Delta F,$$

где N_0 – спектральная плотность шума.

Тогда в соответствии с формулами (2.51) и (2.52),

$$\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} = \frac{P_c}{N_0 \Delta F} \frac{R}{R} = \frac{P_c}{N_0 R} \cdot \frac{\Delta F}{R} = \frac{\beta^2}{\alpha_f},$$

откуда на основании соотношения (2.50) можно получить предельную зависимость:

$$\frac{R_{\max}}{\Delta F} = \frac{1}{\alpha_f} = \log_2 \left(1 + \frac{\beta_{\min}^2}{\alpha_f} \right), \quad (2.53)$$

которую можно преобразовать к виду

$$\beta_{\min}^2 = \alpha_f (2^{1/\alpha_f} - 1). \quad (2.54)$$

Графически зависимость (2.54) изображена на рис.2.29, откуда видно, что при $\alpha_f \rightarrow 0$, величина $\beta_{\min}^2 \rightarrow \infty$, а при $\alpha_f \rightarrow \infty$ значение $\beta_{\min}^2 = \ln 2$.

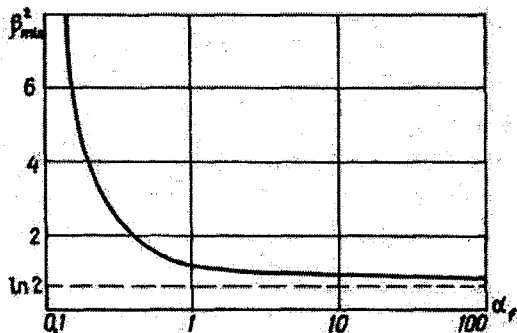


Рис. 2. 29. Графическое изображение зависимости $\beta_{\min}^2$ от α_f .

Этот предел объясняется следующим. Если прологарифмировать соотношение (2.53) по основанию e , то при $\alpha_f \rightarrow \infty$

$$\frac{1}{\alpha_f} = \frac{1}{\ln 2} \ln \left(1 + \frac{\beta_{\min}^2}{\alpha_f} \right),$$

где

$$\ln \left(1 + \frac{\beta_{\min}^2}{\alpha_f} \right) = \frac{\beta_{\min}^2}{\alpha_f} - \frac{1}{2} \left(\frac{\beta_{\min}^2}{\alpha_f} \right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{\beta_{\min}^2}{\alpha_f} \right)^3 - \dots \approx \frac{\beta_{\min}^2}{\alpha_f},$$

поэтому

$$\frac{1}{\alpha_f} = \frac{1}{\ln 2} \frac{\beta_{\min}^2}{\alpha_f},$$

откуда

$$\beta_{\min}^2 = \ln 2.$$

Полученный предел свидетельствует о том, что возможность уменьшения энергии сигнала ценой расширения полосы имеется только при значениях $\beta_{\min}^2 > \ln 2$, причем при больших значениях $\beta_{\min}^2$ т.е. при сильном сигнале незначительное увеличение α_f позволяет существенно уменьшить $\beta_{\min}$. При значениях $\beta_{\min}^2$ близких к $\ln 2$, даже для незначительного уменьшения энергии сигнала, требуется очень сильное расширение полосы частот. Следует также отметить, что реализация предельного значения $\beta_{\min}^2$, обеспечивающего скорость передачи информации R , близкую к пропускной способности канала с заданными показателями ΔF , P_c , N_0 , может быть обеспечена лишь при использовании бесконечно больших длительностей ансамблей сигналов, описывающих информационные символы. Применительно к цифровым сообщениям, представленным в виде k -разрядных информационных символов, это эквивалентно переходу к использованию корректирующего блочного (n, k) -кода, у которого общее число символов $n \rightarrow \infty$. Поэтому на практике реализовать предельные значения $\beta_{\min}^2$ не представляется возможным. При использовании практически приемлемых ансамблей сигналов показатели $\beta_{\min}^2$, β^2 реальных радиолиний приближаются к предельным лишь при достаточно малых значениях вероятности искажения элементарного символа p_s . Практическая ценность соотношения (2.54) состоит в том, что оно устанавливает общий характер зависимости обмена полосы частот на отношение сигнал/шум. Сами же удельные показатели могут быть использованы при выборе сигналов и расчете систем передачи информации. В частности, показатель β^2 в зависимости от основания используемого кода m определяет вероятность искажения элементарного символа p_s , которая позволяет с учетом возможностей используемого кода рассчитать основной показатель системы передачи командно-программной информации – вероятность искажения сообщения (команды или слова программы управления) $p_{\text{ош}}$.

В заключение установим связь между рассмотренными удельными показателями β^2 и α_f и основными показателями помехоустойчивости цифровых систем передачи информации – отношением $h_0^2 = \frac{E_c}{E_0}$ (E_c – энергия сигнала) и базой сигнала $B = \Delta F \cdot T_c$.

В цифровых системах скорость передачи информации

$$R = \frac{\log_2 m}{T_c}, \quad (2.55)$$

где m – основание кода; T_c – длительность символа кода.

Подставив соотношение (2.55) в (2.51) и (2.52) с учетом (2.54), получим:

$$\begin{aligned} \beta^2 &= \frac{P_c T_c}{N_0 \log_2 m} = \frac{E_c}{N_0 \log_2 m} = \frac{h_0^2}{\log_2 m}, \\ \alpha_f &= \frac{\Delta F T_c}{\log_2 m} = \frac{B}{\log_2 m}. \end{aligned} \quad (2.56)$$

При двоичном кодировании ($m = 2$) и использовании простых сигналов, у которых база $B = 1$, соотношения (2.56) упрощаются и показатели $\beta^2 = h_0^2$, $\alpha_f \cong 1$.

Оценим помехоустойчивость систем передачи командно-программной информации при многоосновном безызбыточном кодировании.

Передача командно-программной информации в командно-измерительных системах осуществляется цифровыми методами. При этом могут использоваться коды с основанием $m = 2$ (двоичные коды) и коды с основанием $m > 2$ (многоосновные коды). В наиболее распространенных случаях применения равномерных кодов, у которых число разрядов n (значность кода) – величина постоянная, максимальное возможное число кодируемых сообщений

$$N = m^n. \quad (2.57)$$

Основание такого равномерного кода может изменяться в пределах от $m = 2$ до $m = N$. Тогда значность кода будет изменяться от $n = \log_2 N$ до $n = 1$, а в общем случае

$$n = \frac{\log_2 N}{\log_2 m}. \quad (2.58)$$

Следовательно, чем больше основание кода, тем меньшее число символов n могут содержать кодовые комбинации для передачи того же числа сообщений (N).

Если, как и ранее, полагать, что p_3 — вероятность искажения элементарного символа (разряда) кода, а $p_{\text{ош}}$ — вероятность искажения кодовой комбинации, то в предположении, что искажения отдельных символов под действием флюктуационных помех происходят независимо, вероятность правильного приема кодовой комбинации по правилам теории вероятностей будет

$$p_{\text{прав}} = 1 - p_{\text{ош}} = (1 - p_3)^n,$$

откуда вероятность искажения кодовой комбинации

$$p_{\text{ош}} = 1 - (1 - p_3)^n. \quad (2.59)$$

Так как обычно $p_3 \ll 10^{-2}$ и величина n не превышает нескольких десятков, то

$$p_{\text{ош}} = 1 - \left[1 - np_3 + \frac{n(n-1)}{2} p_3^2 - \dots \right] \cong np_3. \quad (2.60)$$

При переходе от формулы (2.59) к менее точной, но более простой формуле (2.60), как бы полагается, что в комбинации из n символов возможны только одиночные ошибки. Из формулы (2.60) следует, что если можно сформулировать требования к вероятности искажения кодовой комбинации $p_{\text{ош}}$, которая является одной из основных тактико-технических характеристик КРЛ и полагается известной, то, зная величину n , можно непосредственно найти вероятность искажения символа $p_3 = \frac{p_{\text{ош}}}{n}$, которая определяется энергетическими показателями радиолинии. Однако величина значности кода n , как видно из формулы (2.58), зависит от его основания m , которое при проектировании радиолинии может выбираться различным. Поэтому длительность элементарного символа

$$\tau_3 = \frac{T}{n} = \frac{T}{\log_2 N} \log_2 m. \quad (2.61)$$

Из формулы (2.61) следует, что с увеличением основания кода длительность символов может быть увеличена пропорционально $\log_2 m$. Изменение основания кода m и длительности символов τ_3 влияет на основные характеристики канала связи: полосу занимаемых частот ΔF и минимально допустимую среднюю мощность полезного сигнала $(P_c)_{\min}$, при которой обеспечивается требуемая достоверность приема символов, оцениваемая величиной вероятности искажения элементарного символа p_3 .

Ранее были определены удельные показатели расхода мощности β^2 и расхода полосы частот α_f . Из этих определений в предположении неизменной скорости передачи информации R и спектральной плотности мощности шума N_0 следует, что

$$\frac{\Delta F_{(m)}}{\Delta F_{(2)}} = \frac{\alpha_{f(m)}}{\alpha_{f(2)}},$$

$$\frac{P_{c(m)}}{P_{c(2)}} = \frac{\beta_{(m)}^2}{\beta_{(2)}^2},$$

где индексы m и 2 означают соответственно использование многоосновного ($m > 2$) и двоичного ($m = 2$) кодов.

Таким образом, изменение основных характеристик канала с изменением основания кода полностью характеризуется отношениями $\frac{\alpha_{f(m)}}{\alpha_{f(2)}}$ и $\frac{\beta_{(m)}^2}{\beta_{(2)}^2}$, которые зависят от вида используемых сигналов (от вида модуляции).

В практике передачи командно-программной информации находят применение импульсные и непрерывные методы излучения. При этом в качестве поднесущих колебаний в системах с импульсным излучением применяются временной импульсный и позиционный импульсный коды, а в системах с непрерывным излучением — частотные и фазовые коды (ЧК и ФК). В импульсных системах

многоосновные коды типа АИК (амплитудно-импульсные коды), в которых градации (возможные показания) каждого разряда $0, 1, \dots, m-1$ обозначаются импульсами различной амплитуды, применять нецелесообразно ввиду их низкой помехоустойчивости. Кроме того, с увеличением основания кода m энергетические показатели каналов, использующих коды типа АИК, неизменно и резко ухудшаются. Говоря о кодах типа ВИК и ПИК, следует подробнее остановиться на ВИК, поскольку они, как правило, используются в качестве базовых, т.е. информация о показании $(0, 1, \dots, m-1)$ каждого разряда заключена во временном положении t_k ($k=1, 2, \dots, m-1$) информационного импульса относительно синхронизирующего импульса (рис.2.30). Кодовые комбинации ПИК обычно используются для обозначения синхронизирующего и информационного импульсов кодовой комбинации ВИК (рис.2.30). При этом информация о показании каждого k -го разряда заключена в величине t_k , т.е. во временном положении информационной кодовой группы ПИК относительно синхронизирующей.

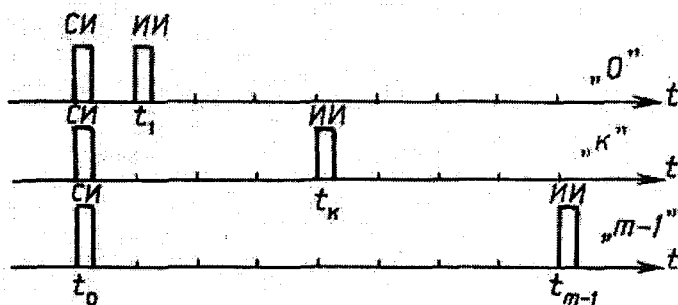


Рис. 2.30. К определению ВИК.

Рассмотрим зависимость энергетических показателей радиолиний, использующих в качестве поднесущих колебаний сигналы типа ВИК, ЧК и ФК, от величины основания кода m .

Для сигналов типа ФК применение кодов с основанием $m \leq 5$ при незначительном ухудшении энергетических показателей с ростом величины m от двух до указанной границы позволяет получить значительную экономию в полосе частот. При $m > 5$ энергетиче-

ские показатели резко ухудшаются. Обычно на практике при реализации многоосновного кодирования на базе ФК используют коды с основанием $m = 4$, для обеспечения чего начальные фазы поднесущего колебания каждого символа кода в зависимости от конкретного его показания могут принимать значения $0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}$.

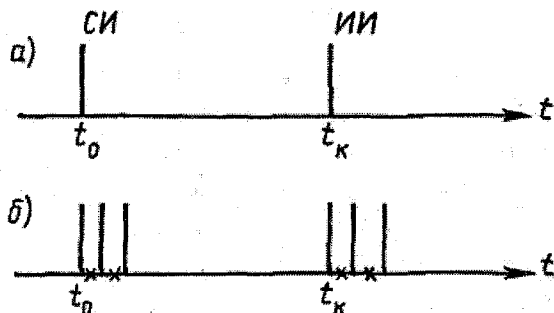


Рис. 2.31.

Сигналы типа ВИК и ЧК, используемые в существенно различных системах соответственно импульсного и непрерывного излучения, имеют с точки зрения анализа подобных систем много общего. Действительно, для обозначения различных символов сигналы ВИК имеют разные положения на оси времени, а сигналы ЧК – на оси частот. Соответственно каждый сигнал ВИК занимает часть времени на своей временной базе и всю полосу частот канала связи, а каждый сигнал ЧК занимает часть полосы частот, а во временной области – весь временной интервал, отведенный для данного канала.

В каналах, использующих ВИК, существенную роль играет нестабильность во временной области (погрешности синхронизации), а в каналах с ЧК – в частотной области (нестабильность частот генераторов, настройки фильтров, доплеровские сдвиги частоты). Так как длительность сигнала и полоса занимаемых им частот связаны известным соотношением неопределенности (произведение их должно оставаться неизменным), то при указанной взаимности временных и частотных свойств каналов с ВИК и ЧК их основные показатели (полоса занимаемых частот и энергетические

соотношения) весьма близки, но аппаратная реализация и влияние нестабильности различных параметров существенно различны.

В рассматриваемых каналах, использующих сигналы типа ВИК и ЧК, с увеличением основания кода энергетические показатели улучшаются (отношение $\frac{\beta_{(m)}^2}{\beta_{(2)}^2}$ уменьшается) и расширяется полоса частот, занимаемая каналом (увеличивается отношение $\frac{\alpha_{f(m)}}{\alpha_{f(2)}}$).

Последнее легко объяснить, если учесть, что в канале с ВИК длительность импульса $\tau = \frac{\tau_c}{m}$, где τ_c — временная база сигнала (временной интервал, отводимый для каждого разряда кода).

С учетом выражения (2.61) можно утверждать, что $\tau \sim \frac{\log_2 m}{m}$, а поскольку полоса пропускания приемника $\Delta F_{\text{пр}} \cong \frac{1}{\tau}$, то

$$\Delta F_{\text{пр}} \sim \frac{m}{\log_2 m}. \quad (2.62)$$

В каналах с ЧК полоса пропускания определяется примерно как m полос системы с ВИК и, следовательно,

$$\Delta F_{\text{пр}} \sim \frac{m}{\tau_c},$$

откуда с учетом (2.61) также приходим к соотношению (2.62).

Предпочтение одной из рассмотренных систем может быть отдано лишь по ряду других соображений. К ним, в частности, относятся возможность аппаратной реализации передающих устройств, работающих в импульсном режиме и в режиме непрерывного излучения, коммутаторов и частотных фильтров, достоверность приема сообщений при воздействии помех, отличных от флюктуационных. При этом необходимо учитывать, что в каналах

с ЧК практический предел улучшению энергетических показателей с повышением основания кода m обусловлен нестабильностью элементов схем и доплеровскими сдвигами используемых частот,

В канале с ВИК, в отличие от многоканальной, в зависимости от величины основания кода m схемы детектора канала с ЧК имеется один амплитудный детектор. Полоса пропускания тракта несущих колебаний в этом канале с увеличением m увеличивается согласно соотношению (2.62). При этом относительное влияние полосы частот, обусловленной нестабильностью элементов и эффектом Доплера, уменьшается. В этом отношении канал с ВИК имеет существенное преимущество перед каналом с ЧК, особенно при высоких основаниях кода. Недостатком канала с ВИК являются, как уже отмечалось, более жесткие требования к системе синхронизации. Погрешности синхронизации приводят к неточной установке границ символов, а это, в свою очередь, увеличивает вероятность неправильного опознания их. В этом отношении и система с ВИК имеет практический предел увеличению основания кода m .

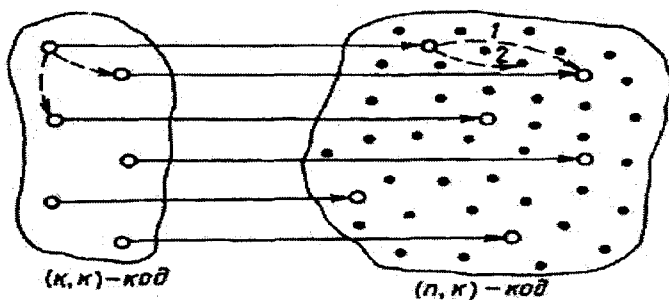
2.9. Помехоустойчивое кодирование информации

Рассмотрим принципы построения помехоустойчивых кодов. Сущность помехоустойчивого кодирования цифровой информации заключается во введении (по определенному правилу) на передающей стороне канала связи определенной избыточности с целью последующего использования этой избыточности на приемной стороне для обнаружения ошибок и, если это возможно, то и исправления обнаруженных ошибок. При передаче командно-программной информации помехоустойчивое кодирование заключается в том, что вместе с k информационными разрядами, обозначающими то или иное сообщение, по каналу связи дополнительно передается $r = n - k$ проверочных символов, позволяющих обнаружить возможные ошибки в n -разрядной кодовой комбинации. Таким образом, помехоустойчивый код отличается от обычного кода тем, что в канал могут быть переданы не все 2^n кодовых комбинаций, которые можно сформировать из имеющихся в распоряжении n разрядов, а лишь некоторые из них, а именно 2^k , обладающие определенным свойством и называемые разрешенными. Остальные неиспользуемые кодовые комбинации, число которых

$$N_3 = N_{\text{общ}} - N_p = 2^n - 2^k,$$

называют запрещенными. Таким образом, все множество $N_{\text{общ}} = 2^n$ комбинаций разбивается на подмножества разрешенных ($N_p = 2^k$) и запрещенных (N) кодовых комбинаций.

Процесс кодирования схематично изображен на рис. 2.32, где показано множество кодовых комбинаций (k, k) простого безызбыточного кода, у которого все k разрядов каждой кодовой комбинации используются как информационные, и множество (n, k) кодовых комбинаций помехоустойчивого кода, у которого из общего числа разрядов n каждой кодовой комбинации лишь k разрядов являются информационными. Здесь же показаны разрешенные и запрещенные кодовые комбинации. В канал связи передаются только разрешенные комбинации. Из рис. 2.32 видно, что искажение любого разряда безызбыточного кода приводит к трансформации одной разрешенной кодовой комбинации в другую [на рисунке это показано пунктирными стрелками, на множестве простого (k, k) -кода]. В случае использования избыточного (n, k) -кода ошибка будет обнаружена в том случае, если она приводит к трансформации разрешенной кодовой комбинации в запрещенную [траектория 2 на множестве (n, k) -кода]. С другой стороны, если ошибка приводит к трансформации одной разрешенной кодовой комбинации в другую (траектория 1), то она не может быть обнаружена.



- — разрешенные кодовые комбинации
- — запрещенные кодовые комбинации

Рис. 2.32. Схема процесса кодирования.

Коды, которые не только обнаруживают сам факт ошибки, но и указывают номер разряда кодовой комбинации, в котором произошла ошибка, называются кодами с исправлением ошибок.

Введением в кодовые комбинации определенного количества дополнительных $r = n - k$ разрядов устанавливается нужное кодовое расстояние между комбинациями. При этом под кодовым (или хемминговым) расстоянием понимается минимальное число разрядов, в которых символы одной комбинации данного кода отличаются от символов другой кодовой комбинации. Например, кодовое расстояние между комбинациями 100110 и 000111 равно двум (отличие наблюдается в первом и последнем, т.е. в двух разрядах). В общем случае кодовое расстояние

$$d = \min d_{ij} = \min \sum_{i=1}^n (x_{ii} \oplus x_{ji}), \quad (2.63)$$

где $\oplus$ – знак, указывающий суммирование по mod 2; i, j – номера двух любых комбинаций данного кода; i – номер разряда кодовой комбинации.

Величина кодового расстояния d определенным образом связана с кратностью обнаруживаемых (μ_0) и исправляемых (μ_n) ошибок. Определим эту связь. Как было установлено, ошибка не обнаруживается, если одна разрешенная кодовая комбинация в результате искажений преобразуется в другую разрешенную. Следовательно, для обеспечения обнаружения всех ошибок кратности до μ_0 включительно необходимо, чтобы кодовое расстояние было (рис. 2.33)

$$d_0 \geq 1 + \mu_0. \quad (2.64)$$

Для обеспечения возможности исправления всех ошибок кратности до μ_n включительно необходимо, чтобы принятая кодовая комбинация осталась в подмножестве, лежащем в окрестности переданной разрешенной кодовой комбинации. На рис. 2.33 разбиение на подмножества произведено с помощью пунктирных линий. Для подобного разбиения при необходимости исправления ошибок кратности до μ_n включительно необходимо, чтобы кодовое расстояние было

$$d_n \geq 1 + 2\mu_n. \quad (2.65)$$

Сравнивая выражения (2.64) и (2.65), видим, что код, который может исправлять ошибки кратности μ_n , может обнаружить ошибки кратности $\mu_0 = 2\mu_n$.

Аналогично можно показать, что для одновременного исправления ошибок кратности μ_n и обнаружения ошибок кратности μ_0 кодовое расстояние должно быть

$$d \geq \mu_0 + \mu_n + 1, \quad (2.66)$$

причем $\mu_0 \geq \mu_n$.

Соотношения (2.64) – (2.66) устанавливают связь между кодовым расстоянием и кратностью обнаруживаемых и исправляемых ошибок. В табл.2.3 на основе этих соотношений показаны возможности различных кодов в зависимости от величины кодового расстояния d .

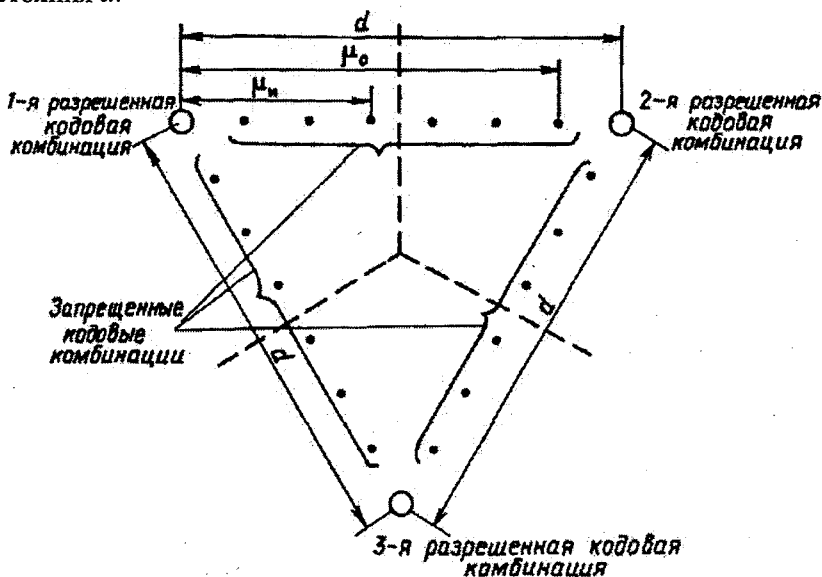


Рис. 2.33. К определению связи между величиной кодового расстояния и кратностью обнаруживаемых и исправляемых ошибок.

Следует отметить, что рассмотренные коды в ряде случаев обладают и более широкими обнаруживающими способностями и

в отдельных случаях могут обеспечить $\mu_0 > d$. Например, код с проверкой четности кодовых комбинаций, у которого $d = 2$; может обнаруживать все ошибкой нечетной кратности, т.е. $\mu_0 = 1, 3, 5 \dots$

Кодовое расстояние, определяющее корректирующую способность кода, зависит от избыточности последнего, т.е. от количества проверочных разрядов $r = n - k$.

Таблица 2.3

Кодовое расстояние	Кратность ошибок		Примечание
	обнаруживаемых	исправляемых	
1	0	0	Простой безыбыточный (k, k) -код
2	1	0	Код с проверкой кодовых комбинаций на четность
3	1 2	1 0	Код Хемминга
4	2 3	1 0	Код Хемминга

Определим количество проверочных разрядов, необходимое для исправления ошибок. Для этого необходимо, чтобы с помощью проверочных разрядов можно было описать следующие возможные ситуации:

- 1) ошибка отсутствует в $C_n^0 = 1$ случае;
- 2) одиночная ошибка возникает в C_n^1 случаях;
- 3) двойная ошибка возникает в C_n^2 случаях;
- 4) ошибка кратности μ_n возникает в $C_n^{\mu_n}$ случаях.

Необходимо с помощью $n - k$ проверок выявить какую-то из этих ситуаций и результат представить в виде двоичного номера этой ситуации. Таким образом, количество проверочных разрядов $n - k$ для исправления ошибок кратности μ_n и менее определяется из неравенства.

$$2^{n-k} \geq \sum_{i=0}^{\mu_n} C_n^i$$

$$(n - k) \geq \log_2 \sum_{i=0}^{\mu_n} C_n^i. \quad (2.67)$$

Соотношением (2.67) можно воспользоваться и при нахождении числа проверочных элементов для обнаружения ошибок. В этом случае необходимо использовать тот факт, что для данного кодового расстояния d число обнаруживаемых ошибок μ_0 в два раза больше числа исправляемых ошибок, т.е. $\mu_0 = 2\mu_n$. Следовательно, для обнаружения μ_0 ошибок количество проверочных символов

$$(n - k) \geq \log_2 \sum_{i=0}^{\mu_0/2} C_n^i. \quad (2.68)$$

Полученное соотношение (2.68) справедливо для четных μ_0 . Если же число обнаруживаемых ошибок нечетно, то количество избыточных элементов можно определить, пользуясь следующими рассуждениями. Известно, что добавление одного проверочного символа увеличивает кратность обнаруживаемых ошибок μ_0 на единицу. Поэтому при нечетном числе обнаруживаемых ошибок в выражении (2.68) величину $n - k$ необходимо заменить на $n - k - 1$, а в верхнем пределе знака суммы вместо $\mu_0/2$ записать $\mu_0 - 1/2$. После этого выражение (2.68) трансформируется к виду

$$(n - k) \geq 1 + \log_2 \sum_{i=0}^{\mu_0-1/2} C_n^i \quad (6,70). \quad (2.69)$$

Соотношения (2.68) и (2.69) позволяют определить количество избыточных символов для известных n или k при заданном значении кодового расстояния или кратности обнаруживаемых (исправляемых) ошибок. Заметим, что выражения (2.68) и (2.69) определяют предел числа избыточных разрядов. Практически количество избыточных разрядов может быть больше.

Рассмотрим пример:

Пусть число информационных разрядов $k = 10$, а кратность обнаруживаемых ошибок $\mu_0 = 5$. Необходимо определить минимальное значение общего числа разрядов кода n . Поскольку крат-

ность обнаруживаемых ошибок нечетная, то, воспользовавшись соотношением (2.69), получим:

$$(n-10) \geq 1 + \log_2 \sum_{i=0}^2 C_n^i,$$

$$(n-10) \geq 1 + \log_2 (1 + C_n^1 + C_n^2),$$

$$(n-10) \geq 1 + \log_2 \left[1 + n + \frac{n(n-1)}{2} \right].$$

Последнее неравенство при сравнительно небольших значениях n и k удобно решать путем подбора неизвестных, ближе всего удовлетворяющих подобным неравенствам. В рассматриваемом примере при $n=18$ неравенство не удовлетворяется, а начиная с $n=19$ и более — выполняется. Следовательно, $n \geq 19$ и поэтому кодами, обнаруживающими пятикратные ошибки при $k=10$, могут являться коды $(19,10)$, $(20,10)$, $(21,10)$ и т.д.

Для некоторых частных случаев Хемминг указал более простые соотношения, позволяющие определить необходимое число проверочных символов:

$$(n-k) \geq \log_2(n+1), \text{ если } d=3; \quad (2.70)$$

$$(n-k) \geq \log_2(2n), \text{ если } d=4. \quad (2.71)$$

Коды с $d=3$ и 4, которые позволяют обнаруживать и исправлять одиночные ошибки или обнаруживать двойные и исправлять одиночные ошибки, в литературе обычно называют кодами Хемминга. Следует отметить, что некоторые коды, у которых количество избыточных символов, рассчитанное по формулам (2.68) и (2.69), позволяет обнаруживать ошибки кратности до μ_0 , могут обнаруживать некоторые ошибки и более высокой кратности.

Например, если необходимо обнаруживать ошибки кратности $\mu_0=1$, то в соответствии с формулой (2.69) величина $(n-k) \geq 1$. Таким кодом, в частности, является код, осуществляющий проверку кодовых комбинаций на четность (нечетность) единичных или нулевых символов. У такого кода в соответствии с выражением (2.64) кодовое расстояние равно 2, а общее число символов на единицу превышает число информационных символов, т.е. соблю-

дается равенство $n = k + 1$. Этот код обнаруживает все одиночные ошибки, но он же может обнаружить любое нечетное число ошибок (3, 5, 7 и т.д.), кратность которых $\mu_0 > d$. Рассмотрим классификацию помехоустойчивых кодов. Известно большое число кодов, позволяющих успешно бороться с различными видами помех. Все эти коды обладают избыточностью, величина которой в той или иной степени определяет их корректирующие возможности. Разнообразие помехоустойчивых кодов отображается на рис.2.34, где показана их классификация.

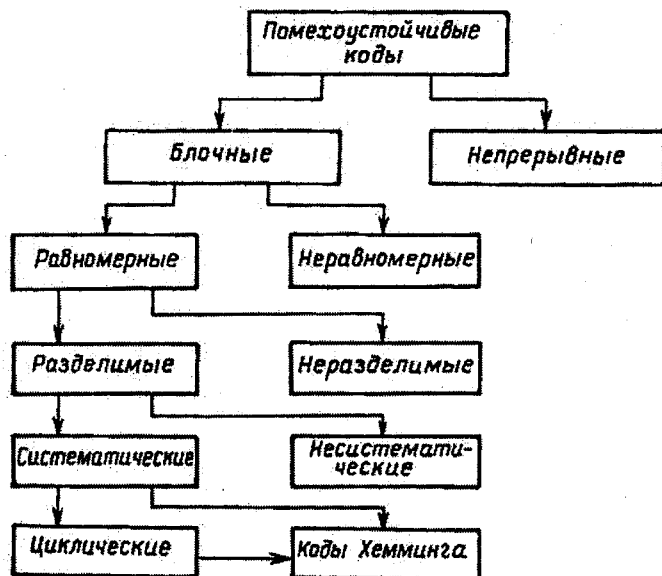


Рис. 2.34. Классификация помехоустойчивых кодов.

Блочными кодами называются коды, в которых каждому сообщению ставится в однозначное соответствие блок из n символов или блоки с разным числом символов. В соответствии с этим блочные коды делятся на равномерные и неравномерные. В практике передачи информации наибольшее распространение получили равномерные коды с постоянным числом символов n , что обеспечивает более надежную пословную синхронизацию передающей и приемной аппаратуры канала связи.

Непрерывными кодами называются такие коды, у которых операции кодирования и декодирования совершаются непрерывно. Эти коды представляют собой непрерывную последовательность информационных и проверочных символов. К непрерывным кодам относятся рекуррентные коды, у которых значения проверочных символов и их место в кодовой комбинации определяются по рекуррентной формуле:

$$\beta_{ij} = \left\{ \sum_{v=-q}^{s-1} C_{vj} b_{i+v} \right\} (\text{mod } m). \quad (2.72)$$

Значение правой части (2.72) определяется по $\text{mod } m$, что означает, что после проведения обычных вычислительных операций удерживается лишь остаток от деления полученной величины на основание кода m (например, 7 по $\text{mod } 4$ дает 3). Осуществление операций по $\text{mod } m$ необходимо для того, чтобы полученные значения символов β_{ij} принадлежали алфавиту канала, т.е. принимали значения 0, 1, ..., $m-1$.

Рекуррентное соотношение (2.72) на i -м шаге кодирования группе символов входной последовательности $b_{i-q}, \dots, b_i, \dots, b_{i+s-1}$ ставит в соответствие l символов кодовой последовательности $b_{i0}, b_{i1}, \dots, b_{i(i-1)}$; на $(i+1)$ -м шаге группе символов $b_{i-q+1}, \dots, b_{i+1}, \dots, b_{i+s}$, смещенной на одну позицию, ставит в соответствие следующие l символов кодовой последовательности $b_{(i+1)0}, b_{(i+1)1}, \dots, b_{(i+1)(i-1)}$ и т.д. Таким образом, на каждый символ информационной последовательности приходится l символов передаваемой кодовой последовательности. Правые части рекуррентных соотношений (2.72) представляют как бы свертку соответствующего участка информационной последовательности, поэтому эти коды называют также сверточными кодами.

Непрерывные (сверточные) коды могут быть как систематическими, так и несистематическими. Систематические сверточные коды получаются в частном случае, когда для одного из значений индекса j (например, $j=0$) коэффициенты в формуле (2.72) принимают значения

$$\begin{aligned} C_{v0} &= 0 & \text{при } v \neq 0 \\ C_{v0} &= 1 & \text{при } v = 0 \end{aligned}$$

и соответственно $\beta_{i0} = \beta_i$. В этом случае передаваемая кодовая последовательность имеет вид

$$\dots; b_i; \beta_{i-1}; \dots; \beta_{i,t-1}; b_{i+1}; \beta_{i+1,t}; \dots; \beta_{i+1,t-1}; \dots$$

В дальнейшем (в подразд.2.11) приводится более детальное рассмотрение некоторых разновидностей непрерывных корректирующих кодов.

Основной положительной особенностью непрерывных (сверточных) кодов является их способность исправлять групповые ошибки, т.е. искажения нескольких подряд следующих символов, при сравнительно простой кодирующей и декодирующей аппаратуре, строящейся на основе рекуррентных соотношений типа (2.72).

Равномерные блочные коды бывают разделимыми и неразделимыми. Разделимым является код, в котором символы разделены на информационные и проверочные. При этом места информационных и проверочных символов в кодовой комбинации заранее определены. В неразделимых кодах деление на информационные и проверочные символы отсутствует. Примером неразделимых кодов являются коды с постоянным весом. Рассмотрим эти коды подробнее.

Под кодом с постоянным весом обычно понимают двоичный равномерный код, в котором разрешенные комбинации содержат одинаковое число единиц. Такой код обеспечивает обнаружение всех ошибок, за исключением тех случаев, когда несколько единиц превратятся в нули, а столько же нулей – в единицы. Эти ошибки называют ошибками смещения.

Основным достоинством кодов с постоянным весом является их высокая помехоустойчивость в асимметричных каналах, в которых вероятности искажения единиц и нулей различные.

В системах передачи информации с импульсным излучением широкое распространение получили так называемые позиционно-импульсные коды (ПИК), в которых различные кодовые комбинации содержат постоянное число импульсов. Эти коды также являются кодами с постоянным весом. Здесь наличие импульса в опре-

деленной тактовой точке t_i временной оси (рис.2.35) можно рассматривать как единичный сигнал, а его отсутствие — как нулевой сигнал.

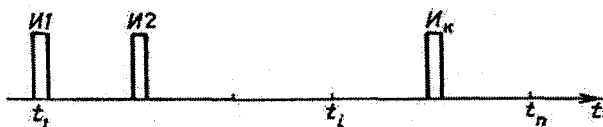


Рис.2.35. Пример ПИК.

Максимальное число сообщений, которые можно закодировать с помощью описанных кодов с постоянным весом, равно $N_p = C_n^k$, где n — общее число символов кода (тактовых точек), k — число единичных символов (импульсов) кода.

Кодом с постоянным весом является и так называемый биимпульсный код. Кодирование в этом случае состоит в том, что символы 0 и 1 подлежащей передаче информации (рис. 2.36, а) кодируются соответственно в виде сочетаний 01 и 10 символов канала связи (рис. 2.36, б). Этот код обнаруживает все ошибки, за исключением тех случаев, когда в одной паре символов канала связи, соответствующих данному информационному разряду, исказились оба символа. Другим достоинством биимпульсного кода является надежная посимвольная синхронизация, поскольку в канале связи в течение длительности информационного символа происходит смена качества символов канала связи. Недостатком биимпульсного кода является расширение требуемой полосы частот канала связи. Биимпульсные коды находят применение в системах передачи информации с непрерывным излучением.

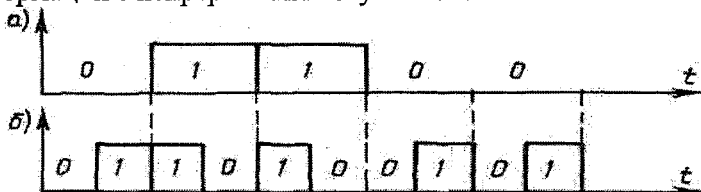


Рис. 2.36. Пример биимпульсного кода.

В соответствии с рассматриваемой классификацией (см. рис.2.34) помехоустойчивых кодов разделимые коды подразделяются на систематические и несистематические. Систематическими кодами называются такие коды, у которых сумма по mod 2 двух разрешенных комбинаций кода дает новую комбинацию такого же кода. Несистематические коды этим свойством не обладают. Примерами систематического кода являются циклические коды и коды Хемминга. Для систематического кода используется обозначение (n, k) , где n – число всех разрядов кодовой комбинации, k – число информационных разрядов. Примером несистематического кода является код с контрольным суммированием, в котором проверочные разряды представляют запись суммы единиц в кодовой комбинации. Широкое применение в практике передачи информации нашли систематические блочные коды. Наиболее известны среди них циклические коды. Коды Хемминга являются разновидностью циклических кодов, но исторически появились раньше многих других ныне известных кодов и сыграли большую роль в развитии теории помехоустойчивого кодирования. Другой важной разновидностью циклических кодов являются коды Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ). Остановимся подробнее на общих принципах построения циклических кодов, выделив отдельно коды Хемминга и БЧХ-коды.

2.10. Циклические коды

Среди известных помехоустойчивых кодов циклические коды отличаются высокой эффективностью обнаружения ошибок и сравнительной простотой реализации кодирующих и декодирующих устройств. Название этого класса кодов произошло от основного их свойства, заключающегося в том, что в результате циклической перестановки символов одной кодовой комбинации кода можно получить новые комбинации этого кода.

Циклические коды достаточно часто описываются с использованием многочленов переменной x . Цифры двоичного кода рассматриваются как коэффициенты многочлена. Например, записанное в двоичном коде сообщение 1001101 может быть представлено многочленом вида

$$1 \cdot x^6 + 0 \cdot x^5 + 0 \cdot x^4 + 1 \cdot x^3 + 1 \cdot x^2 + 0 \cdot x^1 + 1 \cdot x^0 = x^6 + x^3 + x^2 + 1.$$

При таком представлении кодов математические операции с полученными многочленами производятся в соответствии с законами общей алгебры, за исключением того, что сложение осуществляется по mod 2, при котором

$$\begin{aligned}x^i \oplus x^i &= 0, \\x^i \oplus 0 &= x^i, \\0 \oplus 0 &= 0.\end{aligned}$$

Принцип обнаружения ошибок при помощи циклического кода заключается в том, что в качестве разрешенных принимаются кодовые комбинации, описываемые многочленами которых $G(x)$ делятся без остатка на некоторый заранее выбранный исходный (образующий) многочлен $P(x)$. Если принятая комбинация искажена, то это условие на приемной стороне не выполняется, в результате чего фиксируется факт ошибки.

В процессе кодирования сообщения многочлен $G(x)$, отображающий двоичный код передаваемого сообщения, умножается на x^{n-k} , в результате чего длина кодовой комбинации увеличивается на $n-k$ разрядов, являющихся проверочными. Произведение $G(x) \cdot x^{n-k}$ делится на образующий многочлен $P(x)$ и остаток от этого деления $R(x)$ суммируется с произведением $G(x) \cdot x^{n-k}$. Полученная кодовая комбинация, описываемая кодовым многочленом

$$F(x) = G(x) \cdot x^{n-k} \oplus R(x),$$

делится уже без остатка на образующий многочлен $P(x)$. Это можно доказать следующим образом. Если обозначить через $f(x)$ частное от деления $G(x) \cdot x^{n-k}$ на $P(x)$, то будет иметь место равенство

$$G(x) \cdot x^{n-k} = f(x)P(x) \oplus R(x).$$

Суммируя левую и правую части этого равенства с $R(x)$, получаем

$$G(x) \cdot x^{n-k} \oplus R(x) = f(x)P(x),$$

что доказывает справедливость высказанного суждения. При таком методе построения циклического кода k коэффициенты при высших степенях x являются обозначениями информационных разрядов, а коэффициенты при степенях $n-k-1$ и ниже – обозначениями проверочных разрядов.

Рассмотрим пример. Пусть $n=7$, $k=4$ и $P(x)=x^3 \oplus x^2 \oplus 1$. Требуется закодировать сообщение 1011.

Данному сообщению соответствует многочлен

$$G(x) = x^3 \oplus x \oplus 1.$$

Произведение

$$G(x) \cdot x^{n-k} = G(x) \cdot x^3 = x^6 \oplus x^4 \oplus x^3$$

Разделим $G(x) \cdot x^{n-k}$ на $P(x)$

$$\begin{array}{r} x^6 \oplus x^4 \oplus x^3 \\ x^6 \oplus x^5 \oplus x^3 \hline \end{array} \left| \begin{array}{r} x^3 \oplus x^2 \oplus 1 \\ x^3 \oplus x^2 \end{array} \right.$$

$$x^5 \oplus x^4$$

$$x^5 \oplus x^4 \oplus x^2$$

$$x^2 = R(x)$$

*$G(x)$ – исходный многочлен
 $P(x)$ – образ многочлена*

Суммируя произведение $G(x) \cdot x^{n-k}$ с полученным остатком $R(x)$, получаем кодовый многочлен $F(x) = x^6 \oplus x^4 \oplus x^3 \oplus x^2$. В двоичном коде этому многочлену соответствует кодовая комбинация 1011|100, в которой первые четыре символа являются информационными, а последние три – проверочными.

Принятое сообщение может быть искажено помехами и отличаться от $F(x)$. Обозначим его $F'(x)$. Оно может быть представлено в виде суммы многочлена, сформированного на передающей стороне $F(x)$, и многочлена ошибки $E(x)$, т.е.

$$F'(x) = F(x) \oplus E(x).$$

Многочлен $F(x)$ на приемной стороне подвергается делению на многочлен $P(x)$. Если это деление производится без остатка, то принимается решение, что информация не искажена.

В случае применения циклического кода в качестве кода, исправляющего ошибки, места искаженных разрядов определяются путем анализа остатка, получившегося после деления принятой кодовой комбинации на образующий многочлен.

Формирование проверочных символов осуществляется таким образом, что каждый из них, обозначаемый z_j , представляет собой линейную комбинацию информационных символов. Для этого образуется система из $n - k$ линейных уравнений вида

$$z_j = \sum_{i=1}^k C_{ij} x_{ij} (\text{mod } 2), \quad (2.73)$$

где C_{ij} – весовые коэффициенты, принимающие значение 0 или 1 в зависимости от того, должен ли участвовать данный информационный символ x_{ij} в формировании проверочного.

Анализ основных свойств циклических кодов показывает, что способности кода по обнаружению (исправлению) ошибок полностью определяются выбранным образующим многочленом $P(x)$. Например, циклический код с образующим многочленом $P(x) = x \oplus 1$ обнаруживает все нечетные ошибки (можно показать, что в данном случае речь идет об известном коде, осуществляющем проверку четности количества единиц в кодовых комбинациях).

Циклический код предполагает равенство длины кодовой комбинации (общего числа символов n) длине цикла образующего многочлена. Длина цикла многочлена определяется его степенью и структурой. Большинство так называемых неприводимых многочленов (многочленов, не раскладываемых на простые сомножители) имеют длину цикла $L = 2^k - 1$ и обеспечивают формирование сигналов типа М-последовательностей. Эти сигналы являются разновидностью циклических кодов, у которых кодовое расстояние $d = 2^{k-1}$, а общее число символов, выбираемое равным длине цикла, составляет $n = 2^k - 1$. При использовании сигналов типа М-последовательности в качестве корректирующих кодов они позволяют обнаруживать ошибки кратности $\mu_0 = 2^{k-2}$ и исправлять ошибки кратности $\mu_n = 2^{k-2} - 1$.

Как уже отмечалось, достоинством циклических кодов является сравнительная простота их технической реализации. Кодировующее устройство циклического (n, k) -кода состоит из n -разрядного регистра сдвига и $n-k$ сумматоров (М2) по mod 2 (рис. 2.37). Регистр сдвига состоит из разрядов информационной части, в которые записывается исходная кодовая комбинация, и проверочной части, содержащей $n-k$ разрядов. Каждый сумматор М2 служит для формирования проверочного символа, находящегося на определенной позиции. Подключение информационных разрядов к соответствующим сумматорам выполняется в соответствии с правилом построения данного кода. Выведение полученной n -разрядной кодовой комбинации из регистра осуществляется с помощью сдвигающих импульсов, формируемых генератором тактовых импульсов (ГТИ). Частота следования тактовых импульсов определяет скорость передачи информации по каналу связи.

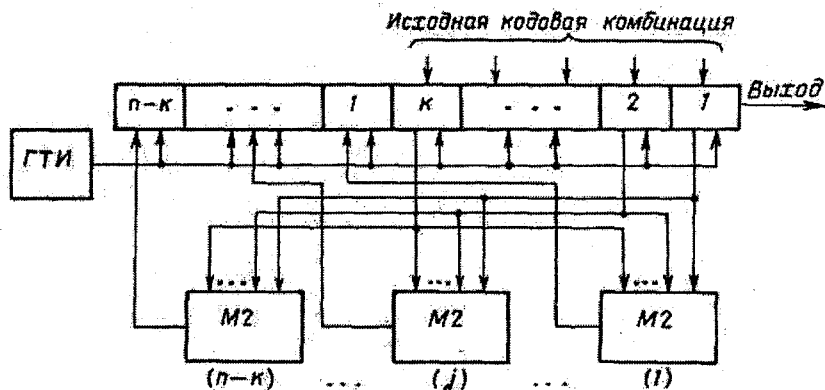


Рис. 2.37. Схема кодирующего устройства циклического (n, k) -кода.

Рассмотрим принцип функционирования декодирующего устройства, структурная схема которого изображена на рис. 2.38. Устройство функционирует следующим образом. Принимаемая кодовая комбинация с выхода приемника в последовательном коде записывается в n -разрядный регистр. Запись числа в регистр осуществляется с помощью сдвигающих импульсов генератора тактовых импульсов, частота которых с помощью системы посимвольной

синхронизации поддерживается равной частоте следования символов в канале связи. После записи числа в приемном регистре с помощью сумматоров по mod 2 ($M2$) производится проверка на четность для $n-k$ подмножеств информационных и проверочных символов. Эти подмножества формируются при кодировании по вполне определенным для данного кода правилам. Если в принятой кодовой комбинации ошибок нет, то на выходе всех сумматоров сформируются нулевые символы. Если в принятой кодовой комбинации имеются ошибочные символы, то на выходе некоторых сумматоров сформируются единичные символы, поскольку условия проверки на четность в соответствующих подмножествах окажутся невыполненными. В этих случаях анализатор ошибок вырабатывает сигнал «Ошибка». Количество $n-k$ избыточных символов циклического (n, k) -кода оценивается по формулам (2.68) и (2.69).

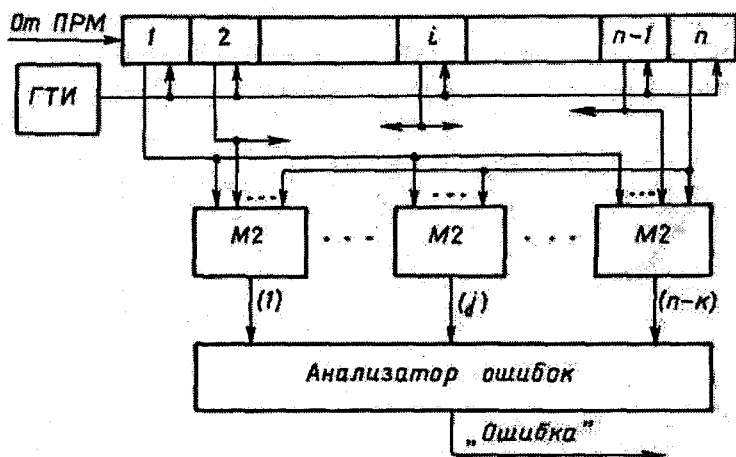


Рис. 2.38. Схема декодирующего устройства циклического (n, k) -кода.

Увеличивив избыточность кода и усложнив структуру устройства проверки и анализа ошибок, можно обеспечить такие условия, при которых декодирующее устройство сможет не только обнаружить ошибки в приеме отдельных символов, но и исправить часть этих ошибок.

Проведенные исследования показали, что для кодов, обладающих большими корректирующими возможностями, число операций при оптимальном декодировании растет экспоненциально с увеличением числа избыточных символов, что необходимо для усиления корректирующих способностей кода. Указанное обстоятельство существенно усложняет задачу технической реализации декодирующего устройства. Поэтому в последнее время уделяется большое внимание вопросам упрощения методов декодирования и разработаны два подхода к решению задачи упрощения процедуры декодирования – вероятностный и алгебраический.

Сущность вероятностного, или последовательного, декодирования состоит в том, что вся совокупность возможных кодовых комбинаций (включая разрешенные и запрещенные) разбивается на две группы: высоковероятные и маловероятные кодовые комбинации. Если принятая комбинация ближе к высоковероятной группе, то она декодируется сразу же без проверки. Если же принятая комбинация ближе к маловероятным ситуациям, она декодируется с проверкой и исправлением ошибок. Такое декодирование несколько уступает в помехоустойчивости оптимальному, но заметно проще в реализации.

Сущность алгебраического декодирования состоит в том, что исправляется только определенная часть ошибок, т.е. корректирующие возможности кода используются только частично. Это равносильно использованию неоптимального декодирования, называемого пороговым или мажоритарным.

Следует указать, что не все циклические коды допускают мажоритарную процедуру декодирования, которая возможна лишь для достаточно узкого класса циклических кодов, в частности кодов (15,7), (21,11), (63,36), (73,45), (273,191) и некоторых других. В рассмотренных циклических кодах длина кодовой комбинации n равна длине цикла образующего многочлена. Только при этом условии циклическая перестановка разрядов в разрешенной кодовой комбинации дает другую разрешенную комбинацию. Однако на практике это условие часто трудно реализовать, так как возможности циклических кодов не всегда удовлетворяют требованиям разработчиков систем передачи данных в отношении общего числа разрядов в кодовой комбинации. Поэтому иногда вместо цикличе-

ских используют так называемые укороченные циклические (псевдоциклические) коды, которые получаются из циклических путем исключения определенного числа информационных разрядов. Псевдоциклические коды обладают теми же свойствами, какими обладают и циклические коды, за исключением отмеченного свойства циклической перестановки разрядов.

Рассмотрим вопросы, связанные с выбором типа циклического (n, k) -кода. По заданному объему кода (числу передаваемых сообщений N) однозначно определяется число информационных символов

$$K = \lceil \log_2 N \rceil,$$

где скобки $\lceil \rceil$ означают выбор ближайшего целого числа. Далее отыскивается наименьшее общее число символов кодовой комбинации n , обеспечивающее обнаружение или исправление ошибок заданной кратности. В случае циклического кода эта проблема сводится к нахождению нужного образующего многочлена $P(x)$.

Образующим может быть лишь многочлен $P(x)$, на который делится многочлен $f_0(x) = x^n - 1$. Поскольку в дальнейшем все операции выполняются по $\text{mod } 2$, то справедливо, что

$$f_0(x) = x^n - 1 = x^n + (2 - 1) = 2^n + 1 (\text{mod } 2).$$

Выбор образующего многочлена $P(x)$ на практике производится с помощью таблиц циклических (n, k) -кодов, составленных для возможных значений количества информационных символов k и кодового расстояния d , определяющего корректирующие способности кода.

В табл.2.4 приведены некоторые разновидности циклических (n, k) -кодов для значений $n \leq 63$ и $n = 127$. В ней указаны: длина кода n , число информационных символов k , минимальное кодовое расстояние d и неприводимые многочлены $f_i(x)$, из которых строится образующий многочлен $P(x)$ по правилу

$$P(x) = f_1(x)f_2(x)...f_5(x). \quad (2.74)$$

Для построения кода, используя табл.2.4, отыскивают коэффициенты неприводимого многочлена $f_i(x)$. Эти коэффициенты

записаны в восьмеричной системе счисления. Для представления $f_i(x)$ в обычной алгебраической форме восьмеричные числа должны быть переведены в двоичные так, чтобы каждому восьмеричному символу соответствовали три двоичных: 0 — 000, 1 — 001, 2 — 010 и т.д. В двоичной системе коэффициенты многочлена записаны в порядке убывания степеней x . Например, для $n=7$ имеем из табл. 2.4 $f_i(x)=13$. В двоичной системе это будет $f_i(x)=001011f$ и соответственно $f_i(x)=x^3+x+1$. Для $n=9$ в восьмеричной системе имеем $f_i(x)=111$, чему в двоичной системе соответствует запись $f_i(x)=001001001f$ (x) = 001001001, и тогда $f_i(x)=x^6+x^3+1$.

В случаях, когда для данного n дается несколько вариантов кода, индекс i многочлена $f_i(x)$ возрастает в порядке их записи. Так, например, при $n=15$ имеем $f_1(x)=23$, $f_2(x)=37$ и $f_3(x)=7$. Для кода длиной n , записанного в s -й строке, образующий многочлен $P(x)$ определяется соотношением (2.74). Например, для кода (15,7) имеем

$$P(x) = f_1(x)f_2(x),$$

где в восьмеричной системе $f_1(x)=23$, $f_2(x)=37$ и в двоичной $f_1(x)=010011$, $f_2(x)=011111$. Следовательно,

$$P(x) = (x^4 + x + 1)(x^4 + x^3 + x^2 + x + 1).$$

Выполнив умножение и суммирование по mod 2 коэффициентов при одинаковых степенях x , получим

$$P(x) = x^8 + x^7 + x^6 + x^4 + 1.$$

Дальнейшее построение кода выполняется по методике, описанной выше для известного $P(x)$.

Таблица 2.4

Характеристики кодов

N	k	d	$f_i(x)$	n	k	d	$f_i(x)$
7	4	3	13		28	3	10040001
9	3	3	111	49	7	7	10000201
	—	3	23		4	21	13
15	7	5	37		43	3	763
	5	7	7		35	5	727
17	9	3(5)	727	51	27	9	433
	15	3	127		19	11	471
	12	5	15		11	17	661
21	11	6	—		9	19	7
	6	7	165	55	35	3	7164555
	4	9	7		39	3	1341035
23	12	5(7)	5343	57	21	5	1777777
25	5	5	4102041		3	19	7
	9	3	1001001		57	3	103
27	3	9	11		51	5	127
	26	3	45		45	7	147
	21	5	75		39	9	111
31	16	7	67	63	36	11	15
	11	11	57		30	13	155
	6	15	73		24	15	133
	23	3	3043		18	21	165
33	13	5	3777		16	23	7
	3	11	2251		10	27	163
	23	3	16475		120	3	211
35	11	5	13627		113	5	217
	8	7	13		106	7	235
	4	15	37		99	9	367
	27	3	13617		62	11	277
39	15	7	17777		85	13	325
	3	13	17075		78	15	203
41	21	3	6647133	127	71	19	357
	29	3	52225		64	21	313
43	15	7	47771		57	23	345
45	33	3	10011		50	27	301
	29	5	23		43	29	323
	23	7	11		36	31	253
	11	9	11001		29	43	361
	7	15	37		22	47	241
	5	21	—		15	55	271
47	24	5(7)	43073357		8	63	375

В табл. 2.4 приведены лишь нечетные значения n , так как при четных значениях $n = 2m$ многочлен, который должен делиться на образующие многочлены,

$$x^{2m} + 1 = (x^m + 1)^m.$$

В этой таблице отсутствуют значения $n = 3, 5, 11, 13, 19, 29, 37, 53, 59, 61$, так как для класса этих простых чисел существует только разложение вида

$$x^{2m} + 1 = (x^m + 1)^2 (x^{n-1} + x^{n-2} + \dots + x + 1),$$

приводящее к малоинтересным кодам типа $(n, 1)$.

Рассмотрим особенности построения циклических кодов, применяемых для передачи командно-программной информации.

Коды Хемминга представляют собой простейшую разновидность циклических кодов. Как уже отмечалось, существуют коды Хемминга с кодовым расстоянием $d = 2, 3$ и 4 .

Код, у которого $d = 2$, является блочным циклическим кодом типа $(n, n-1)$, осуществляющим проверку n -значных кодовых комбинаций на четность. Кроме обнаружения одиночных ошибок, этот код позволяет также обнаруживать и другие ошибки нечетной кратности. Определим вероятность обнаружения ошибок в кодовых комбинациях такого кода для случая, когда искажения отдельных разрядов являются независимыми событиями, а вероятность искажения любого разряда постоянна и равна p_3 . Тогда вероятность искажения i разрядов составит p_3^i . В пределах n -значной кодовой комбинации таких событий (искажения i разрядов) может быть c_n с учетом того, что вероятность правильной передачи оставшихся $(n-1)$ разрядов равна $(1-p_3)^{n-1}$, окончательная вероятность обнаружения ошибок, определяемая как сумма вероятностей появления ошибок нечетной кратности, будет

$$P_{00} = \sum_{i=1,3,5,\dots} C_n^i p_3^i (1-p_3)^{n-i}. \quad (2.75)$$

Правило, по которому осуществляется формирование показателя последнего разряда (с номером n) кодовой комбинации, записывается в следующем виде:

$$x_{nj} = \sum_{i=1}^{n-1} x_{ij},$$

где j — номер слова (кодовой комбинации); i — номер разряда в пределах кодовой комбинации; x_{ij} — показание («0» или «1») каждого разряда данного слова.

Код Хемминга с кодовым расстоянием $d=3$, являющийся циклическим (n, k) -кодом, на практике используется для обнаружения и исправления одиночных ошибок. Для этого кода количество проверочных символов $n-k$ определяется из соотношения (2.70). Примерами таких кодов являются коды типа $(3,1)$, $(5,2)$, $(6,3)$, $(7,4)$, $(9,5)$, $(10,6)$, $(11,7)$ и т.д. Рассмотрим принцип построения таких кодов.

Здесь двоичное число, составленное из контрольных сумм (по mod 2) и называемое синдромом кода, должно определять порядковый номер искаженного разряда кодового слова. Для этого контрольные суммы составляются так, чтобы в сумму S входили символы кодового слова, имеющие единицу в i -м разряде двоичной записи их порядкового номера в пределах n -разрядной кодовой комбинации. Нетрудно видеть, что при этом символы, порядковый номер которых в двоичной записи выражается только одной единицей в i -м разряде, т.е. равен 2, войдут только в одну контрольную сумму S_i . Именно на этих позициях (1-й, 2-й, 4-й, 8-й и т.д.) в коде Хемминга и располагаются проверочные символы $\beta_1, \beta_2, \beta_4, \beta_8, \dots$ соответствующим их выбором, т.е. приписыванием им нуля или единицы, все контрольные суммы при кодировании должны обращаться в нуль. При отсутствии искажений в канале связи все контрольные суммы, сформированные при приеме данной кодовой комбинации, останутся равными нулю. Одиночная ошибка, например искажение i -го разряда передаваемого кодового слова, приведет к обращению в единицу контрольных сумм, номеров которых соответствуют номерам разрядов двоичной записи числа i , содержащих единицы. Поэтому, записывая в виде двоичного числа значения контрольных сумм в порядке убывания их номеров, т.е. формируя синдром вида $\dots S_8 S_4 S_2 S_1$, получаем в двоичной записи номер i искаженного разряда.

Таблица 2.5

**Двоичная запись номеров разрядов 15-разрядного числа
в коде Хемминга (15, 11).**

Порядковый номер кода в десятичной записи	Значения разрядов двоичной записи порядкового номера разрядов кода			
	1 (младший)	2	3	4
1-й (младший) – β_1	1	0	0	0
2-й – β_2	0	1	0	0
3-й – x_3	1	1	0	0
4-й – β_3	0	0	1	0
5-й – x_5	1	0	1	0
6-й – x_6	0	1	1	0
7-й – x_7	1	1	1	0
8-й – β_4	0	0	0	1
9-й – x_9	1	0	0	1
10-й – x_{10}	0	1	0	1
11-й – x_{11}	1	1	0	1
12-й – x_{12}	0	0	1	1
13-й – x_{13}	1	0	1	1
14-й – x_{14}	0	1	1	1
15-й – x_{15}	1	1	1	1

Для наглядности рассмотрим двоичную запись номеров разрядов 15-разрядного числа (табл. 2.5), используемого в коде Хемминга (15,11). В данном коде используется $n - k = 4$ проверочных символа $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, \dots$ располагаемых в кодовой комбинации на местах с номерами $i = 1, 2, 4, 8$ для 15-разрядного кода в соответствии с табл. 2.5 контрольные суммы имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} s_1 &= \beta_1 \oplus x_3 \oplus x_5 \oplus x_7 \oplus x_9 \oplus x_{11} \oplus x_{13} \oplus x_{15} \\ s_2 &= \beta_2 \oplus x_3 \oplus x_6 \oplus x_7 \oplus x_{10} \oplus x_{11} \oplus x_{14} \oplus x_{15} \\ s_3 &= \beta_3 \oplus x_5 \oplus x_6 \oplus x_7 \oplus x_{12} \oplus x_{13} \oplus x_{14} \oplus x_{15} \\ s_4 &= \beta_4 \oplus x_9 \oplus x_{10} \oplus x_{11} \oplus x_{12} \oplus x_{13} \oplus x_{14} \oplus x_{15} \end{aligned} \right\} \quad 2.76)$$

где x_i — значения одиннадцати информационных символов кода; $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$ — значения проверочных символов. Значения проверочных символов $\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4$ должны выбираться таким образом, чтобы обратить в нуль контрольные суммы s_1, s_2, s_3, s_4 . Для этого в соответствии с формулами (2.76) необходимо, чтобы

$$\left. \begin{aligned} \beta_1 &= x_3 \oplus x_5 \oplus x_7 \oplus x_9 \oplus x_{11} \oplus x_{13} \oplus x_{15} \\ \beta_2 &= x_3 \oplus x_6 \oplus x_7 \oplus x_{10} \oplus x_{11} \oplus x_{14} \oplus x_{15} \\ \beta_3 &= x_5 \oplus x_6 \oplus x_7 \oplus x_{12} \oplus x_{13} \oplus x_{14} \oplus x_{15} \\ \beta_4 &= x_9 \oplus x_{10} \oplus x_{11} \oplus x_{12} \oplus x_{13} \oplus x_{14} \oplus x_{15} \end{aligned} \right\} \quad (2.77)$$

Таким образом, процедура кодирования информации включает следующие операции:

- расположение информационных символов в порядке возрастания разрядов с сохранением свободных разрядов, имеющих номера 2^{i-1} ;

- вычисление значений проверочных символов по формулам (2.77) и расположение их на позициях с номерами 2^{i-1} .

При декодировании информации выполняются следующие операции:

- вычисление контрольных сумм по формулам (2.76);
- определение порядкового номера искаженного символа (выполняется в результате анализа синдрома) и исправление его;
- выдача потребителю k информационных символов кодовой комбинации (выдаются разряды за исключением тех из них, номера которых равны 2^{i-1}).

Рассмотренный код Хемминга с $d = 3$ можно использовать не только как код, исправляющий одиночные ошибки, но и как код, осуществляющий только обнаружение ошибок (без их исправления). В этом случае в соответствии с выражением (2.64) возможно обнаружение ошибок с кратностью $\mu_{0\max} = d - 1 = 2$.

Действительно, номера двух искаженных символов в двоичной записи отличаются хотя бы одним разрядом, а это значит, что хотя бы в одну контрольную сумму войдет только один из искаженных символов и она изменится.

Вероятность обнаружения ошибок с помощью кода Хемминга с $d=3$ при его использовании для обнаружения и исправления одиночных ошибок вычисляется по формуле (2.74) для случая $i=1$ и равна

$$P_{00} = np_3(1-p_3)^{n-1}. \quad (2.78)$$

Как видно из сравнения соотношений (2.75) и (2.78), величина P_{00} для кода с $d=3$ оказывается меньше значения P для кода с $d=2$. Но это не означает, что код, у которого $d=3$, уступает коду с $d=2$. Действительно, при $d=3$ код имеет возможность не только обнаруживать, но и исправлять одиночные ошибки.

Если же код с $d=3$ используется только как обнаруживающий, то наряду с одиночными он может обнаруживать и двойные ошибки, поэтому

$$P_{00} = \sum_{i=1}^2 C_n^i p_3^i (1-p_3)^{n-i}. \quad (2.79)$$

Величина P_{00} , определяемая соотношением (2.79), обычно больше, чем эта же величина, рассчитанная по формуле (2.75), поскольку вероятность появления двойных ошибок ($i=2$) значительно превышает вероятность появления ошибок нечетной кратности, начиная с $i=3$.

Код Хемминга, у которого $d=4$, позволяет в соответствии с выражением (2.66) достоверно обнаруживать двойные (и, естественно, меньшей кратности, т.е. одиночные) ошибки и исправлять одиночные ошибки. Этот код формируется аналогично коду Хемминга с $d=3$ и, кроме того, дополняется еще одним разрядом, показание которого равно сумме (по mod 2) показаний всех разрядов кода с $d=3$. Декодирование этого кода осуществляется следующим образом. Если часть контрольных сумм равна единице, то исправление принятого слова по описанным выше (для кода с $d=3$) правилам производится только при условии, что сумма показаний всех символов также равна единице. Если же сумма показаний всех символов равна нулю, что свидетельствует о наличии двух и большего (четного) числа ошибок, то кодовое слово не исправляется (ибо правильно могут быть исправлены в этом коде только одиночные ошибки), а лишь устанавливается факт наличия ошибки четной кратности.

Вероятность обнаружения ошибок с помощью рассмотренного кода с $d = 4$ определяется по формуле (2.79).

В заключение заметим, что рассмотренные коды Хемминга являются оптимальными. В теории кодирования оптимальными являются коды, у которых заданная корректирующая способность достигается при минимальной избыточности $\rho_n = \frac{n-k}{n}$. Коды Хемминга этому условию удовлетворяют.

Наряду с оптимальными в теории кодирования выделяются также и совершенные коды. Совершенными кодами называются коды, у которых все возможные слова принадлежат лишь двум множествам: множеству B_p разрешенных и множеству B_n искаженных кодовых слов. Следует отметить, что оптимальный код может и не быть совершенным. Из рассмотренных кодов Хемминга код, у которого $d = 2$, является совершенным для обнаружения одиночных ошибок, поскольку все возможные кодовые слова либо принадлежат разрешенному набору кодовых слов, либо соответствуют случаю искажения одного символа разрешенного слова.

Из числа возможных кодов Хемминга с $d = 3$, являющихся оптимальными, не все являются совершенными. В частности, из кодов вида (3,1), (5,2), (6,3), (7,4), (9,5), (10,6), (11,7) и так далее совершенными являются коды (3,1), (7,4), (11,7), (15,11), (31,27) и др.

Коды Боуза – Чоудхури – Хоквингема (БЧХ) являются обобщением кодов Хемминга на случай исправления нескольких ошибок. Они образуют наилучший среди всех известных класс блочных (n, k) -кодов для каналов, в которых искажения отдельных символов возникают независимо.

Коды БЧХ характеризуются следующими параметрами:

$$\begin{aligned} n &= 2^l - 1; \\ k &= n - t\mu_n; \\ d &= 2\mu_n + 1 \end{aligned} \tag{2.80}$$

где l – целое число; μ_n – кратность исправляемых ошибок; d – кодовое расстояние.

Большинство кодов БЧХ строго удовлетворяют соотношениям (2.80), но отдельные коды могут иметь параметры d и k большие, чем это следует из приведенных соотношений. Обычно параметры БЧХ-кодов вычисляют аналитически, а затем уточняют с помощью таблиц. Это осуществляется следующим образом. Вначале на основании соотношений (2.80) составляется отношение:

$$\frac{dk}{n} = (2\mu_n + 1) \frac{n - \mu_n}{n}$$

Затем находится производная $\frac{d}{d\mu_n} \left(\frac{d_k}{n} \right)$ и приравнивается к

нулю. Далее находится значение μ_n , которое максимизирует $\frac{d_k}{n}$.

Такое значение

$$\mu_n = \left\lfloor \frac{2(2^l - 1) - l}{4l} \right\rfloor, \quad (2.81)$$

(скобки $\lfloor \rfloor$ означают ближайшее целое число).

С помощью выражений (2.80) и (2.81) можно определить параметры кодов БЧХ, порождаемых так называемыми примитивными элементами, когда $n = 2^l - 1$. Так, для $l = 4$ имеем код (15,7), для $l = 5$ — код (31,16), уточнение которого с помощью таблиц дает код (31,15), и т.д. Заметим, что эти коды включены в табл. 2.4, в которой приведены циклические коды. В эту же таблицу входят и коды БЧХ, порождаемые и непримитивными элементами, у которых $n \neq 2^l - 1$. Из числа кодов, приведенных в табл. 2.4, такими кодами являются коды (21,12), (21,6), (21,4) и др.

Произведем оценку эффективности блочных корректирующих кодов. Как известно, применение этих кодов связано с введением избыточности (проверочных символов) при кодировании сообщения. При заданном основании кода m это приводит к необходимости либо увеличивать время, отведенное для передачи данного сообщения, либо, если увеличение времени передачи сообщения недопустимо, сокращать длительность элемента сигнала. В обоих случаях можно было бы передать за то же время сообщение с помощью безызбыточного кода, увеличив соответственно длительность элемента.

В большинстве случаев уменьшение длительности элемента приводит к возрастанию вероятности ошибки. В частности, при флюктуационных помехах это увеличение вероятности ошибок вызвано уменьшением энергии сигнала. Поэтому вероятность ошибочного приема элементарного символа при коде с избыточностью обычно больше, чем при коде без избыточности. Если повышение вероятности ошибок не компенсируется исправляющей способностью кода, то внесение избыточности, т.е. применение корректирующего кода, не повышает, а снижает достоверность приема. В связи с этим возникает вопрос о том, каким условиям должен удовлетворять код с избыточностью, чтобы его использование позволило повысить достоверность приема по сравнению со случаем кодирования без избыточности при том же времени передачи сообщения и той же мощности сигнала. Эти условия позволяют определить целесообразность применения корректирующих кодов и оценить их эффективность.

Произведем количественную оценку эффективности применения широко распространенных блочных (n, k) -кодов по сравнению с безызыбыточным кодом, условно обозначенным в виде (k, k) -кода, у которого из общего числа k символов все k являются информационными. Критерием сравнения будет являться вероятность правильного декодирования кодовой комбинации $P_{пр}$. Сравнение кодов будем производить в одинаковых условиях, когда средняя мощность сигнала и скорость передачи информации V постоянны. На рис. 2.39 показаны кодовые комбинации избыточного (n, k) и безызыбыточного (k, k) -кодов, имеющих соответственно длительность элементарных символов τ_s и τ'_s . Требование постоянства скорости передачи информации означает, что длительность кодовых комбинаций T в обоих случаях одинакова, поэтому $\tau_s > \tau'_s$. Следовательно, при постоянной средней мощности сигнала энергия E'_s символа избыточного кода будет меньше энергии E_s символа безызыбыточного кода. Отсюда вероятность искажения символа избыточного кода p_s будет больше вероятности искажения символа безызыбыточного кода p'_s , т.е. $p_s > p'_s$.

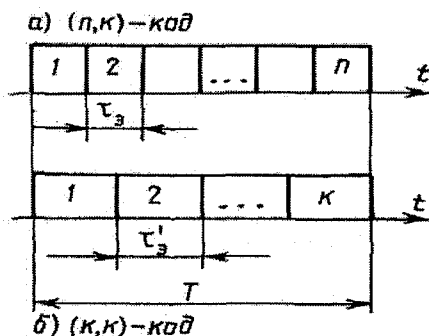


Рис. 2.39. Кодовые комбинации избыточного (n, k) и безыбыточного (k, k) -кодов.

Вероятность правильного приема кодовой комбинации избыточного кода с учетом его корректирующих способностей (исправления ошибок кратности до μ_n)

$$P_{\text{пр}} = (1 - p_3)^n + \sum_{i=1}^{\mu_n} C_n^i p_3^i (1 - p_3)^{n-i}. \quad (2.82)$$

Вероятность правильного приема кодовой комбинации безыбыточного кода.

$$P'_{\text{пр}} = (1 - p'_3)^k. \quad (2.83)$$

Корректирующий (n, k) -код целесообразно применять лишь в том случае, если $P_{\text{пр}} > P'_{\text{пр}}$.

Для оценки целесообразности использования корректирующих блочных (n, k) -кодов профессором Л.М. Финком введено понятие эквивалентной вероятности ошибки $p_{\text{эkv}}$. По определению $p_{\text{эkv}}$ — это вероятность искажения символа эквивалентного безыбыточного (k, k) -кода, который обеспечивает такую же вероятность правильного приема, что и корректирующий (n, k) -код. Другими словами, по определению $p_{\text{эkv}} = p'_3$ при $P_{\text{пр}} = P'_{\text{пр}}$. Если $p'_3 < p_{\text{эkv}}$, то это означает что $P'_{\text{пр}} > P_{\text{пр}}$ и применять (n, k) -код нецелесообразно, так как безыбыточный код за счет увеличения

энергии символа дает большую вероятность правильного приема. Если $p'_3 < p_{\text{экр}}$, то $p'_{\text{пр}} > p_{\text{пр}}$, т.е. корректирующий код оказывается более эффективным, чем безызбыточный код. Поэтому условие $p'_3 < p_{\text{экр}}$ можно рассматривать как условие целесообразности применения корректирующих кодов. Отношение $\frac{P_{\text{экр}}}{p'_3}$ зависит от

величины p'_3 не по правилу обратной пропорциональности, а более сложным образом, так как величина $p_{\text{экр}}$ также зависит от p'_3 .

На рис. 2.40 показаны зависимости $\frac{P_{\text{экр}}}{p'_3}(p'_3)$ для некоторых кодов

Хемминга, относящихся к более широкому классу циклических блочных кодов. В соответствии с условием целесообразности применения (n, k) -кодов они являются предпочтительными перед безызбыточными кодами лишь при $\frac{P_{\text{экр}}}{p'_3} < 1$, т.е. в нижней полуплоскости (под осью p'_3).

Последнее выполняется лишь при достаточно малых значениях p'_3 . Так, применение кода (7,4) целесообразно при $p'_3 < 10^{-5}$ кода (11,7) – при $p'_3 < 10^{-3}$, а применение кода (5,2) вообще оказывается нецелесообразным ни при каких бы то ни было практически реализуемых значениях p'_3 .

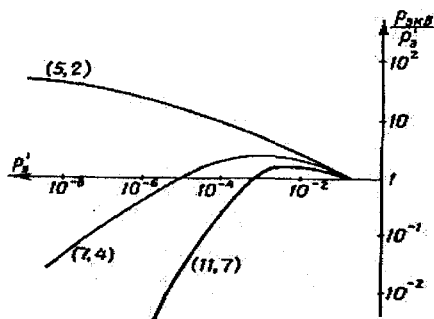


Рис. 2.40. Зависимости $\frac{P_{\text{экр}}}{p'_3}(p'_3)$.

Физически этот результат можно объяснить следующим образом. Переход от кода (5,2) к простому коду (2,2) позволяет в 2,5 раза увеличить длительность символа и во столько же раз энергию сигнала. Такое увеличение энергии оказывается более эффективным, чем имеющаяся у кода (5,2) возможность исправления одиночных ошибок. Другие коды, изображенные на рис. 2.40, дают меньшее увеличение энергии символа при переходе к простым кодам. Так, код (7,4) позволяет увеличить энергию в $\frac{7}{4} = 1,75$ раз, а

код (11,7) – лишь в $\frac{11}{7} = 1,57$ раз. Это и определяет области их це-

лесообразного применения. Самый общий и очень важный вывод, который можно сделать из анализа зависимостей, подобных изображенным на рис. 2.40, заключается в следующем. Корректирующие (n, k) -коды целесообразно использовать лишь в «хороших» каналах, т.е. в каналах, обеспечивающих достаточно малые значения вероятностей искажения элементарного символа. Обычно каналы, используемые в КИС, и прежде всего командные радиолнии, обладают достаточно высоким энергетическим потенциалом и относятся к числу «хороших» каналов. Поэтому использование в них корректирующих кодов для повышения помехоустойчивости оправдано и может дать достаточно высокий эффект.

Иначе обстоит дело в других системах передачи данных, в частности в системах, использующих КВ-каналы, где величина p'_3 имеет порядок 10^{-2} и выше. Здесь применение корректирующих кодов оказывается нецелесообразным и для повышения помехоустойчивости нужно использовать другие методы, например дублирование передачи сообщений.

Ранее была установлена качественная зависимость величины вероятности p_3 от длительности символа τ_s (см. рис. 2.40). Рассмотрим количественную зависимость указанных величин для различных видов двоичных сигналов. В соответствии с потенциальной помехоустойчивостью систем передачи двоичных сообщений

$$p_3 = 0,5 - \Phi'(ah_0), \quad (2.84)$$

где $\Phi'(x)$ – интеграл вероятности (функция Лапласа),

$$\Phi'(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^1 \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy;$$

h_0^2 – отношение энергии сигнала E_c к спектральной плотности шума N_0 , $h_0^2 = \frac{E_c}{N_0}$; α – коэффициент, который зависит от вида сигналов и при использовании амплитудно-манипулированных сигналов равен $\frac{1}{\sqrt{2}}$, при частотной манипуляции – 1, а при фазовой манипуляции – $\sqrt{2}$.

При использовании (n, k) -кодов величина p_z определяется соотношением (2.84), где параметр

$$h_0^2 = \frac{E_c}{N_0} = \frac{P_{cp} \tau_z}{N_0}. \quad (2.85)$$

При переходе к безызбыточному коду при сохранении $P_{cp} = \text{const}$ и $T = \text{const}$ (см. рис. 2.40) вероятность искажения символа

$$p'_z = 0,5 - \Phi(\alpha h'_0), \quad (2.86)$$

где параметр

$$(h'_0)^2 = \frac{E'_z}{N_0} = \frac{P_{cp} \tau'_z}{N_0} = \frac{P_{cp} \tau_z}{N_0} \frac{\tau'_z}{\tau_z} = h_0^2 \frac{n}{k}. \quad (2.87)$$

Соотношения (2.84) и (2.86) позволяют рассчитать вероятности искажения символов соответственно корректирующего и безызбыточного кодов, а (2.82) и (2.83) – вероятность правильного приема сообщения при использовании того или иного вида сигналов (АМн, ЧМн или ФМн).

В заключение произведем сравнение некоторых типов применяемых на практике (n, k) -кодов относительно малой значности в предположении, что передача информации осуществляется с помощью сигналов, манипулируемых по фазе (ФМн). Результаты такого сравнения приведены в табл. 2.6. Сравнение осуществляется по следующим параметрам: кодовому расстоянию d и отноше-

нию $\frac{dk}{n}$, позволяющему оценить расстояние между различными сигналами (n, k) -кодов по сравнению с безызбыточным кодом и энергетический выигрыш η_k (n, k) -кода по сравнению с безызбыточным кодом. Оно производится для эквивалентной для всех кодов вероятности искажения элементарного символа $p_{\text{экс}} = 10^{-6}$.

Таблица 2.6

Результаты сравнения характеристик кодов.

Наименование кода	d	$\frac{dk}{n}$	η_k
Безызбыточный код	1	1	1
Симплексный (7, 3)	4	1,72	1,53
Совершенный код Хемминга (7, 4)	3	1,72	1,57
Симплексный (15, 4)	3	2,13	1,8
Совершенный код Хемминга (15, 11)	3	2,20	1,88
БЧХ (15, 7)	5	2,34	2,02
Циклический (21, 11)	6	3,14	2,34
Совершенный код Голея (23, 12)	7	3,66	2,65
Симплексный (31, 5)	16	2,58	2,08
БЧХ (31, 15)	8	3,87	2,72
Симплексный (63, 6)	32	3,05	2,34
Циклический (63, 36)	10	5,70	—
БЧХ (36, 35)	12	6,66	—

Из табл. 2.6 видно, что при неизменных значениях n наивысшую помехоустойчивость обеспечивают коды, у которых $k \cong \frac{n}{2}$. В этом отношении по сравнению с другими несколько проигрывают симплексные коды. Если же учесть необходимость расширения полосы канала в $\frac{n}{k}$ раз по сравнению с безызбыточными кодами, то симплексные коды будут уступать другим циклическим кодам в еще большей степени.

2.11. Сверточные коды

Рассмотрим принципы построения сверточных кодов. При использовании блочных (n, k) -кодов для формирования кодовых символов последовательность поступающих информационных

символов разбивается на блоки по k информационных символов в каждом, которые в результате кодирования преобразуются в l кодовых символов, составляющих кодовое слово, причем кодовые слова формируются независимо друг от друга. Наряду с блочными кодами в системах передачи информации применяются и непрерывные коды, в частности рекуррентные коды. При рекуррентном кодировании разбиение кодируемой последовательности информационных символов на блоки не производится, а кодовые символы вычисляются последовательно по мере поступления информационных символов по некоторым рекуррентным соотношениям, выбранным для данного типа кода. Если эти рекуррентные соотношения линейные, то получаемый рекуррентный код называется сверточным, поскольку формируемые при этом кодовые символы можно представить в виде свертки последовательности информационных символов и порождающего многочлена кода, задающего линейные рекуррентные правила кодирования.

Для рекуррентных кодов, в частности для сверточных, понятие кодового слова не имеет смысла, так как кодовые символы вычисляются по текущему блоку последних информационных символов для каждого такта работы кодирующего устройства. Поэтому подобные коды называют также цепными.

Практическая ценность рассматриваемых ниже сверточных кодов обусловлена широким распространением каналов передачи информации, в которых преобладают импульсные помехи, вызывающие искажение целого ряда следующих друг за другом символов.

В случае двоичных сверточных кодов рекуррентная формула (2.72) для определения качества символов кодовой последовательности принимает вид:

$$\beta_{ij} = \left\{ \sum_{v=-q}^{s-1} C_{vj} b_{i+v} \right\} (\text{mod } 2), \quad (2.88)$$

где $j = 0, 1, \dots, l-1$; $C_{vj} = 0$ или 1 ; $-b_i$ символы входной информационной последовательности.

Структурная схема кодирующего устройства несистематического сверточного кода, обеспечивающего формирование символов по правилу (2.88), изображена на рис. 2.41. Символы входной информационной последовательности поступают на регистр сдви-

га, содержащий $K = s + q$ ячеек, которым в соответствии с (2.88) присвоены номера от $-q$ до $s-1$. Символы β_{ij} формируются с помощью сумматоров M2 (осуществляющих суммирование по mod 2), на которые с ячеек регистра сдвига, отвечающих ненулевым значениям C_{ij} в (2.88), поступают информационные символы. В тот такт работы регистра сдвига, когда в нулевой его ячейке находится символ b_i (соответственно во входной ячейке — символ b_{i+s-1} , а в выходной — символ b_{i-q}), на сумматорах формируются символы $\beta_{i0}, \beta_{i1}, \dots, \beta_{i,t-1}$. Коммутатор в i -м такте работы регистра сдвига, в течение которого остаются неизменными заполняющие его символы b_i , поочередно выдает в канал связи символы. В следующем такте все символы в регистре сдвигаются вправо на одну ячейку: в нулевой ячейке находится символ b_{i+1} , во входной — символ b_{i+s} , а в выходной — b_{i+q+1} . Соответственно на сумматорах формируются символы кодовой последовательности $\beta_{i+1,0}, \beta_{i+1,1}, \dots, \beta_{i+1,t-1}$.

Таким образом, с поступлением на вход кодирующего устройства каждого нового символа кодируемой информационной последовательности в канал поступают t символов передаваемой кодовой последовательности.

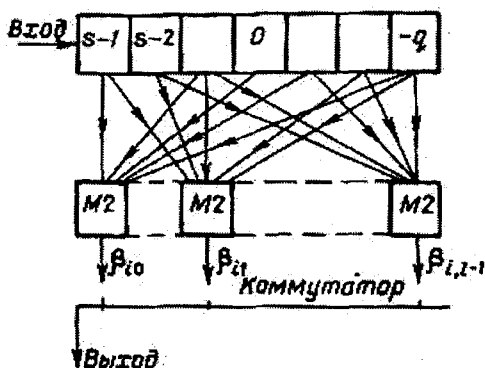


Рис. 2. 41. Структурная схема кодирующего устройства систематического сверточного кода.

На рис. 2.41 изображена структурная схема кодирующего устройства систематического сверточного кода. Здесь отличие от не-систематического кода состоит в том, что на один из входов коммутатора (например, на первый) непосредственно из нулевой ячейки сдвигающего регистра поступает символ b_i , т.е. в выходной последовательности символ $b_{i0} = b_i$.

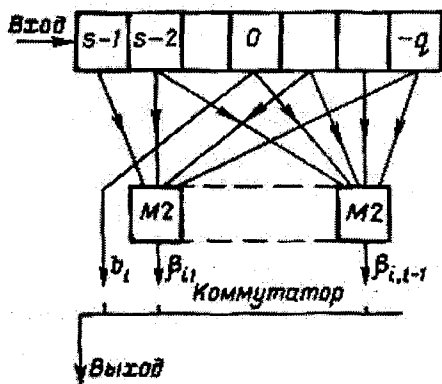


Рис. 2. 42. Структурная схема декодирующего устройства систематического сверточного кода.

Основное отличие сверточного кода от блочных систематических кодов здесь состоит в непрерывном обновлении группы информационных символов, участвующих в формировании очередных i символов выходной кодовой последовательности. При блочном кодировании формирование всех символов данного кодового слова происходит с использованием одного и того же блока информационных символов, который целиком обновляется при переходе к кодированию следующего слова.

Максимальное число информационных символов K , участвующих в формировании каждого выходного символа сверточного кода, определяемое количеством K ячеек сдвигающего регистра, называется длиной ходовых ограничений. Эта характеристика по своему смыслу близка к длине блока информационных символов для блочных кодов. Иногда длину кодовых ограничений определяют как количество выходных, т.е. канальных, символов. В этом случае она выражается величиной $N = ik$

В настоящее время известно несколько алгоритмов декодирования сверточных кодов, которые можно классифицировать на две группы методов: с синдромной коррекцией и последовательное декодирование.

Пороговое декодирование, называемое также декодированием с синдромной коррекцией, используется для систематических сверточных кодов. Способ коррекции основывается на образовании из принятой кодовой последовательности контрольных сумм вида:

$$S_{ij} = \beta'_{ij} \oplus \sum_{v=-q}^{s-1} C_v b'_{i+v}, \quad (2.89)$$

где $j = 1, 2, \dots, t-1$.

В каждую из сумм (2.89), как и в случае блочных кодов, входит один из проверочных символов β'_{ij} .

Принцип коррекции также сохраняется: законы формирования контрольных символов и контрольных сумм, как и в кодах Хемминга, выбираются так, чтобы двоичное число, составленное из значений контрольных сумм и называемое синдромом ошибки, позволило определить искаженные символы.

При использовании последовательного декодирования какие-либо ограничения на структуру связей между символами кодируемой и передаваемой кодовых последовательностей не накладываются. Это создает принципиальную возможность, используя несистематические коды, получать выигрыш в эффективности кода благодаря тому, что в несистематическом коде все символы кодовой последовательности (а не только избыточные) участвуют в коррекции ошибок. Однако практическая реализация этого выигрыша возможна лишь при создании алгоритмов декодирования, вычислительная сложность которых не превышала бы возможностей используемых вычислителей. В самом общем виде схема декодирования сверточных кодов произвольной структуры представляется следующей. Для всех возможных реализаций входной информационной последовательности по формулам (2.88) определяются соответствующие разрешенные кодовые последовательности. Декодирование заключается в отборе наиболее правдоподобных из них по отношению к принятой кодовой последовательности.

сти, например по метрике Хемминга, т.е. по кодовому расстоянию. Однако такой непосредственный метод очень громоздок и практически не пригоден, так как для последовательности из n символов потребовалось бы рассмотреть 2^n разрешенных кодовых последовательностей. Поэтому для создания реализуемых вариантов декодирования несистематических сверточных кодов произвольной структуры необходимо найти такой подход к решению задачи, который позволил бы сократить объем перебора возможных кодовых последовательностей при поиске наиболее правдоподобной из них.

Для отображения вариантов перебора удобно пользоваться «деревом информационных последовательностей» (рис. 2.43), отображающим все возможные реализации входной информационной последовательности. От его основания идут две ветви, соответствующие двум возможным значениям (0 или 1) первого символа информационной последовательности, причем ветвь, направленная вниз, соответствует единице. Каждая из них дает две ветви, соответствующие возможным значениям второго символа, и т.д. Варианты перебора определяются возможными «траекториями» перемещения по ветвям дерева, начиная с его основания.

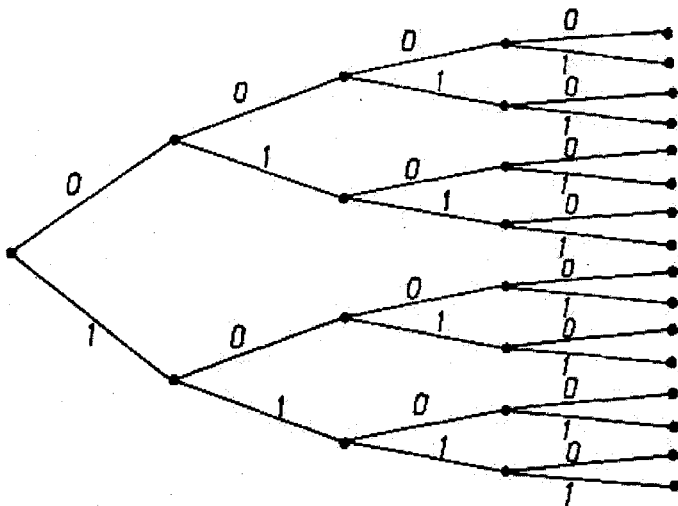


Рис. 2. 43. Дерево информационных последовательностей.

Возможность резкого сокращения объема перебора кодовых последовательностей при декодировании определяется следующими обстоятельствами:

1. Корреляционные связи между символами кодовой последовательности ограничены областью, определяемой длиной кодовых ограничений K . Поэтому если вместо распознавания всего принятого сообщения осуществлять последовательное распознавание отдельных его участков, имеющих длительность, соизмеримую с длиной K , то для первых символов выделенного участка последовательности будут учтены все их связи с остальными символами и достоверность их распознавания практически не ухудшится.

Это позволяет реализовать процедуру декодирования в виде последовательного распознавания таких участков с принятием на каждом участке окончательного решения лишь в отношении первого символа и смещением каждый раз распознаваемого участка на один символ.

Подавляющее большинство из числа возможных комбинаций информационных символов являются маловероятными и при сравнении отвечающих им кодовых последовательностей с принятой последовательностью могут быть отброшены после формирования первых же символов. Это также позволяет сократить объем перебора.

Указанные идеи лежат в основе метода последовательного декодирования, предложенного Возенкрафтом. Появление этого метода привело к резкому увеличению интереса к сверточным кодам. Совершенствование алгоритмов последовательного декодирования шло и ведется в направлении снижения среднего уровня вычислительной нагрузки. В значительной степени это достигается при использовании алгоритма Зигангирова-Джелиинска, являющегося алгоритмом декодирования по максимуму правдоподобия. Большой интерес представляет предложенный Витерби алгоритм декодирования сверточных кодов, основанный на усеченной функции правдоподобия. Основным достоинством этого алгоритма является фиксация вычислительной нагрузки на символ.

В последнее время все большее внимание уделяется каскадным кодам, основанным на совместном использовании двух разных кодов, из которых код, используемый при первом кодировании, называется внешним, а код, используемый при втором кодиро-

вании уже для символов канала связи, называется внутренним. В частности, весьма эффективными оказываются каскадные коды, использующие в качестве внешнего кода разновидности блочных кодов, а в качестве внутреннего – сверточные коды. Рассмотрим методы декодирования сверточных кодов с синдромной коррекцией.

Методы порогового декодирования эффективны при действии в радиолинии пакетов ошибок, затрагивающих целую цепочку символов. Обычно это помехи атмосферного происхождения (разряд молнии), промышленные помехи, вызываемые включением и выключением энергоустановок и их искрениями, кратковременные замирания сигналов и т.д. Успешная борьба с такими помехами достигается рассредоточением информационных и проверочных символов сверточного кода. Если обеспечить достаточный разнос между информационными и отвечающими им проверочными символами, так, чтобы они не подвергались одновременному воздействию пакета ошибок, то становится возможным исправить все ошибки в пределах этой пачки, независимо от их кратности.

В качестве примера рассмотрим простейший двоичный сверточный код Финка-Хагельбергера, в кодовой последовательности которого за каждым информационным символом следует проверочный символ. Проведя аналогию с блочными кодами, можно считать, что здесь из каждых двух соседних символов один является информационным. Поэтому для кода используется обозначение (2,1). Этот код имеет следующую структуру:

$$\dots b_{i-h} \beta_{i-h} \dots b_{i-1} \beta_{i-1} b_i \beta_i \dots b_{i+h} \beta_{i+h} b_{i+h+1} \beta_{i+h+1} \dots \quad (2.90)$$

Формула для вычисления проверочных символов этого кода имеет вид:

$$\beta_i = b_{i-h} \oplus b_{i+h+1} \quad (2.91)$$

и является частным случаем формулы (2.88), когда коэффициенты C_v отличны от нуля только при $v = -h$ и $v = h+1$. Составляющие синдрома ошибки для этого кода в соответствии с (2.89) будут

$$S_i = \beta'_i \oplus b'_{i-h} \oplus b'_{i+h+1}, \quad (2.92)$$

где обозначения β' и b' соответствуют показаниям символов, поступивших с выхода канала связи.

Из (2.90) и (2.91) видно, что проверочные символы получают-ся в результате суммирования симметрично расположенных отно-сительно них информационных символов кодовой последователь-ности, отстоящих на $2h+1$ позиций в каждую сторону (нужно иметь в виду, что под одним номером идут два символа – инфор-мационный и проверочный).

Выберем параметр h так, чтобы выполнялись следующие ус-ловия: если информационный символ b_i подвергся воздействию пакета ошибок, то ни данный, ни соседний пакеты ошибок не должны захватить ни проверочные символы β_{i+h} , и β_{i-h-1} , в фор-мировании которых участвует символ b_i , ни информационные символы β_{i+2h+1} и β_{i-2h-1} , участвующие в формировании тех же проверочных символов. Отсюда следует, что для того, чтобы один и тот же пакет ошибок одновременно с символом b_i не мог захва-тить и символ β_{i+h} или β_{i-h-1} , его максимальная длина $l_{\max}$ долж-на удовлетворять условию

$$l_{\max} \leq 2h. \quad (2.93)$$

Это положение иллюстрируется рис. 2.44, а, где показаны два пакета ошибок: до b_i и после b_i .

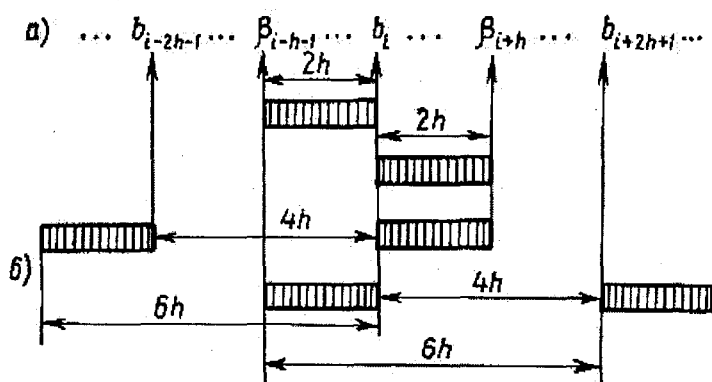


Рис. 2.44. Пакеты ошибок.

Оценим теперь допустимое расстояние между пакетами ошибок (рис. 2.44,б). Для того чтобы конец предыдущего и начало следующего пакетов ошибок не могли захватить символы b_{i-2h-i} и b_i или b_i и b_{i-2h-1} , минимальный интервал между началами соседних пакетов должен удовлетворять условию:

$$L_{\min} \geq 6h + 1. \quad (2.94)$$

При выполнении условий (2.93) и (2.94) искажение информационного символа b_i будет сопровождаться одновременным обращением в единицы пары составляющих синдрома ошибок

$$S_{i-h-1} = \beta'_{i-h-1} \oplus b'_{i-2h-1} \oplus b'_i, \quad (2.95)$$

$$S_{i+h1} = \beta'_{i+h} \oplus b'_i \oplus b'_{i+2h+1}, \quad (2.96)$$

индексы которых отличаются на $2h+1$. В соответствии с оговоренными ранее условиями при искажении b_i остальные символы в правых частях выражений (2.95) и (2.96) не будут подвержены действию пакетов ошибок. Нетрудно убедиться, что при соблюдении условий (2.93) и (2.94) искажение проверочного символа вызовет обращение в единицу лишь составляющей синдрома с тем же индексом, составляющие же синдрома с индексом, отличающимся в ту или иную сторону на $2h+1$, сохраняют нулевое значение

Таким образом, правила коррекции кода Финка-Хагельбергера сводятся к следующему: если отлична от нуля составляющая с синдрома S_j , а составляющая S_{j-2h-1} равна нулю, что говорит об искажении проверочного символа, то исправление ранее принятых информационных символов не производится; если наряду с составляющей S_j не равна нулю и составляющая S_{j-2h-1} , что говорит об искажении уже информационного символа, то исправляется информационный символ b'_{j-h} .

Как следует из проведенного анализа, код Финка-Хагельбергера позволяет исправить пакеты ошибок, если только минимальный интервал между ними более чем в три раза превышает их максимальную длину [см. формулы соответственно (2.94) и (2.93)].

Принцип построения кодирующего (КУ) и декодирующего (ДКУ) устройств системы передачи информации, использующей сверточное кодирование на базе кода Финка-Хагельбергера, иллюстрируется рис. 2.45. В данном случае код имеет следующие параметры: $h = 1$, $t_{\max} = 2$, $L_{\min} = 7$ символов. Здесь каждый проверочный символ отстает от ближайшего информационного символа на семь тактов. В рассмотренном примере показан принцип коррекции информационного символа b_4 : если составляющие синдрома ошибки S_7 и S_{10} равны каждой единице, то сигнал с выхода элемента & с помощью сумматора по mod 2 производит коррекцию принятого символа b'_4 .

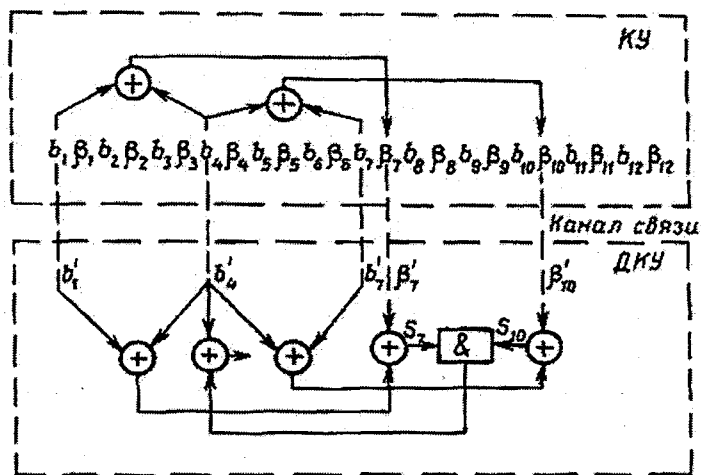


Рис. 2.45. Принцип построения кодирующего (КУ) и декодирующего (ДКУ) устройств системы передачи информации, использующей сверточное кодирование на базе кода Финка-Хагельбергера.

Рассмотрим принципы последовательного декодирования сверточных кодов. Сущность методов последовательного декодирования состоит в целенаправленном поиске траектории перемещения по дереву информационных последовательностей, изображенному на рис. 2.43, которая отвечала бы наиболее правдоподобной реализации информационной последовательности. Под целенаправленностью здесь понимается такой способ поиска траекто-

рии, который требует перебора лишь небольшой части ветвей этого дерева. Мерой правдоподобия траектории может служить кодовое расстояние (по Хеммингу) между отвечающей этой траектории реализацией кодовой последовательности и фактически принятой последовательностью символов. По мере продвижения по рассматриваемой траектории и наращивания числа символов в оцениваемой кодовой последовательности расстояние между нею и соответствующим участком принятой последовательности при неправильном выборе траектории будет быстро увеличиваться. Это позволяет прекратить движение по данной траектории как только расстояние достигнет установленного порогового значения d_n . Существует несколько алгоритмов последовательного декодирования. Рассмотрим основную идею алгоритма Зигангирова-Джелинска. Для упрощения рассуждений отвлечемся от конкретной структуры принимаемого сообщения и получаемые значения кодового расстояния будем обозначать произвольно. В каждой узловой точке, начиная от основания дерева, из двух возможных вариантов продолжения траектории выбирается тот, который обеспечивает меньшее удаление d_i соответствующей кодовой последовательности (включая и ранее определенный начальный участок траектории) от принятой последовательности. На каждом шаге процедуры значение d_i и номер i наилучшего варианта начального участка заносится в верхнюю строку таблицы, хранящейся в памяти, остальные строки этой таблицы заполняются в порядке возрастания d_i начальными участками траекторий, соответствующими всем рассмотренным вариантам. Для нумерации участков траекторий удобно использовать соответствующие информационные последовательности. Если после очередного шага процедуры значение d_i для лучшего из двух продолжений траектории превысит хотя бы одно из хранящихся в памяти значений d_i для рассмотренных ранее вариантов, дальнейший поиск оптимального продолжения траектории переносится в j -й узел и при этом производится перестановка строк в таблице по возрастающим значениям d_i . При равенстве значений d_i для двух вариантов траекторий предпочтение отдается варианту с большей длиной траектории. После t шагов процедуры таблица будет содержать $t+1$ строку, максимальное же продвижение по траектории может быть существ-

венно меньшим, чем на t ветвей, из-за возможных возвратов по дереву в процессе поиска оптимальных продолжений.

На рис. 2.46 показана процедура поиска оптимальной траектории для некоторого условного случая. Кружочками на рисунке отмечены узловые точки, в которых прерывается (или обрывается совсем) движение по данной траектории. Около каждой узловой точки в скобках указано соответствующее значение d_i , римскими цифрами у узловых точек обозначен номер шага процедуры декодирования, на котором рассматривались варианты продолжения траектории от этой узловой точки. У ветвей кодового дерева представлены также значения (0 или 1) информационных символов (верхней ветви соответствует единица). В табл.2.7 приведены упорядоченные списки оценивавшихся вариантов траектории после каждого шага процедуры поиска для случая, изображенного на рис. 2.46 (в скобках даны соответствующие значения d_i).

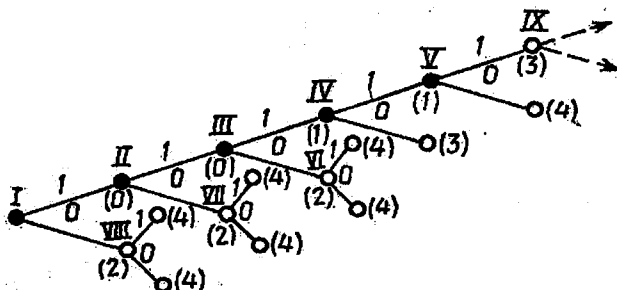


Рис. 2. 46. Процедура поиска оптимальной траектории.

Таблица 2.7

Упорядоченные списки оценивавшихся вариантов траектории

Номер строки	Номер шага							
	I	II	III	IV	V	VI	VII	VIII
1	1(0)	11(0)	111(1)	1111(1)	110(2)	10(2)	0(2)	11111(3)
2	0(2)	10(2)	110(2)	110(2)	10(2)	0(2)	11111(3)	1110(3)
3		0(2)	10(2)	10(2)	0(2)	11111(3)	1110(3)	11110(4)
4			0(2)	0(2)	11111(3)	1110(3)	11110(4)	1101(4)
5				1110(3)	1110(3)	11110(4)	1101(4)	1100(4)
6					11110(4)	1101(4)	1100(4)	101(4)
7						1100(4)	101(4)	100(4)
8							100(4)	01(4)
9								00(4)

Каждый столбец табл. 2.7 представляет собой информацию, хранящуюся в памяти после соответствующего шага процедуры.

Описанная процедура соответствует посимвольному приему кодовой последовательности. Приписывание каждому принимаемому символу значений 0 или 1 в дальнейшей обработке ведет к учету лишь двух градаций значений отношения правдоподобия (меньше или больше порогового уровня). При некотором усложнении процедуры можно осуществить последовательное декодирование по методу Витерби на основе приема кодовой последовательности в целом, обеспечивающее более достоверную оценку принимаемой информации.

Вопросы для самопроверки к разделу 2

1. Какую команду можно назвать разовой?
2. Чем обусловлены высокие требования к помехоустойчивости систем передачи информации?
3. Как оценивается помехоустойчивость?
4. Назовите возможные способы борьбы с помехами.
5. Сравните между собой бинарные, позиционные и временные коды. В чем заключаются их достоинства, недостатки.
6. Почему некогерентному приему сигнала свойственна более низкая помехоустойчивость?
7. Назовите и объясните недостатки двухсимвольных и трехсимвольных БЧК. Назовите способы их устранения.
8. Сравните между собой полные и неполные посылочные коды. Какие имеются преимущества у сменнопосылочных кодов перед комбинационными?
9. Назовите основные методы повышения помехоустойчивости в системах передачи информации.
10. Опишите и сравните между собой методы повторения передачи сообщения.
11. Назовите и охарактеризуйте системы сигналов, используемые для передачи двоичных сообщений.
12. Охарактеризуйте и сравните между собой циклические и сверточные коды.

Раздел 3

СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

3.1. Общая характеристика систем передачи дискретных сообщений с обратной связью

Одним из главных требований, предъявляемых к каналам передачи командно-программной информации, является требование высокой достоверности. В разделе 2 были рассмотрены методы повышения помехоустойчивости в односторонних каналах, где информация циркулирует только от передающего пункта к приемному. Сущность этих методов состоит во введении избыточности, величина которой постоянна и не зависит от реальных условий приема сигналов. В космических радиоперелиниях, особенно при управлении низкоорбитальными космическими аппаратами, эти методы оказываются мало эффективными, так как условия приема сигналов в сеансе связи быстро изменяются вследствие перемещения космических аппаратов относительно наземной станции.

Повышение помехоустойчивости системы передачи дискретных сообщений может быть достигнуто введением в нее обратного канала от приемного пункта к передающему. Такой метод повышения помехоустойчивости широко используется в каналах передачи командно-программной информации многофункциональных ИС, в каналах передачи дискретных сообщений, связывающих ИС с Центром управления объектами.

Обратная связь в радиотехнических системах передачи дискретных сообщений может применяться для контроля условий распространения радиоволн или для анализа верности приема сообщений

В первом случае обратный канал соединяет вход приемного устройства с передатчиком. В приемном пункте ведется систематическое измерение отношения сигнал/помеха или контроль за условиями распространения радиоволн. Результаты этих измерений передаются по обратному каналу в передающий пункт системы. При ухудшении условий приема повышают мощность передатчика или увеличивают длительность символов кода. Так как

наиболее часто в таких системах регулируется мощность передатчика, то их называют системами с автоматической регулировкой мощности передатчика. Применение такого вида обратной связи оправдано в радиолиниях с быстро меняющимися условиями распространения сигналов.

В системах с обратной связью, в которых анализируется верность принимаемых сообщений, по каналу обратной связи передаются либо принятые сообщения, либо решения декодирующего устройства приемного пункта о правильном или ошибочном приеме сообщений.

Структурная схема системы передачи информации с обратной связью и анализом верности принимаемых сообщений изображена на рис. 3.1

На передающем пункте имеется источник сообщений ИС, от которого передаваемые сообщения поступают в кодирующее устройство (КУ). В КУ сообщение преобразуется в совокупность электрических сигналов, которые затем поступают на передатчик (ПРД) и далее по линии связи прямого канала (ЛСПК) на приемный пункт.

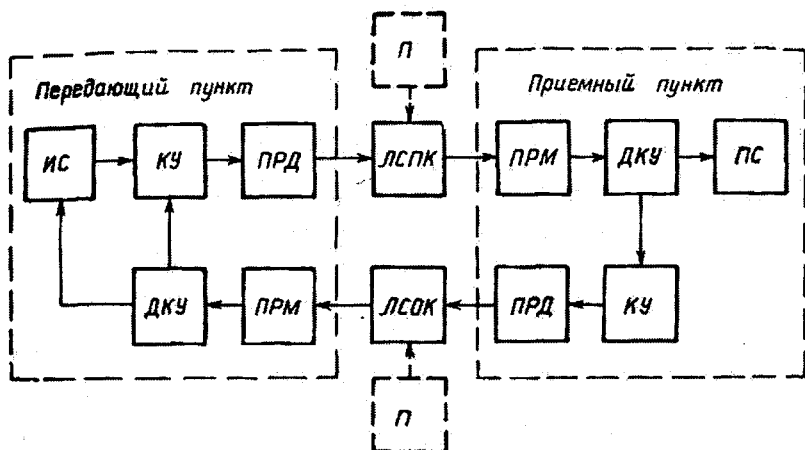


Рис. 3. 1. Структурная схема системы передачи информации с обратной связью и анализом верности принимаемых сообщений.

При передаче по ЛСПК сигналы могут подвергаться мешающим воздействиям от некоторого источника помех (П). В приемном пункте смесь сигналов и помех усиливается и фильтруется

приемником (ПРМ), затем анализируется и преобразуется в сообщение в декодирующем устройстве (ДКУ). С выхода ДКУ информация поступает к получателю сообщений (ПС).

Наряду с каналом связи от передающего пункта к приемному, который называют прямым каналом, в системах с обратной связью имеется возможность передачи информации в обратном направлении – от приемного пункта к передающему. Для этого в составе приемного пункта имеются кодирующее устройство КУ и передатчик ПРД, а в составе передающего пункта – приемник ПРМ и декодирующее устройство ДКУ. Канал связи от приемного пункта к передающему называют каналом обратной связи или просто обратным каналом.

По каналу обратной связи в той или иной форме передаются сведения о результатах приема сообщения в приемном пункте. Если эти сведения подтверждают правильность приема сообщения, то передающий пункт переходит к передаче следующего сообщения. Если сведения, поступившие по каналу обратной связи, указывают на наличие ошибок в сообщении, принятом приемным пунктом, то передающий пункт повторяет передачу этого сообщения.

Таким образом, повышение достоверности передачи информации в системах с обратной связью достигается за счет анализа верности принятых сообщений и повторной передачи сообщений, принятых с ошибками.

Системы передачи информации с обратной связью обладают двумя важными достоинствами по сравнению с соответствующими системами одностороннего действия.

Во-первых, правильный прием сообщений в системе с обратной связью может быть обеспечен после его однократной или многократной передачи в зависимости от конкретной помеховой обстановки в линии связи. При этом величина избыточности, необходимой для обеспечения требуемой достоверности передачи сообщений, изменяется одновременно с изменением условий работы линии связи, в отличие от систем одностороннего действия, где вводимая избыточность постоянна.

Во-вторых, в системах передачи информации с обратной связью передающий пункт располагает сведениями о результатах приема сообщений в приемном пункте, чем обеспечивается оперативный контроль за результатами работы системы. Это особенно

важно, когда речь идет о передаче управляющей информации, например разовых команд, временной программы, уставок. Наличие достоверных сведений о результатах приема этой информации повышает оперативность управления объектом, повышает уверенность операторов, обслуживающих соответствующую аппаратуру, в правильности своих действий.

В зависимости от количества допустимых повторений одного и того же сообщения системы с обратной связью делятся на системы с ограниченным и системы с неограниченным числом повторений. Во-первых, допускается не более r_0 повторений ($r_0 = \text{const}$), а во-вторых, сообщение может повторяться до тех пор, пока не будет принято решение о его правильном приеме.

В зависимости от принципа действия и характера информации, передаваемой по каналу обратной связи, различают три типа систем с обратной связью: системы с решающей обратной связью (РОС), системы с информационной обратной связью (ИОС) и системы с комбинированной обратной связью (КОС). Все три типа систем находят практическое применение.

3.2. Системы с решающей обратной связью

В системах с решающей обратной связью анализ достоверности принятых сообщений осуществляется в декодирующем устройстве приемного пункта. Временная диаграмма, поясняющая работу системы с решающей обратной связью, изображена на рис. 3.2.

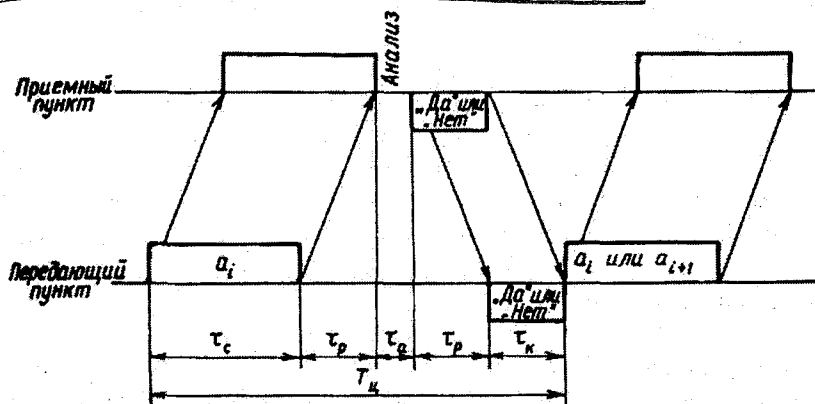


Рис. 3.2. Временная диаграмма работы системы с решающей обратной связью.

На передающем пункте в сообщении a_i вводится постоянная избыточность, которая позволяет на приемном пункте провести анализ его достоверности по определенному критерию. Критерием достоверности называют отличительный признак или правило, по которому принимаемые сообщения могут сортироваться на сообщения, принятые правильно, и сообщения, принятые с ошибками.

В приемном пункте принятое сообщение записывается в декодирующем устройстве и анализируется в соответствии с критерием достоверности. Если в результате анализа принимается решение об отсутствии ошибок в сообщении, то устройство анализа вырабатывает служебную команду «Да». Эта команда переводит принятое сообщение из декодирующего устройства получателю и передается по каналу обратной связи в передающий пункт. Передающий пункт после приема служебной команды «Да» переходит к передаче очередного сообщения a_i . Если же в результате анализа достоверности сообщения в приемном пункте в нем обнаружены ошибки, то устройством анализа формируется служебная команда «Нет», которая стирает принятое сообщение и передается по каналу обратной связи на передающий пункт. После приема служебной команды «Нет» передающий пункт повторяет передачу сообщения a_i .

Служебные команды «Да» и «Нет», передаваемые по каналу обратной связи, часто называют квитанциями.

Таким образом, характерными чертами системы передачи информации с решающей обратной связью являются проведение анализа достоверности сообщений в приемном пункте и передача по каналу обратной связи квитанций «Да» или «Нет».

В системе с РОС окончательное решение о правильности или ошибочности сообщения выносится в приемном пункте в результате его анализа по критерию достоверности. Поэтому требования к надежности критерия достоверности с точки зрения возможности обнаружения максимального количества ошибок весьма высоки. Как правило, в системах с РОС применяют сложные критерии достоверности, включающие в себя проверку принятого сообщения одновременно по нескольким параметрам.

При анализе работы систем с обратной связью важное значение имеет термин цикл передачи, под которым понимают процесс однократной передачи сообщения и всей служебной информации.

Из временной диаграммы, изображенной на рис. 3.2, следует, что цикл передачи в системе с РОС включает в себя передачу сообщения по прямому каналу, анализ его достоверности в приемном пункте и передачу квитанций по обратному каналу. Длительность цикла передачи в системе с РОС определяется соотношением:

$$T_{\text{ц}} = \tau_{\text{с}} + \tau_{\text{к}} + \tau_{\text{а}} + 2\tau_{\text{р}}, \quad (3.1)$$

где $\tau_{\text{с}}$ — длительность сообщения; $\tau_{\text{к}}$ — длительность служебной команды; $\tau_{\text{а}}$ — время анализа достоверности сообщения; $\tau_{\text{р}}$ — время распространения сигналов между передающим и приемным пунктами.

Структура циклов передачи в системе с РОС не меняется.

3.3. Системы с информационной обратной связью

В системах с информационной обратной связью анализ достоверности сообщений осуществляется в передающем пункте. Временная диаграмма, поясняющая работу системы с информационной обратной связью, изображена на рис. 3.3.

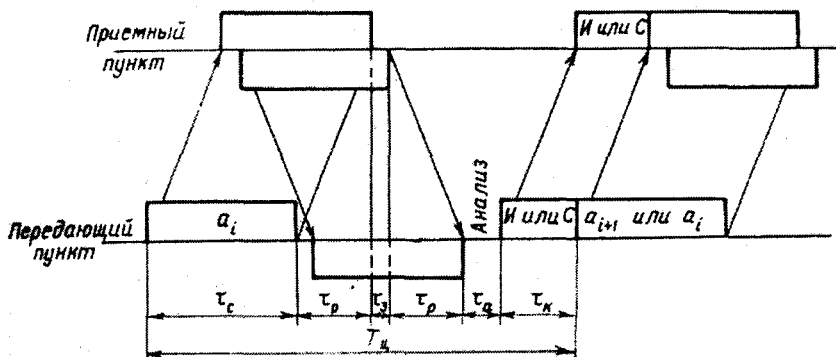


Рис. 3.3. Временная диаграмма работы системы с информационной обратной связью.

Сообщение a_i передается из передающего пункта в приемный по прямому каналу связи. В приемном пункте сообщение записывается в декодирующем устройстве и в темпе приема ретранслируется по каналу обратной связи в передающий пункт. В передаю-

щем пункте осуществляется анализ достоверности путем поразрядного сравнения переданного сообщения a_i с сообщением, принятым по обратному каналу.

Если анализ достоверности дает положительный результат, т.е. переданное и принятое сообщения совпадают, то устройство сравнения вырабатывает служебную команду «Исполнение» (И), которая передается в приемный пункт и обеспечивает перевод получателю сообщения, записанного в декодирующем устройстве. Передающий пункт вслед за выдачей служебной команды «Исполнение» переходит к передаче очередного сообщения a_{i+1} .

Если анализ достоверности в передающем пункте дает отрицательный результат, т.е. переданное по прямому каналу и принятое по обратному каналу сообщения не совпадают хотя бы в одном разряде, то устройство сравнения формирует служебную команду «Стирание» (С). Эта команда передается в приемный пункт и обеспечивает стирание сообщения, записанного в декодирующем устройстве. Передающий пункт вслед за передачей команды «Стирание» повторяет передачу сообщения a_i .

Таким образом, характерными чертами системы с информационной обратной связью являются анализ достоверности сообщений в передающем пункте и передача по каналу обратной связи самих сообщений, а по прямому каналу служебных команд «Исполнение» или «Стирание».

Критерий анализа достоверности в передающем пункте, представляющий собой поразрядное сравнение переданного и принятого сообщений, предельно прост и надежен. Поэтому вероятность исполнения ошибочно принятых сообщений в системе с ИОС, как правило, меньше, чем в системе с РОС. Платой за повышенную помехоустойчивость системы с ИОС является значительно большая загрузка канала обратной связи по сравнению с системой с РОС.

Из временной диаграммы, изображенной на рис. 3.3, следует, что цикл передачи в системе с ИОС включает в себя передачу сообщения по прямому и обратному каналам, анализ его достоверности в передающем пункте и передачу служебной команды в приемный пункт. Длительность цикла передачи в системе с ИОС определяется соотношением:

$$T_{\text{ц}} = \tau_{\text{с}} + \tau_{\text{к}} + \tau_{\text{а}} + \tau_{\text{з}} + 2\tau_{\text{р}}, \quad (3.2)$$

где $\tau_{\text{з}}$ – время задержки при ретрансляции сообщения в приемном пункте.

Сопоставление соотношений (3.2) и (3.1) показывает, что при прочих равных условиях длительность циклов передачи в системах с ИОС и РОС различается только на величину времени задержки при ретрансляции сообщения в приемном пункте. Поскольку это время существенно меньше, чем остальные слагаемые соотношения (3.2), то длительность циклов передачи в системах с ИОС и РОС оказывается практически одинаковой.

Структура циклов передачи в системе с ИОС не меняется.

При передаче сообщений в прямом и обратном каналах системы с ИОС в большинстве случаев используется безызбыточное кодирование. Принципиальной необходимости введения избыточности в передаваемые сообщения при использовании ИОС нет. Однако на практике для исключения ошибок, обусловленных сбоями в аппаратуре при передаче сообщений в прямом и обратном каналах, могут использоваться коды, обнаруживающие и исправляющие ошибки.

Для передачи служебных команд «Исполнение» и «Стирание» в системе с ИОС могут использоваться две кодовые комбинации того же кода, с помощью которого передаются сообщения в прямом канале. Однако гораздо чаще для передачи команд «Исполнение» и «Стирание» применяются специальные кодовые комбинации. В этом случае говорят, что служебные команды передаются по специальному служебному каналу.

Системы с ИОС, работа которых была описана выше, называются системами с ретрансляцией сообщений.

Существует другая разновидность систем с ИОС. Это системы с передачей контрольных символов. Отличие их от системы с ретрансляцией сообщений состоит в том, что в приемном пункте принятое сообщение кодируется разделимым корректирующим кодом, после чего по каналу обратной связи передаются только контрольные символы, а не само сообщение. Это позволяет разгрузить канал обратной связи. Однако длительность цикла передачи в такой системе будет больше, так как формирование и передача

ча контрольных символов могут начаться только после того, как в приемном пункте сообщение принято целиком. На практике для передачи командно-программной информации такие системы применяются значительно реже, чем системы с ретрансляцией сообщений.

3.4. Системы с комбинированной обратной связью

В системах с комбинированной обратной связью анализ достоверности сообщений осуществляется как в приемном, так и в передающем пункте. Временные диаграммы, поясняющие работу системы с комбинированной обратной связью, изображены на рис. 3.4.

На рис. 3.4, а показана временная диаграмма цикла передачи в системе с КОС, когда ошибка обнаруживается на первом этапе анализа достоверности – в приемном пункте. На передающем пункте в сообщение a_i вводится постоянная избыточность, которая позволяет на приемном пункте провести анализ его достоверности. В приемном пункте сообщение записывается в декодирующее устройство и анализируется в соответствии с критерием достоверности. Если в результате анализа в принятом сообщении a_x обнаружены ошибки, то устройством анализа формируется служебная команда «Нет», которая стирает принятое сообщение и передается по каналу обратной связи на передающий пункт. После приема служебной команды «Нет» передающий пункт повторяет передачу сообщения a_i .

Таким образом, при обнаружении ошибок на первом этапе анализа достоверности система с КОС работает как система с РОС.

Если при анализе достоверности сообщения в приемном пункте ошибок в нем не обнаружено, то оно запоминается в декодирующем устройстве и передается по каналу обратной связи в передающий пункт, как это показано на рис. 3.4, б. В передающем пункте осуществляется анализ достоверности путем поразрядного сравнения переданного сообщения a_i с сообщением, принятым по обратному каналу.

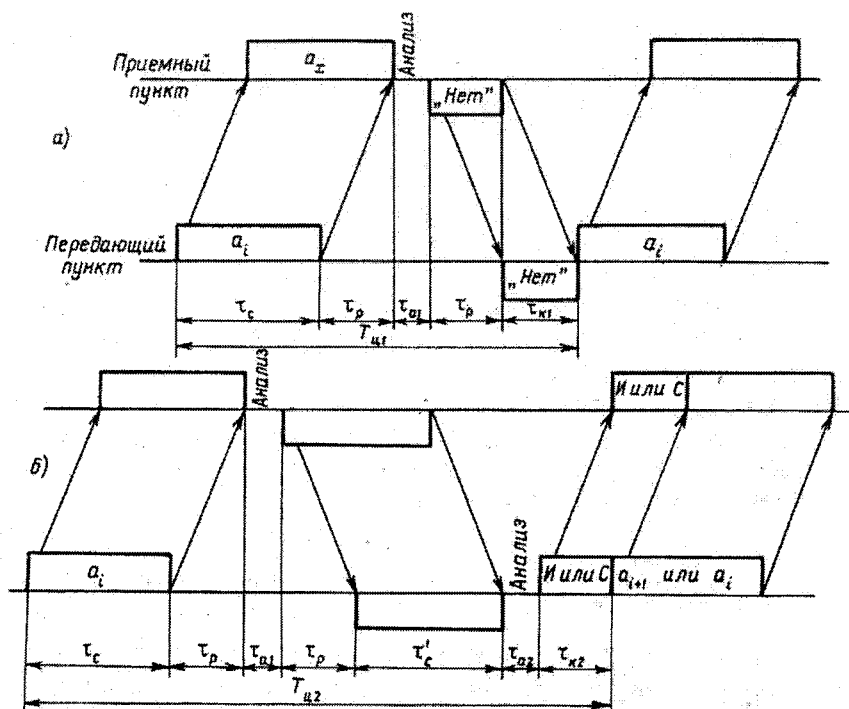


Рис. 3.4. Временные диаграммы работы системы с комбинированной обратной связью.

Если анализ достоверности в передающем пункте дает положительный результат, то устройство сравнения вырабатывает служебную команду «Исполнение». Эта команда передается в приемный пункт и осуществляет перевод получателю сообщения, записанного в декодирующем устройстве. Передающий пункт вслед за выдачей команды «Исполнение» переходит к передаче очередного сообщения a_{i+1} .

Если анализ достоверности в передающем пункте дает отрицательный результат, то устройство сравнения формирует служебную команду «Стирание». Эта команда передается в приемный пункт и стирает сообщение, записанное в декодирующем устройстве. Передающий пункт после передачи команды «Стирание» повторяет передачу сообщения a_i .

Таким образом, если на первом этапе анализа достоверности сообщения ошибок в нем не обнаружено, то система с КОС работает, как система с ИОС.

Характерной чертой системы с КОС является проведение анализа достоверности дважды: сначала в приемном пункте, а затем в передающем пункте. Этим обусловлена наиболее высокая достоверность передачи сообщений, которую обеспечивает система с КОС по сравнению с системами с РОС и ИОС. По этой же причине в системе с КОС можно применять более простой критерий анализа сообщений на достоверность в приемном пункте, чем в системе с РОС.

Из временных диаграмм, изображенных на рис. 3.4, следует, что как структура, так и длительность цикла передачи в системе с КОС могут быть различными в зависимости от результатов анализа достоверности сообщения в приемном пункте. Если в принятом сообщении обнаружены ошибки, то длительность цикла передачи определяется соотношением:

$$T_{ц1} = \tau_c + \tau_{к1} + \tau_{a1} + 2\tau_p, \quad (3.3)$$

где $\tau_{к1}$ — длительность служебной команды «Нет»; τ_{a1} — время анализа сообщения в приемном пункте. Если анализ сообщения в приемном пункте дал положительный результат, то длительность цикла передачи возрастает и становится равной

$$T_{ц2} = \tau_c + \tau'_c + \tau_{к2} + \tau_{a1} + \tau_{a2} + 2\tau_p, \quad (3.4)$$

где τ'_c — длительность сообщения при передаче по каналу обратной связи; $\tau_{к2}$ — длительность служебной команды «Исполнение» или «Стирание»; τ_{a2} — время анализа сообщения в передающем пункте.

Сравнение соотношений (3.4) и (3.3) показывает, что при прочих равных условиях длительность циклов передачи в системе с КОС различается на величину, равную сумме длительности сообщения при его передаче в канале обратной связи и времени анализа достоверности в передающем пункте. В реальных системах это различие невелико. Кроме того, в реальных условиях цикл переда-

чи $T_{ц2}$ встречается гораздо чаще, чем $T_{ц1}$ поскольку соответствует как случаю отсутствия ошибок, так и случаю обнаружения ошибок в передающем пункте. Поэтому при оценочных расчетах структуры цикла передачи в системе с КОС можно считать неизменной, а его длительность можно определять в соответствии с соотношением (3.4).

3.5. Помехоустойчивость систем с обратной связью

В системах передачи дискретных сообщений обратная связь вводится для повышения их помехоустойчивости. Поэтому одним из основных показателей эффективности таких систем являются величины, характеризующие их помехоустойчивость. Для оценки помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений, как правило, используется вероятность ошибочного приема сообщения или величины, функционально связанные с этой вероятностью.

Выведем соотношение для вероятности ошибочного приема сообщения в системе с обратной связью. Для этого рассмотрим возможные исходы цикла передачи сообщения в системе с обратной связью.

Каждый цикл передачи сообщения в системе с обратной связью может завершиться одним из трех событий правильным приемом, приемом с обнаруживаемой ошибкой или приемом с не обнаруживаемой ошибкой.

Правильным приемом в системах с обратной связью называют такой исход цикла передачи, при котором передаваемое сообщение переводится получателю, а передающий пункт переходит к передаче очередного сообщения. Вероятность этого события обозначим через $p_{пп}$.

Обнаруживаемой ошибкой называется такой исход цикла передачи, при котором ошибка обнаруживается при анализе достоверности, принятая кодовая комбинация стирается, а передающий пункт повторяет данное сообщение. Вероятность этого события обозначим через $p_{оо}$. Возникновение обнаруживаемых ошибок не имеет вредных последствий, а только увеличивает время передачи сообщения.

Не обнаруживаемой ошибкой называют все остальные исходы цикла передачи, не относящиеся к правильному приему и приему с

обнаруживаемой ошибкой. Вероятность этого события обозначим через $p_{\text{но}}$. Такие исходы цикла передачи появляются, когда возникшая ошибка не обнаруживается при анализе достоверности или имеют место искажения служебных команд.

Приведенные выше определения различных исходов цикла передачи сообщения в системе с обратной связью отражают события, происходящие как в приемном, так и в передающем пункте. Эти системы с обратной связью отличаются от линий связи одностороннего действия, где исход передачи сообщения определяется только событиями, происходящими в приемном пункте.

Правильный прием, прием с обнаруживаемой ошибкой и прием с не обнаруживаемой ошибкой в каждом цикле передачи образуют полную группу несовместных событий. Поэтому вероятности этих событий, называемые статистическими характеристиками цикла передачи, удовлетворяют соотношению:

$$p_{\text{оо}} + p_{\text{но}} + p_{\text{пп}} = 1. \quad (3.5)$$

В дальнейшем будем полагать, что все циклы передачи статистически независимы, т.е. исход $(i+1)$ -го цикла передачи не зависит от исхода предыдущего i -го цикла. Кроме того, будем рассматривать систему с неограниченным числом повторений. Для определения вероятности ошибочного приема сообщения будем рассуждать следующим образом.

Вероятность ошибочного приема сообщения в первом цикле передачи, очевидно, равна вероятности появления не обнаруживаемой ошибки в этом цикле:

$$p_{\text{ош1}} = p_{\text{но}}.$$

Вероятность ошибочного приема-сообщения во втором цикле передачи равна вероятности того, что в первом цикле возникнет обнаруживаемая ошибка, а во втором – не обнаруживаемая ошибка. Так как циклы передачи статистически независимы, то

$$p_{\text{ош2}} = p_{\text{оо}} p_{\text{но}}.$$

Вероятность ошибочного приема сообщения в третьем цикле передачи равна вероятности того, что в первом и втором циклах появится обнаруживаемая ошибка, а в третьем – не обнаруживаемая ошибка. Поэтому

$$p_{\text{ош}3} = p_{\text{оо}}^2 p_{\text{но}}.$$

Рассуждая аналогичным образом, можно убедиться, что вероятность ошибочного приема сообщения в i -м цикле передачи определяется вероятностью того, что в $i-1$ предшествующих циклах возникнет обнаруживаемая ошибка, а в i -м цикле – не обнаруживаемая ошибка. Тогда

$$p_{\text{ош}i} = p_{\text{оо}}^{i-1} p_{\text{но}}. \quad (3.6)$$

События приема сообщения с ошибкой в 1, 2, 3, ..., i -м циклах несовместны. Поэтому вероятность ошибочного приема сообщения в системе с обратной связью и неограниченным числом передач равна сумме вероятностей вида (3.6):

$$p_{\text{ош}} = \sum_{i=1}^{\infty} p_{\text{ош}i} = \sum_{i=1}^{\infty} p_{\text{оо}}^{i-1} p_{\text{но}} = p_{\text{но}} \sum_{i=1}^{\infty} p_{\text{оо}}^{i-1}. \quad (3.7)$$

Сумма в выражении (3.7) представляет собой сумму членов бесконечно убывающей геометрической прогрессии, знаменатель которой равен $p_{\text{оо}}$. Поэтому

$$\sum_{i=1}^{\infty} p_{\text{оо}}^{i-1} = 1 + p_{\text{оо}} + p_{\text{оо}}^2 + p_{\text{оо}}^3 + \dots = \frac{1}{1 - p_{\text{оо}}}.$$

Отсюда выражение для вероятности ошибочного приема сообщения в системе с обратной связью имеет вид:

$$p_{\text{ош}} = \frac{p_{\text{но}}}{1 - p_{\text{оо}}}. \quad (3.8)$$

Из соотношения (3.8) следует, что вероятность ошибочного приема сообщения в системе с обратной связью прямо пропорциональна вероятности не обнаруживаемой ошибки в цикле передачи. Кроме того, вероятность ошибочного приема сообщения растет с ростом вероятности обнаруживаемой ошибки в цикле передачи, так как при этом возрастает число передач сообщения.

При выводе соотношения (3.8) не накладывалось никаких ограничений на вид обратной связи. Поэтому оно пригодно для расчета вероятности ошибочного приема сообщения в системах с РОС, ИОС и КОС. Соотношение (3.8) связывает вероятность оши-

бочного приема сообщения со статистическими характеристиками цикла передачи, для вычисления которых необходимо знать конкретный вид обратной связи, используемый в системе.

Ошибочный и правильный приемы сообщения в системе с обратной связью образуют полную группу несовместных событий. Поэтому вероятность правильного приема сообщения в системе с обратной связью

$$Q = 1 - p_{\text{ош}} = \frac{P_{\text{но}}}{1 - p_{\text{оо}}} = \frac{P_{\text{пп}}}{1 - p_{\text{оо}}}. \quad (3.9)$$

Из соотношения (3.9) следует, что вероятность правильного приема сообщения в системе с обратной связью больше вероятности правильного приема сообщения в одном цикле передачи. Это обусловлено повторением передачи сообщения, принятого с обнаруживаемой ошибкой.

Если система с обратной связью имеет ограниченное число передач r_0 , то при расчете вероятности ошибочного приема сообщения по формуле (3.7) должны быть вычислены только $r_0 - 1$ слагаемых и учтено изменение алгоритма работы системы в последнем цикле. Расчеты показывают, что с ограниченностью числа циклов передачи необходимо считаться только при сравнительно больших значениях вероятности приема с обнаруживаемой ошибкой, когда $p_{\text{оо}} > 0,2$. На практике такие условия работы системы с обратной связью встречаются достаточно редко.

3.6. Скорость передачи информации в системах с обратной связью

Повышение достоверности передачи сообщений в системах с обратной связью достигается за счет повторения ошибочно принятых сообщений, т.е. за счет увеличения общего времени передачи. Поэтому для полной характеристики систем с обратной связью наряду с показателями помехоустойчивости необходимо использовать показатели скорости передачи информации.

В теории передачи сообщений применительно к системам с обратной связью наиболее широко используют два показателя: среднюю абсолютную скорость передачи и среднюю относительную скорость передачи.

Под средней абсолютной скоростью передачи в системах с обратной связью понимают число двоичных единиц информации, передаваемых в единицу времени. По определению

$$V_a = \frac{I}{T_n}, \quad (3.10)$$

где I – количество информации в передаваемом сообщении (дв. ед.); T_n – время передачи сообщения.

Количество информации в передаваемом сообщении определяется из соотношения:

$$I = - \sum_{i=1}^N p_i \log_2 p_i, \quad (3.11)$$

где N – общее число передаваемых сообщений; p_i – априорная вероятность передачи i -го сообщения. В системах передачи командно-программной информации, системах передачи данных и других системах, использующих обратную связь, обычно считают передачу всех сообщений равновероятной. Тогда $p_i = \frac{1}{N}$, а из соотношения (3.11)

$$I = \log_2 N. \quad (3.12)$$

Время передачи сообщения в системах с обратной связью – величина случайная, так как число циклов, затрачиваемых на передачу одного сообщения, зависит от реального состояния канала связи. При определении скорости передачи информации используют среднее значение (математическое ожидание) времени передачи сообщения. Поэтому вычисленное таким образом значение скорости передачи информации в системе с обратной связью также является средним значением.

Если все циклы передачи имеют одинаковую длительность, то

$$T_n = T_{\text{ц}} r_{\text{ср}}, \quad (3.13)$$

где $T_{\text{ц}}$ – длительность цикла передачи; $r_{\text{ср}}$ – среднее число передач одного сообщения. Найдем среднее число передач одного сообщения, сохранив исходные предпосылки, использовавшиеся при оценке помехоустойчивости систем с обратной связью: все циклы

передачи считаем статистически независимыми и рассматриваем систему с неограниченным числом повторений. Тогда среднее число передач одного сообщения может быть найдено как математическое ожидание дискретной случайной величины:

$$r_{\text{cp}} = \sum_{i=1}^{\infty} r_i p_i, \quad (3.14)$$

где r_i — количество циклов, затрачиваемых на передачу одного сообщения, $r_i = 1, 2, 3, \dots, i$; p_i — вероятность окончания передачи в i -м цикле. Введем еще одну статистическую характеристику цикла передачи — вероятность такого исхода цикла передачи, после которого будет иметь место повторная передача данного сообщения. Обозначим ее через R . Тогда вероятность окончания передачи в первом цикле

$$p_1 = 1 - R.$$

Вероятность окончания передачи сообщения во втором цикле равна вероятности того, что после первого цикла будет иметь место повторная передача, а во втором цикле передача закончится. Так как циклы передачи статистически независимы, то

$$p_2 = R(1 - R).$$

Вероятность окончания передачи сообщения в третьем цикле равна вероятности того, что после первого и второго цикла будет иметь место повторная передача, а в третьем цикле передача закончится. Поэтому

$$p_3 = R^2(1 - R).$$

Рассуждая аналогичным образом, можно убедиться, что вероятность окончания передачи сообщения в i -м цикле равна вероятности того, что в $i - 1$ предшествующих циклах будет иметь место повторная передача, а в i -м цикле передача закончится. Тогда

$$p_i = R^{i-1}(1 - R).$$

Подставив найденное значение вероятности окончания передачи сообщения в i -м цикле в соотношение (3.14), получим:

$$r_{\text{cp}} = \sum_{i=1}^{\infty} iR^{i-1}(1-R) = (1-R) \sum_{i=1}^{\infty} iR^{i-1} = 1-R + (1-R)2R + (1-R)3R^2 + \dots$$

$$= 1 + R + R^2 + \dots$$

В правой части выражения для среднего числа передач одного сообщения имеем сумму членов бесконечно убывающей геометрической прогрессии, знаменатель которой равен R . Поэтому

$$r_{\text{cp}} = \frac{1}{1-R}. \quad (3.15)$$

Таким образом, среднее число передач одного сообщения растет с увеличением вероятности повторной передачи в цикле.

Подставив (3.15) в (3.13), найдем среднее время передачи одного сообщения в системе с обратной связью:

$$T_{\text{п}} = \frac{T_{\text{ц}}}{1-R}. \quad (3.16)$$

Используя соотношения (3.16) и (3.12), находим выражение для средней абсолютной скорости передачи информации в системе с обратной связью:

$$V_{\text{a}} = \frac{\log_2 N}{T_{\text{ц}}}(1-R). \quad (3.17)$$

Таким образом, средняя абсолютная скорость передачи информации в системе с обратной связью определяется количеством — информации в сообщении, а также временными и статистическими характеристиками цикла передачи. Для расчета длительности цикла передачи в системах с РОС, ИОС и КОС могут быть использованы полученные ранее соотношения (3.1) — (3.4). Методика расчета статистических характеристик цикла передачи в системах с РОС, ИОС и КОС будет рассмотрена далее.

Средней относительной скоростью передачи в системах с обратной связью называют отношение средней абсолютной скорости передачи к скорости передачи двоичной единицы (скорости телеграфирования $V_{\text{т}}$):

$$V = \frac{V_{\text{a}}}{V_{\text{т}}}. \quad (3.18)$$

При равной вероятности передачи различных элементов кода, применяемого в канале связи, скорость телеграфирования определяется соотношением:

$$V_T = \frac{\log_2 m}{\tau_0}, \quad (3.19)$$

где m — основание кода; τ_0 — длительность передачи элемента кода.

Из формулы (3.19) получаем

$$V = \frac{\tau_0 \log_2 N}{T_n \log_2 m} = \frac{\tau_0 \log_m N}{T_n}. \quad (3.20)$$

Числитель выражения (3.20) представляет собой время передачи сообщения при безызбыточном кодировании в канале без обратной связи, а знаменатель — среднее время передачи того же сообщения в системе с обратной связью. Поэтому выражение (3.20) характеризует относительную величину дополнительных временных затрат на передачу сообщения в системе с обратной связью по сравнению с каналом без обратной связи при одинаковой длительности элемента кода.

Относительная скорость передачи в системах связи может принимать значения в пределах от нуля до единицы.

Средняя относительная скорость передачи в системах с обратной связью всегда меньше единицы. Это замедление передачи обусловлено следующими основными причинами:

- задержкой сигналов при их распространении в прямом и обратном каналах;
- переменной избыточностью за счет возможных повторений передачи сообщения;
- избыточностью, необходимой для анализа достоверности сообщений в приемном пункте (в системах с РОС и КОС);
- передачей служебных команд.

Чем выше средняя относительная скорость передачи информации в системе с обратной связью, тем меньше дополнительные временные затраты на передачу сообщений, тем эффективнее используются каналы связи.

3.7. Помехоустойчивость систем с решающей обратной связью

В подразд. 3.5 было показано, что показатели помехоустойчивости систем передачи информации с обратной связью определяются статистическими характеристиками цикла передачи. Поэтому с целью получения аналитических соотношений для показателей помехоустойчивости систем с РОС необходимо найти связь статистических характеристик цикла передачи со статистическими характеристиками прямого и обратного каналов.

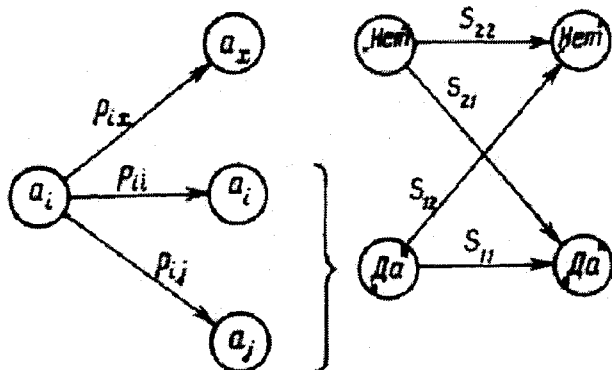


Рис. 3.5. Стохастический граф процессов, протекающих в системе с РОС за один цикл передачи сообщения.

Процессы, протекающие в системе с РОС за один цикл передачи сообщения, можно отобразить в виде стохастического графа, изображенного на рис. 3.5. Узлы графа характеризуют определенные состояния системы, а ветви описывают возможные переходы из одного состояния в другое, т.е. процессы передачи сообщения и служебных команд соответственно в прямом и обратном каналах связи. Коэффициенты передачи ветвей определяются вероятностями перехода из одного состояния в другое.

Цикл работы системы с РОС начинается с передачи сообщения a_i по прямому каналу из передающего пункта в приемный. При передаче по каналу связи в сообщении могут возникнуть искажения. В приемном пункте осуществляется анализ достоверности принятого сообщения. При этом возможны три несовместных исхода приема:

- сообщение с вероятностью p_{ii} принято правильно;
- сообщение с вероятностью p_{ix} принято с ошибками, которые обнаруживаются в процессе анализа достоверности;
- сообщение с вероятностью p_{ij} принято с ошибками, которые в ходе анализа достоверности не обнаруживаются.

Перечисленные исходы составляют полную группу несовместных событий. Поэтому

$$p_{ii} + p_{ix} + p_{ij} = 1. \quad (3.21)$$

Вероятности p_{ii} , p_{ix} и p_{ij} называют статистическими характеристиками прямого канала системы с РОС.

При правильном приеме и приеме с не обнаруживаемой ошибкой в приемном пункте формируется служебная команда «Да», а при приеме с обнаруживаемой ошибкой – служебная команда «Нет». Команда «Да» переводит получателю принятое сообщение, а команда «Нет» стирает его. Одна из команд «Да» или «Нет» передается по обратному каналу из приемного пункта в передающий. Под действием помех в канале связи может произойти искажение служебной команды. Поэтому при передаче служебных команд «Да» или «Нет» в обратном канале возможны два исхода приема:

- правильный прием команды с вероятностью соответственно S_{11} или S_{22} ;
- искаженный прием команды с вероятностью соответственно S_{12} или S_{21} .

Указанные исходы приема для каждой из служебных команд составляют полную группу несовместных событий. Поэтому

$$\left. \begin{aligned} S_{11} + S_{12} &= 1 \\ S_{22} + S_{21} &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (3.22)$$

Вероятности S_{11} , S_{22} , S_{12} и S_{21} называют статистическими характеристиками обратного канала системы с РОС.

Таким образом, граф, изображенный на рис. 3.5, отображает цикл передачи сообщения в системе с РОС. Он имеет одно началь-

ное состояние, соответствующее передаче сообщения из передающего пункта, и два конечных состояния, соответствующих приему служебных команд в передающем пункте.

Последовательность ветвей графа, приводящих из начального состояния в конечное, образует цепь.

Двигаясь по цепям графа, можно детально проанализировать все возможные исходы цикла передачи системы с РОС. Прделаем это, предполагая исходы приема сообщений и служебных команд в прямом и обратном каналах независимыми. Для удобства последующего использования результатов анализа цепи графа пронумеруем.

Цепь № 1. Правильный прием сообщения в прямом канале и правильный прием команды «Да» в обратном канале. Исход этого цикла передачи сообщения a_i характеризуется двумя событиями: в приемном пункте получателю переводится сообщение a_i , а передающий пункт в очередном цикле будет передавать сообщение a_{i+1} . В соответствии с определением, данным в подразд. 3.5, такой исход цикла передачи в системе с обратной связью является правильным приемом. Так как процессы передачи сообщений и служебных команд в прямом и обратном каналах статистически независимы, то вероятность такого исхода, равная коэффициенту передачи цепи, определяется соотношением:

$$P_{\text{пп}} = P_{ii} S_{11}. \quad (3.23)$$

Цепь № 2. Правильный прием сообщения в прямом канале, искажение команды «Да» в команду «Нет» в обратном канале. Характерными событиями этого цикла передачи являются перевод получателю сообщения a_i в приемном пункте и повторная передача сообщения a_i передающим пунктом в очередном цикле. По определению такой исход цикла передачи должен быть отнесен к числу не обнаруживаемых ошибок.

Поскольку не обнаруживаемые ошибки имеют вредные последствия, то необходима классификация их разновидностей для того, чтобы оценить возможный ущерб от возникновения каждой из них. Исход цикла передачи, при котором получателю переводится передаваемое сообщение, а передающий пункт повторяет

передачу этого сообщения, называется ложным повторением. Вероятность возникновения не обнаруживаемой ошибки типа ложного повторения в цикле передачи определяется соотношением:

$$P_{лп} = p_{ii} S_{12}. \quad (3.24)$$

Цель № 3. Прием с обнаруживаемой ошибкой в прямом канале, правильный прием команды «Нет» в обратном канале. В этом цикле сообщение a_x в приемном пункте стирается, а передающий пункт в очередном цикле повторяет передачу сообщения a_i . По определению такой исход цикла передачи является обнаруживаемой ошибкой, а его вероятность

$$P_{оо} = p_{ix} S_{22}. \quad (3.25)$$

Цель № 4. Прием с обнаруживаемой ошибкой в прямом канале, искажение команды «Нет» в команду «Да» в обратном канале. При этом сообщение a_x в приемном пункте стирается, а передающий пункт в очередном цикле передает сообщение a_{i+1} . Такой исход цикла передачи является не обнаруживаемой ошибкой.

Исход цикла передачи, при котором в приемном пункте сообщение стирается, а передающий пункт переходит к передаче очередного сообщения, называется пропуском сообщения. Вероятность возникновения не обнаруживаемой ошибки типа пропуска сообщения в цикле передачи определяется соотношением:

$$P_{пр} = p_{ix} S_{21}. \quad (3.26)$$

Цель № 5. Прием с не обнаруживаемой ошибкой в прямом канале, правильный прием команды «Да» в обратном канале. При этом в приемном пункте получателю переводится искаженное сообщение a_j , а передающий пункт в очередном цикле передает сообщение a_{i+1} . Такой исход цикла передачи является не обнаруживаемой ошибкой.

Исход цикла передачи, при котором получателю переводится искаженное сообщение, а передающий пункт переходит к передаче следующего сообщения, называется трансформацией сообщения.

Вероятность возникновения не обнаруживаемой ошибки этого типа в цикле передачи

$$p_{\text{тр}} = p_{ij}S_{11}. \quad (3.27)$$

Цепь № 6. Прием с не обнаруживаемой ошибкой в прямом канале, искажение команды «Да» в команду «Нет» в обратном канале. При этом в приемном пункте получателю переводится искаженное сообщение a_j , а передающий пункт в очередном цикле повторяет передачу сообщения a_i . Такой исход цикла передачи также является не обнаруживаемой ошибкой.

Исход цикла передачи, при котором получателю переводится искаженное сообщение, а передающий пункт повторяет передачу, называется приемом ложного сообщения. Вероятность появления не обнаруживаемой ошибки этого типа в цикле передачи

$$p_{\text{лс}} = p_{ij}S_{12}. \quad (3.28)$$

Для компактности представления результатов анализа графа, изображенного на рис. 3.5, сведем их в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Возможные исходы циклов передачи информации в системе с РОС

Номер цепи	Статистические характеристики каналов		Коэффициент передачи цепи	Характеристика работы системы	Оценка события
	прямого	обратного			
1	p_{ii}	S_{11}	$p_{ii}S_{11}$	Перевод a_i , Передача a_{i+1}	Правильный прием
2	p_{ii}	S_{12}	$p_{ii}S_{12}$	Перевод a_i , Передача a_i	Ложное повторение
3	p_{ix}	S_{22}	$p_{ix}S_{22}$	Перевод a_x , Передача a_i	Обнаруживаемая ошибка
4	p_{ix}	S_{21}	$p_{ix}S_{21}$	Стирание a_x , Передача a_{i+1}	Пропуск сообщения
5	p_{ij}	S_{11}	$p_{ij}S_{11}$	Перевод a_j , Передача a_{i+1}	Трансформация сообщения
6	p_{ij}	S_{12}	$p_{ij}S_{12}$	Перевод a_j , Передача a_i	Ложное сообщение

Анализ табл. 3.1 показывает, что цикл передачи сообщения в системе с РОС может закончиться одним из шести исходов: правильным приемом, обнаруживаемой ошибкой или не обнаруживаемой ошибкой, которая имеет четыре разновидности.

Ошибки типа пропуска, ложного повторения и приема ложного сообщения являются специфическими ошибками систем с обратной связью. Они возникают вследствие ошибочного приема служебных команд. Исход приема в прямом канале определяет только конкретный вид ошибки: при правильном приеме имеет место ложное повторение, при обнаруживаемой ошибке – пропуск, при не обнаруживаемой ошибке – прием ложного сообщения. Универсальным способом уменьшения вероятности появления таких специфических ошибок в цикле передачи системы с РОС является повышение помехоустойчивости обратного канала.

Ошибка типа трансформации является следствием ошибочного приема в прямом канале. Уменьшение вероятности возникновения такой ошибки в цикле передачи системы с РОС может быть достигнуто либо повышением обнаруживающей способности критерия при анализе достоверности сообщения в приемном пункте, либо увеличением отношения сигнал/помеха в прямом канале.

Возможные последствия от возникновения различных типов не обнаруживаемой ошибки также неодинаковы. Цена потерь, обусловленных этими ошибками, зависит от назначения системы с обратной связью, алгоритмов работы устройств, характера передаваемой информации.

В системах передачи командно-программной информации наиболее опасными являются ошибки типа трансформации и приема ложных сообщений. При передаче разовых команд, программы управления бортовой аппаратурой объекта или уставок такие ошибки могут привести к весьма тяжелым последствиям, связанным с потерей управления объектом, срывом выполнения отдельных заданий, появлением аварийных ситуаций.

Последствия от возникновения ошибок типа ложных, повторений зависят от вида передаваемой информации. При передаче разовых команд ложные повторения, как правило, не имеют вредных последствий, так как многократные срабатывания одних и тех же исполнительных устройств за короткий промежуток времени

практически невозможны. При передаче программы управления бортовой аппаратурой объекта ложные повторения слов могут быть легко обнаружены с помощью счетчика числа принятых слов или путем сравнения соседних слов, которые обязательно должны отличаться друг от друга.

В табл. 3.1 прослеживается связь статистических характеристик цикла передачи сообщения в системе с РОС со статистическими характеристиками прямого и обратного каналов. Так, вероятности правильного приема и обнаруживаемой ошибки в цикле передачи определяются соответственно соотношениями (3.23) и (3.25). Вероятность не обнаруживаемой ошибки в цикле передачи в силу несовместности исходов, приводящих к различным ее разновидностям, определяется соотношением:

$$P_{\text{но}} = P_{\text{лп}} + P_{\text{пр}} + P_{\text{тр}} + P_{\text{лс}} = p_{ii}S_{12} + p_{ix}S_{21} + p_{ij}S_{11} + p_{ij}S_{12}. \quad (3.29)$$

Вероятность повторения передачи сообщения, которая использовалась при оценке скорости передачи информации в системах с обратной связью, равна сумме вероятностей исходов, приводящих к повторной передаче сообщения a_i , т.е.

$$R = p_{oo} + P_{\text{лп}} + P_{\text{лс}} = p_{ix}S_{22} + p_{ii}S_{12} + p_{ij}S_{12}. \quad (3.30)$$

Зная статистические характеристики цикла передачи, можно найти вероятность ошибочного приема сообщения в системе с РОС. Для этого необходимо найденные значения вероятностей обнаруживаемой и не обнаруживаемой ошибок [см. формулы (3.25) и (3.29)] в цикле передачи подставить в соотношение (3.8). После подстановки получаем:

$$P_{\text{ош}} = \frac{p_{ii}S_{12} + p_{ix}S_{21} + p_{ij}S_{11} + p_{ij}S_{12}}{1 - p_{ix}S_{22}} = P_{\text{ош.лп}} + P_{\text{ош.пр}} + P_{\text{ош.тр}} + P_{\text{ош.лс}}, \quad (3.31)$$

где $P_{\text{ош.лп}}, P_{\text{ош.пр}}, P_{\text{ош.тр}}, P_{\text{ош.лс}}$ — вероятности возникновения ошибок соответственно типа ложного повторения, пропуска, трансформации и приема ложного сообщения в системе с РОС.

Таким образом, вероятность ошибочного приема сообщения в системе с РОС представляет собой сумму вероятностей возникновения четырех разновидностей ошибок:

- ложного повторения

$$P_{\text{ош.лп}} = \frac{P_{ij}S_{12}}{1 - P_{ix}S_{22}}, \quad (3.32)$$

- пропуска сообщения

$$P_{\text{ош.пр}} = \frac{P_{ix}S_{21}}{1 - P_{ix}S_{22}}, \quad (3.33)$$

- трансформации сообщения

$$P_{\text{ош.тр}} = \frac{P_{ij}S_{11}}{1 - P_{ix}S_{22}}, \quad (3.34)$$

- приема ложного сообщения

$$P_{\text{ош.лс}} = \frac{P_{ij}S_{12}}{1 - P_{ix}S_{22}}. \quad (3.35)$$

Из соотношений (3.32) – (3.35) следует, что вероятности возникновения различных типов не обнаруживаемых ошибок в системе с РОС больше вероятностей возникновения тех же ошибок в одном цикле передачи. Это обусловлено увеличением общего числа передач сообщения в системе с РОС за счет появления и устранения обнаруживаемых ошибок.

Представляет большой практический интерес вопрос о том, какой вид не обнаруживаемой ошибки в системе с РОС имеет наибольшую вероятность, т.е. встречается наиболее часто. Для этого сравним выражения (3.32) – (3.35) по абсолютной величине при условии, что в нормально работающей системе вероятность правильного приема как сообщения, так и служебной команды близка к единице, а вероятность их искаженного приема – малая величина. Соотношения (3.32) – (3.35) имеют одинаковые знаменатели, поэтому достаточно провести сравнение только их числителей. Сравнение показывает, что вероятности ошибок типа пропуска и приема ложного сообщения прямо пропорциональны произведению двух малых величин и поэтому меньше вероятностей ошибок типа ложного повторения и трансформации сообщения, которые прямо пропорциональны произведению малой величины и величины, близкой к единице. Ошибки типа трансформации имеют

наиболее тяжелые последствия. В реальных системах предпринимают все возможные меры для уменьшения вероятности их возникновения путем увеличения энергетических соотношений в прямом канале и повышения надежности обнаружения ошибок при анализе достоверности сообщений в приемном пункте. Поэтому в системах с РОС наибольшую вероятность имеет не обнаруживаемая ошибка типа ложного повторения. Она обусловлена искажением служебной команды «Да» в обратном канале. Иногда говорят, что ошибка типа ложного повторения характерна для систем с РОС, так как встречается в них наиболее часто.

Представляет интерес также рассмотрение предельных случаев, когда можно пренебречь ошибками в одном из каналов. Для оценки вероятности ошибочного приема сообщения в этих случаях предварительно преобразуем соотношение (3.31), полагая обратный канал симметричным. Тогда

$$\left. \begin{aligned} S_{11} = S_{22} = \bar{S} \\ S_{12} = S_{21} = \bar{S} \end{aligned} \right\} \quad (3.36)$$

Подставив (3.36) в (3.31) после простых преобразований, получим:

$$p_{\text{ош}} = \frac{p_{ij} S \bar{S}}{1 - p_{ix} S}.$$

Когда можно пренебречь помехами в обратном канале, тогда $S \rightarrow 1$, а $\bar{S} \rightarrow 0$. При этом

$$\lim_{\substack{S \rightarrow 0 \\ S \rightarrow 1}} p_{\text{ош}} = \frac{p_{ij}}{1 - p_{ix}}.$$

Ошибочный прием в этом случае имеет место из-за ошибок типа трансформации, возникающих в прямом канале.

Если можно пренебречь помехами в прямом канале, то $p_{ix} \rightarrow 0$ и $p_{ij} \rightarrow 0$. Тогда

$$\lim_{\substack{p_{ix} \rightarrow 0 \\ p_{ij} \rightarrow 0}} p_{\text{ош}} = \bar{S}.$$

В этом случае ошибочный прием обусловлен ошибками типа ложных повторений.

Таким образом, в реальных системах с РОС вероятность ошибочного приема сообщения всегда больше вероятности ошибочного приема служебной команды в обратном канале.

3.8. Помехоустойчивость систем с информационной обратной связью

С целью получения аналитических соотношений для показателей помехоустойчивости систем с ИОС найдем связь статистических характеристик цикла передачи со статистическими характеристиками каналов системы. Для этого процессы, протекающие в системе с ИОС за один цикл передачи сообщения, отобразим в виде стохастического графа, изображенного на рис. 3.6.

Цикл работы системы с ИОС начинается с передачи сообщения по прямому каналу из передающего пункта в приемный. При передаче по каналу связи в сообщении могут возникнуть искажения. При этом возможны два несовместных исхода приема:

- сообщение с вероятностью p_{ii} принято правильно;
- сообщение с вероятностью p_{ij} принято с ошибкой.

Перечисленные исходы составляют полную группу несовместных событий. Поэтому

$$p_{ii} + p_{ij} = 1. \quad (3.37)$$

Вероятности p_{ii} и p_{ij} называют статистическими характеристиками прямого канала системы с ИОС.

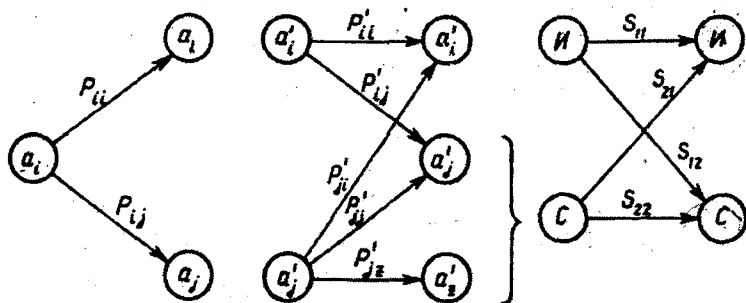


Рис. 3.6. Стохастический граф процессов, протекающих в системе с ИОС за один цикл передачи сообщения.

В случае правильного приема сообщения a_i в приемном пункте по обратному каналу передается либо это же сообщение, если речь идет о системе с ИОС и ретрансляцией сообщений, либо контрольная группа, соответствующая сообщению a_i , если речь идет о системе с ИОС и передачей контрольных символов. С учетом этих различий сообщение, передаваемое по обратному каналу, на графе обозначено через a'_i . После передачи сообщения a'_i по обратному каналу в передающем пункте возможны два исхода его приема:

- сообщение a'_i с вероятностью p'_{ii} принято правильно;
- сообщение a'_i с вероятностью p'_{ij} принято с ошибкой.

Перечисленные исходы приема сообщения a'_i составляют полную группу несовместных событий. Поэтому

$$p'_{ii} + p'_{ij} = 1. \quad (3.38)$$

В случае искаженного приема сообщения a_i в приемном пункте по обратному каналу передается сообщение a'_j . При этом следует рассмотреть три возможных исхода его приема в передающем пункте:

- сообщение a'_j с вероятностью p'_{jj} принято правильно;
- сообщение a'_j с вероятностью p'_{ji} исказилось в передаваемое сообщение и принято как a'_i (зеркальное искажение);
- сообщение a'_j с вероятностью p'_{jz} исказилось и принято как a'_z (не совпадает с a'_i).

По свойству полной группы несовместных событий

$$p'_{jj} + p'_{ji} + p'_{jz} = 1. \quad (3.39)$$

Вероятности p'_{ii} , p'_{ij} , p'_{jj} , p'_{ji} и p'_{jz} называют статистическими характеристиками обратного канала системы с ИОС.

После приема сообщения по обратному каналу в передающем пункте осуществляется анализ его достоверности путем сравнения с передававшимся по прямому каналу сообщением a_i . По резуль-

татам анализа достоверности передающий пункт формирует служебные команды. В случае приема по обратному каналу сообщения a'_i формируется команда «Исполнение», а в случае приема сообщений a'_j или a'_z – команда «Стирание». Служебные команды передаются из передающего пункта в приемный. При приеме каждой из них возможны два исхода:

- правильный прием команды с вероятностью соответственно S_{11} или S_{22} ;
- искаженный прием команды с вероятностью соответственно S_{12} или S_{21} .

Указанные исходы приема для каждой из служебных команд составляют полную группу несовместных событий. Поэтому

$$\left. \begin{aligned} S_{11} + S_{12} &= 1 \\ S_{22} + S_{21} &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (3.40)$$

Вероятности S_{11} , S_{22} , S_{12} и S_{21} называют статистическими характеристиками служебного канала систем с ИОС.

Таким образом, граф, показанный на рис. 3.6, отображает цикл передачи сообщения в системе с ИОС. Он имеет одно начальное состояние, соответствующее передаче сообщения из передающего пункта, и два конечных состояния, соответствующих приему служебных команд «Исполнение» или «Стирание» в приемном пункте.

Проведем анализ работы системы с ИОС в цикле передачи при переходе по цепям графа, изображенного на рис. 3.6. Исходы приема сообщений и команд в прямом, обратном и служебном каналах полагаем независимыми. Для удобства последующего использования результатов анализа цепи графа пронумеруем.

Цепь № 1. Правильный прием в прямом, обратном и служебном каналах. Исход этого цикла передачи сообщения a_i характеризуется двумя событиями: в приемном пункте получателю передается сообщение a_i , а передающий пункт в очередном цикле будет передавать сообщение a_{i+1} . В соответствии с определением, данным в подразд. 3.5, такой исход цикла передачи в системе с

обратной связью является правильным приемом. Так как процессы передачи сообщений и служебных команд в прямом, обратном и служебном каналах статистически независимы, то вероятность такого исхода, равная коэффициенту передачи цепи, определяется соотношением

$$P_{\text{пп}} = P_{ii} P'_{ii} S_{11}. \quad (3.41)$$

Цепь № 2. Правильный прием сообщения в прямом и обратном каналах, искажение команды «Исполнение» в команду «Стирание» в служебном канале. Характерными событиями этого цикла передачи являются стирание сообщения a_i в приемном пункте и передача сообщения a_{i+1} в очередном цикле. По определению, данному в подразд. 3.7, такой исход цикла передачи является не обнаруживаемой ошибкой типа пропуска сообщения. Вероятность такого исхода определяется соотношением

$$P_{\text{проп}} = P_{ii} P'_{ii} S_{12}. \quad (3.42)$$

Цепь № 3. Правильный прием в прямом канале, искаженный прием сообщения в обратном канале и правильный прием служебной команды «Стирание». При этом сообщение a_i в приемном пункте стирается, а передающий пункт в очередном цикле повторяет передачу сообщения a_i . По определению такой исход цикла передачи является обнаруживаемой ошибкой, а его вероятность

$$P_{\text{оол}} = P_{ii} P'_{ij} S_{22}. \quad (3.43)$$

Цепь № 4. Правильный прием в прямом канале, искаженный прием сообщения в обратном канале и искажение команды «Стирание» в команду «Исполнение». При этом в приемном пункте происходит перевод получателю сообщения a_i , а передающий пункт в очередном цикле повторяет передачу сообщения a_i . По определению, данному в подразд. 3.7, такой исход цикла передачи является не обнаруживаемой ошибкой типа ложного повторения, а его вероятность

$$P_{\text{лп}} = P_{ii} P'_{ij} S_{21}. \quad (3.44)$$

Цель № 5. Искаженный прием сообщения в прямом канале, правильный прием сообщения a'_j или его искажение в сообщении a'_z в обратном канале, правильный прием служебной команды «Стирание». При этом в приемном пункте стирается сообщение a_j , а передающий пункт в очередном цикле повторяет передачу сообщения a_i . Такой исход цикла передачи является обнаруживаемой ошибкой, а его вероятность

$$P_{\text{оо2}} = p_{ij}(p'_{jj} + p'_{jz})S_{22}. \quad (3.45)$$

Цель № 6. Искаженный прием сообщения в прямом канале, правильный прием сообщения a'_j или его искажение в сообщении a'_z в обратном канале, искажение команды «Стирание» в команду «Исполнение». При этом в приемном пункте получателю переводится искаженное сообщение a_j , а передающий пункт в очередном цикле повторяет передачу сообщения a_i . По определению, данному в подразд. 3.7, такой исход цикла передачи является не обнаруживаемой ошибкой типа ложного сообщения, а его вероятность

$$P_{\text{лс}} = p_{ij}(p'_{jj} + p'_{jz})S_{21}. \quad (3.46)$$

Цель № 7. Искаженный прием сообщения в прямом канале, искажение сообщения a'_j в сообщении a'_i (зеркальное искажение) в обратном канале, правильный прием служебной команды «Исполнение». При этом в приемном пункте получателю переводится искаженное сообщение a_j , а передающий пункт в очередном цикле передает сообщение a_{i+1} . Такой исход цикла передачи является не обнаруживаемой ошибкой типа трансформации, а его вероятность

$$P_{\text{тр}} = p_{ij}p'_{ji}S_{11}. \quad (3.47)$$

Цель № 8. Искаженный прием сообщения в прямом канале, искажение a'_j в a'_i (зеркальное искажение) в обратном канале, искажение команды «Исполнение» в команду «Стирание». При этом в приемном пункте происходит стирание сообщения a_j , а пере-

дающий пункт в очередном цикле передает сообщение a_{i+1} . Такой исход цикла передачи является не обнаруживаемой ошибкой типа пропуска сообщения, а его вероятность

$$P_{\text{пр2}} = p_{ij} p'_{ji} S_{12}. \quad (3.48)$$

Для компактности представления результатов анализа графа, изображенного на рис. 3.6, сведем их в табл. 3.2.

Таблица 3.2

Возможные исходы циклов передачи информации в системе с ИОС

Номер цепи	Статистические характеристики каналов			Коэффициент передачи цепи	Характеристика работы системы	Оценка события
	прямого	обратного	служебного			
1	p_{ii}	p'_{ii}	S_{11}	$p_{ii} p'_{ii} S_{11}$	Перевод a_i Передача a_{i+1}	Правильный прием
2	p_{ii}	p'_{ii}	S_{12}	$p_{ii} p'_{ii} S_{12}$	Стирание a_i Передача a_{i+1}	Пропуск сообщения
3	p_{ii}	p'_{ij}	S_{22}	$p_{ii} p'_{ij} S_{22}$	Стирание a_i Передача a_i	Обнаруживаемая ошибка
4	p_{ii}	p'_{ij}	S_{21}	$p_{ii} p'_{ij} S_{21}$	Перевод a_i Передача a_i	Ложное повторение
5	p_{ij}	$p'_{ji} + p'_{jz}$	S_{22}	$p_{ij} (p'_{ji} + p'_{jz}) S_{22}$	Стирание a_j Передача a_i	Обнаруживаемая ошибка
6	p_{ij}	$p'_{ji} + p'_{jz}$	S_{21}	$p_{ij} (p'_{ji} + p'_{jz}) S_{21}$	Перевод a_j Передача a_i	Ложное сообщение
7	p_{ij}	p'_{ji}	S_{11}	$p_{ij} p'_{ji} S_{11}$	Перевод a_j Передача a_{i+1}	Трансформация сообщения
8	p_{ij}	p'_{ji}	S_{12}	$p_{ij} p'_{ji} S_{12}$	Стирание a_j Передача a_{i+1}	Пропуск сообщения

Анализ таблицы 3.2 показывает, что цикл передачи сообщения в системе с ИОС может закончиться одним из восьми исходов: один исход дает правильный прием, два исхода приводят к обна-

руживаемой ошибке и пять исходов приводят к возникновению не обнаруживаемых ошибок тех же типов, которые имели место в системе с РОС.

В цикле передачи системы с ИОС, как и в системе с РОС, ошибки типа пропуска, ложного повторения и приема ложного сообщения являются следствием ошибочного приема служебных команд. События в прямом и обратном каналах определяют в этом случае только конкретный вид ошибки: при правильном приеме в прямом и обратном каналах или при зеркальном искажении имеет место пропуск сообщения, при ошибочном приеме только в обратном канале – ложное повторение, при искажениях в прямом и обратном каналах (кроме зеркальных искажений) – прием ложного сообщения.

Ошибка типа трансформации в системе с ИОС может возникнуть только при наличии зеркального искажения, т.е. когда при передаче кодовой комбинации в прямом канале исказились какие-то символы, а при передаче искаженного сообщения в обратном канале произошло повторное искажение тех же самых символов, в результате чего принятая по обратному каналу кодовая комбинация совпала с той, которая передавалась по прямому каналу. Вероятность такого события очень невелика, поэтому не обнаруживаемые ошибки типа трансформации в системах с ИОС возникают крайне редко.

Табл. 3.2 позволяет установить взаимосвязь статистических характеристик цикла передачи сообщения в системе с ИОС со статистическими характеристиками прямого, обратного и служебного каналов. Так, вероятность правильного приема в цикле передачи определяется соотношением (3.41).

Вероятность обнаруживаемой ошибки в цикле передачи в силу несовместимости двух исходов, приводящих к ее возникновению, равна сумме вероятностей (3.43) и (3.45):

$$P_{00} = P_{ii}P'_{ij}S_{22} + p_{ij}(p'_{ji} + p'_{jz})S_{22}. \quad (3.49)$$

Вероятность не обнаруживаемой ошибки в цикле передачи равна сумме вероятностей исходов, приводящих к возникновению ошибок типа пропуска (3.42) и (3.48), ложного повторения (3.44), ложного сообщения (3.46) и трансформации (3.47):

$$P_{\text{но}} = p_{ii}p'_{ii}S_{12} + p_{ij}p'_{ji}S_{12} + p_{ii}p'_{ij}S_{21} + p_{ij}(p'_{jj} + p'_{jz})S_{21} + p_{ij}p'_{ji}S_{11}. \quad (3.50)$$

Вероятность повторения передачи сообщения равна сумме вероятностей исходов, приводящих к повторной передаче сообщения a_i :

$$\begin{aligned} R &= p_{ii}p'_{ij}S_{22} + p_{ij}(p'_{jj} + p'_{jz})S_{22} + p_{ii}p'_{ij}S_{21} + p_{ij}(p'_{jj} + p'_{jz})S_{21} = \\ &= p_{ii}p'_{ij} + p_{ij}(p'_{jj} + p'_{jz}). \end{aligned} \quad (3.51)$$

Анализ соотношения (3.51) показывает, что вероятность повторения передачи сообщения в системе с ИОС не зависит от статистических характеристик служебного канала. Это вполне соответствует логике работы системы с ИОС, в которой решение о передаче очередного или повторении данного сообщения фактически принимается только по результату анализа достоверности в передающем пункте и не зависит от результатов приема служебных команд в приемном пункте.

Используя соотношение (3.51), можно записать иначе выражения (3.49) и (3.50) для вероятностей возникновения обнаруживаемых и не обнаруживаемых ошибок в цикле передачи системы с ИОС:

$$p_{\text{оо}} = RS_{22}, \quad (3.52)$$

$$p_{\text{но}} = (1 - R)S_{12} + RS_{21} + p_{ij}p'_{ji}S_{11}. \quad (3.53)$$

Из соотношения (3.52) следует, что обнаруживаемая ошибка в цикле передачи системы с ИОС имеет место, если анализ достоверности в передающем пункте дал отрицательный результат (потребуется повторная передача того же сообщений), а служебная команда «Стирание» принята правильно. Заметим, что при анализе достоверности в передающем пункте выявляются все искажения, возникающие при передаче сообщения в прямом и обратном каналах, за исключением зеркальных искажений.

Из соотношения (3.53) следует, что не обнаруживаемая ошибка в цикле передачи системы с ИОС возникает в случае, если:

- анализ достоверности в передающем пункте дал положительный результат, но исказилась служебная команда «Исполнение» (при этом возникают ошибки типа пропуска сообщения);

– анализ достоверности в передающем пункте дал отрицательный результат, но исказилась служебная команда «Стирание» (при этом возникают ошибки типа ложного повторения или ложного сообщения);

– имеют место зеркальные искажения сообщения при передаче по прямому и обратному каналам и правильный прием служебной команды «Исполнение» (при этом возникает ошибка типа трансформации).

Используя полученные соотношения для статистических характеристик цикла передачи, найдем вероятность ошибочного приема сообщения в системе с ИОС. Для этого подставим выражения (3.49) и (3.50) в соотношение (3.8). Тогда вероятность ошибочного приема сообщения в системе с ИОС может быть представлена в виде суммы вероятностей возникновения не обнаруживаемых ошибок:

$$P_{\text{ош}} = P_{\text{ош.пр}} + P_{\text{ош.лп}} + P_{\text{ош.лс}} + P_{\text{ош.тр}}, \quad (3.54)$$

где вероятность пропуска сообщения в системе с ИОС

$$P_{\text{ош.пр}} = \frac{(p_{ii}p'_{ii} + p_{ij}p'_{ji})S_{12}}{1 - [p_{ii}p'_{ij} + p_{ij}(p'_{jj} + p'_{jz})]S_{22}}, \quad (3.55)$$

вероятность ложного повторения сообщения в системе с ИОС

$$P_{\text{ош.лп}} = \frac{p_{ii}p'_{ji}S_{21}}{1 - [p_{ii}p'_{ij} + p_{ij}(p'_{jj} + p'_{jz})]S_{22}}, \quad (3.56)$$

вероятность ложного сообщения в системе с ИОС

$$P_{\text{ош.лс}} = \frac{p_{ij}(p'_{jj} + p'_{jz})S_{21}}{1 - [p_{ii}p'_{ij} + p_{ij}(p'_{jj} + p'_{jz})]S_{22}}, \quad (3.57)$$

вероятность трансформации сообщения в системе с ИОС

$$P_{\text{ош.тр}} = \frac{p_{ij}p'_{ji}S_{11}}{1 - [p_{ii}p'_{ij} + p_{ij}(p'_{jj} + p'_{jz})]S_{22}}. \quad (3.58)$$

Из соотношений (3.55) – (3.58) следует, что вероятности возникновения различных типов не обнаруживаемых ошибок в сис-

теме с ИОС больше вероятностей возникновения тех же ошибок в одном цикле передачи. Это обусловлено увеличением числа передач сообщения в системе с ИОС за счет появления и устранения обнаруживаемых ошибок.

Выражения (3.55) – (3.58) для вероятностей возникновения различных типов не обнаруживаемых ошибок в системе с ИОС можно записать в более компактной форме, удобной для последующего анализа, используя соотношения (3.51) – (3.52).

После подстановки и несложных преобразований получаем:

$$P_{\text{ош.пр}} = \frac{(1-R)S_{12}}{1-RS_{22}}, \quad (3.59)$$

$$P_{\text{ош.лп}} = \frac{P_{ij}P'_{ji}S_{21}}{1-RS_{22}}, \quad (3.60)$$

$$P_{\text{ош.лс}} = \frac{P_{ij}(P'_{jj} + P'_{jz})S_{21}}{1-RS_{22}}, \quad (3.61)$$

$$P_{\text{ош.тр}} = \frac{P_{ij}P'_{ji}S_{11}}{1-RS_{22}}. \quad (3.62)$$

Анализ соотношений (3.59) – (3.62) позволяет ответить на вопрос о том, какой вид не обнаруживаемой ошибки в системе с ИОС имеет наибольшую вероятность, т.е. встречается наиболее часто. Для этого сравним выражения (3.59) – (3.62) по абсолютной величине, полагая, как и в случае системы с РОС, что в нормально работающей системе вероятность правильного приема сообщений и служебных команд близка к единице, а вероятность их искаженного приема – малая величина. Учтем также, что вероятность повторной передачи сообщения R обусловлена возникновением искажений при передаче сообщений в прямом и обратном каналах и при заданных условиях, как это следует из (3.51), является малой величиной.

Сравнение соотношений (3.59) – (3.62) показывает, что вероятности возникновения ошибок типа ложного повторения, ложного сообщения и трансформации прямо пропорциональны произведению, по крайней мере, двух малых величин. И только ошибка

типа пропуска сообщения прямо пропорциональна одной малой величине S_{12} . Поэтому в системах с ИОС наибольшую вероятность имеет не обнаруживаемая ошибка типа пропуска сообщения. Она обусловлена искажением служебной команды «Исполнение» в приемном пункте.

Рассмотрим предельные случаи, когда можно пренебречь ошибками в тех или иных каналах. Для этого предварительно преобразуем соотношение (3.54) с учетом (3.52) – (3.53), а также будем полагать канал передачи служебных команд симметричным. Тогда

$$\left. \begin{aligned} S_{11} &= S_{22} = S \\ S_{12} &= S_{21} = \bar{S} \end{aligned} \right\} \quad (3.63)$$

$$P_{\text{ош}} = \frac{\bar{S} + p_{ij} p'_{ji} S}{1 - RS}. \quad (3.64)$$

Когда можно пренебречь помехами в линии связи от передающего пункта к приемному, по которой передаются сообщения и служебные команды, тогда $P_{ij} \rightarrow 0$ и $\bar{S} \rightarrow 0$. При этом

$$\lim_{\substack{P_{ij} \rightarrow 0 \\ \bar{S} \rightarrow 0}} p_{\text{ош}} = 0$$

Следовательно, в системе с ИОС можно добиться пренебрежимо малой вероятности ошибочного приема сообщений только за счет увеличения достоверности приема в линии связи от передающего пункта к приемному. Возникновение ошибок при передаче сообщений в обратном канале в этом случае приводит лишь к увеличению времени передачи.

Если можно пренебречь помехами в обратном канале, то $p'_{ji} \rightarrow 0$, $R \rightarrow p_{ij}$. Тогда

$$\lim_{p_{ji} \rightarrow 0} p_{\text{ош}} = \frac{\bar{S}}{1 - p_{ij} S},$$

откуда следует, что увеличение достоверности передачи сообщений в обратном канале приводит к предельному значению вероятности ошибочного приема сообщения, которое определяется ста-

тистическими характеристиками прямого и служебного каналов, при этом остаются ошибки типа пропуска и приема ложного сообщения, однако доля ошибок типа пропуска намного больше.

В системах передачи командно-программной информации ошибки типа пропуска сообщения влекут за собой не столь тяжелые последствия, как, например, трансформация или прием ложного сообщения. Однако вероятность их возникновения следует по возможности уменьшить. В системе с ИОС для этой цели часто используется квитирование служебных команд.

Суть метода квитирования служебных команд поясняет рис. 3.7. При приеме служебных команд «Исполнение» или «Стирание» приемный пункт передает соответственно «Квитанцию исполнения» или «Квитанцию стирания». Передающий пункт переходит к передаче только после приема соответствующей квитанции.

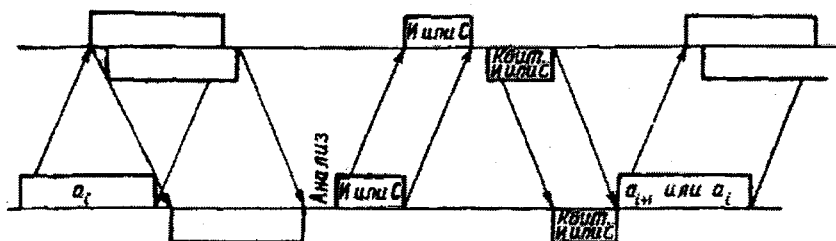


Рис. 3.7. Метод квитирования служебных команд.

Если служебная команда «Исполнение» принята в приемном пункте с искажением, то по обратному каналу передается «Квитанция стирания», после приема которой передающий пункт повторяет передачу того же сообщения. Благодаря этому в системе с ИОС и квитированием служебных команд ошибки типа пропуска, обусловленные главным образом искажением служебной команды «Исполнение», обнаруживаются и исправляются за счет повторной передачи сообщения. Увеличение помехоустойчивости системы с ИОС при этом достигается за счет уменьшения скорости передачи информации, так как увеличивается длительность цикла передачи сообщения.

Квитанции, передаваемые в системе с ИОС и квитированием служебных команд, под действием помех также могут искажаться. Исследования показывают, что квитирование служебных команд

позволяет повысить достоверность передачи сообщений в системе с ИОС только в том случае, если канал передачи квитанций более помехоустойчив, чем канал передачи служебных команд.

3.9. Помехоустойчивость систем с комбинированной обратной связью

С целью получения аналитических соотношений для показателей помехоустойчивости систем с КОС найдем связь статистических характеристик цикла передачи со статистическими характеристиками каналов системы. Для этого процессы, протекающие в системе с КОС за один цикл передачи сообщения, отобразим в виде стохастического графа, изображенного на рис. 3.8.

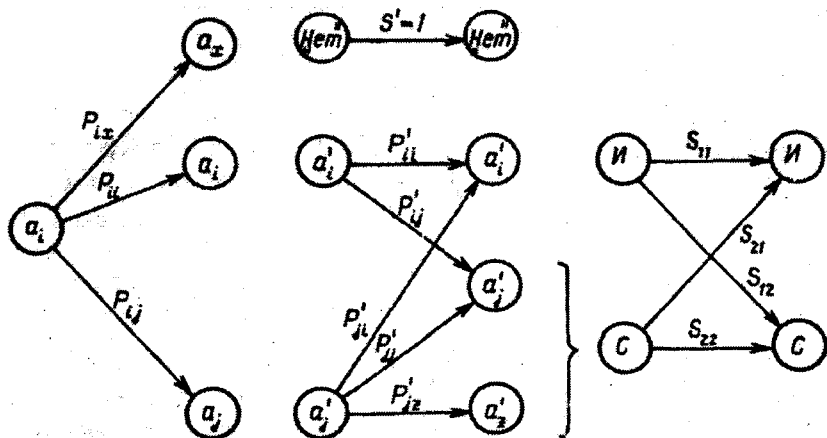


Рис. 3.8. Стохастический граф процессов, протекающих в системе с КОС за один цикл передачи сообщения.

Цикл работы системы с КОС начинается с передачи сообщения по прямому каналу из передающего пункта в приемный. При передаче по каналу связи в сообщении могут возникнуть искажения. В приемном пункте осуществляется анализ достоверности принятого сообщения. При этом возможны три несовместных исхода приема:

- сообщение с вероятностью p_{ii} принято правильно;
- сообщение с вероятностью p_{ix} принято с ошибками, которые обнаруживаются в процессе анализа достоверности;

– сообщение с вероятностью p_{ij} принято с ошибками, которые в ходе анализа достоверности не обнаруживаются.

Перечисленные исходы составляют полную группу несовместных событий. Поэтому

$$p_{ii} + p_{ix} + p_{ij} = 1. (3.65)$$

Вероятности p_{ii} , p_{ix} и p_{ij} называют статистическими характеристиками прямого канала системы с КОС.

При правильном приеме и приеме с не обнаруживаемой ошибкой система с КОС продолжает работу подобно системе с ИОС. По обратному каналу передается либо принятое сообщение, либо контрольная группа символов. Поэтому имеются две разновидности систем с КОС: системы с ретрансляцией сообщений и системы с передачей контрольных символов.

При приеме с обнаруживаемой ошибкой система с КОС продолжает работу аналогично системе с РОС. В приемном пункте формируется служебная команда «Нет», которая стирает искаженное сообщение и передается по обратному каналу из приемного пункта в передающий.

В дальнейшем будем полагать, что команда «Нет» всегда правильно принимается передающим пунктом. Это предположение основано на том, что в системах с обратной связью служебные команды, как правило, передаются кодом, существенно отличающимся от кода, используемого для передачи сообщений. Благодаря этому практически исключается возможность взаимной трансформации сообщений и служебных команд.

В случае правильного приема сообщения a_i в приемном пункте по обратному каналу передается сообщение a'_i . При этом возможны два исхода его приема в передающем пункте:

- сообщение a'_i с вероятностью p'_{ii} принято правильно;
- сообщение a'_i с вероятностью p'_{ij} принято с ошибкой.

По свойству полной группы несовместных событий

$$p'_{ii} + p'_{ij} = 1. (3.66)$$

В случае, когда приемным пунктом сообщение принято с не обнаруживаемой ошибкой, по обратному каналу передается сообщение a'_j . При этом возможны три исхода его приема:

- сообщение a'_j с вероятностью p'_{jj} принято правильно;
- сообщение a'_j с вероятностью p'_{ji} исказилось в передаваемое сообщение и принято как a'_i (зеркальное искажение);
- сообщение a'_j с вероятностью p'_{jz} исказилось и принято как a'_z (не совпадает с a'_i).

По свойству полной группы несовместных событий

$$p'_{jj} + p'_{ji} + p'_{jz} = 1. \quad (3.67)$$

Вероятности p'_{ii} , p'_{ij} , p'_{jj} , p'_{ji} и p'_{jz} называют *статистическими характеристиками обратного канала* системы с КОС. После приема сообщения по обратному каналу в передающем пункте осуществляется второй этап анализа его достоверности путем сравнения с передававшимся по прямому каналу сообщением a_i . По результатам анализа достоверности передающий пункт формирует служебные команды. В случае приема по обратному каналу сообщения a'_i формируется команда «Исполнение», а в случае приема сообщений a'_j или a'_z – команда «Стирание».

Служебные команды передаются из передающего пункта в приемный.

При приеме каждой из них возможны два исхода:

- правильный прием команды с вероятностями соответственно S_{11} и S_{22} ;
- искаженный прием команды с вероятностями соответственно S_{12} и S_{21}

Для каждой служебной команды указанные исходы приема составляют полную группу несовместных событий. Поэтому

$$\left. \begin{aligned} S_{11} + S_{12} &= 1 \\ S_{22} + S_{21} &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (3.68)$$

Таким образом, граф, показанный на рис. 3.8, отображает цикл передачи сообщения в системе с КОС. Он имеет одно начальное состояние, соответствующее передаче сообщения из передающего пункта, и три конечных состояния, соответствующих приему служебных команд «Нет» в передающем пункте и «Исполнение» или «Стирание» в приемном пункте.

Сравним полученный граф с аналогичным графом, отображающим цикл передачи сообщения в системе с ИОС, который изображен на рис. 3.6. Сравнение показывает, что эти графы во многом сходны. Различие между ними проявляется лишь в том, что граф системы с КОС содержит одну дополнительную цепь. Она соответствует возникновению обнаруживаемой ошибки при передаче сообщения по прямому каналу и правильному приему служебной команды «Нет» в передающем пункте. При этом искаженное сообщение в приемном пункте стирается, а передающий пункт повторяет передачу того же сообщения. По определению такой исход цикла передачи является обнаруживаемой ошибкой, а его вероятность равна p_{ix} .

Результаты анализа исходов цикла передачи сообщения в системе с КОС приведены в табл. 3.3.

Первые восемь строк табл. 3.3 полностью повторяют табл. 3.2, отображающую исходы цикла передачи сообщения в системе с ИОС. Девятая строка табл. 3.3 соответствует дополнительной цепи на графе системы с КОС (рис. 3.8). Этот исход цикла передачи сообщения относится к обнаруживаемым ошибкам.

Из табл. 3.3 следует, что вероятность обнаруживаемой ошибки в цикле передачи системы с КОС определяется соотношением:

$$P_{oo} = p_{ix} + p_{ii} p'_{ij} S_{22} + p_{ij} (p'_{jj} + p'_{jz}) S_{22}, \quad (3.69)$$

а вероятность повторения передачи сообщения — соотношением:

$$R = p_{ix} + p_{ii} p'_{ij} + p_{ij} (p'_{jj} + p'_{jz}). \quad (3.70)$$

Для вычисления вероятности правильного приема сообщения в цикле передачи можно пользоваться соотношением (3.41), а для вычисления вероятности не обнаруживаемой ошибки — соотношением (3.50), которые для системы с ИОС и КОС имеют одинаковый вид.

Возможные исходы циклов передачи информации в системе с КОС

Номер цепи	Статистические характеристики каналов		Коэффициент передачи цепи	Характеристика работы системы	Оценка события
	прямого	служебного			
1	p_{ii}	p'_{ii}	S_{11}	Перевод a_i Передача a_{i+1}	Правильный прием
2	p_{ii}	p'_{ii}	S_{12}	Стирание a_i Передача a_{i+1}	Пропуск сообщения
3	p_{ii}	p'_{ij}	S_{22}	Стирание a_i Передача a_i	Обнаруживаемая ошибка
4	p_{ii}	p'_{ij}	S_{21}	Перевод a_i Передача a_i	Ложное повторение
5	p_{ij}	$p'_{ij} + p'_{jz}$	S_{22}	Стирание a_j Передача a_i	Обнаруживаемая ошибка
6	p_{ij}	$p'_{ij} + p'_{jz}$	S_{21}	Перевод a_j Передача a_i	Ложное сообщение
7	p_{ij}	p'_{ji}	S_{11}	Перевод a_j Передача a_{i+1}	Трансформация сообщения
8	p_{ij}	p'_{ji}	S_{12}	Стирание a_j Передача a_{i+1}	Пропуск сообщения
9	p_{ix}	$S' = 1$	—	Стирание a_x Передача a_i	Обнаруживаемая ошибка

Несмотря на полное внешнее сходство выражений для вероятности не обнаруживаемой ошибки в цикле передачи систем с ИОС и КОС, величина $p_{\text{но}}$ в системе с КОС всегда значительно меньше. Это обусловлено тем, что при КОС добавляется еще одна проверка достоверности сообщения в приемном пункте. Поэтому величина p_{ij} , которая входит в расчетные соотношения, для системы с ИОС – вероятность любого искажения сообщения в прямом канале, а для системы с КОС – вероятность приема с не обнаруживаемой ошибкой, которая значительно меньше.

В итоге в цикле передачи системы с КОС по сравнению с системой с ИОС значительно уменьшаются вероятности возникновения таких опасных ошибок, как трансформация и прием ложного сообщения, а вероятности появления ошибок типа пропуска и ложного повторения остаются примерно одинаковыми.

Вероятность ошибочного приема сообщения в системе с КОС может быть представлена в виде суммы вероятностей возникновения не обнаруживаемых ошибок типа пропуска, ложного повторения, ложного сообщения и трансформации, аналогично тому, как это делалось для системы с ИОС (3.54). При этом расчетные соотношения для вероятностей возникновения различных видов не обнаруживаемых ошибок в системах с КОС отличаются от соответствующих соотношений (3.55) – (3.58) в системах с ИОС только наличием дополнительного слагаемого p_{ix} в знаменателе. Поэтому количественный анализ этих соотношений, имеющий целью выявление наиболее часто встречающихся не обнаруживаемых ошибок, дает тот же результат, что и для систем с ИОС, т.е. наибольшую вероятность в системе с КОС имеют ошибки типа пропуска сообщения.

Борьба с ошибками типа пропуска сообщения в системах с КОС ведется тем же путем, что и в системах с ИОС – методом квитирования служебных команд. Поскольку в системе с КОС одно квитирование уже используется (передача квитанции «Нет» при обнаружении ошибок в результате анализа достоверности сообщения в приемном пункте), то систему с КОС и квитированием служебных команд называют системой с КОС и двойным квитированием.

3.10. Методы повышения скорости передачи информации в системах с обратной связью

Характерной чертой современного этапа развития систем передачи командно-программной информации является непрерывный рост требований к скорости передачи. Это обусловлено рядом причин. Во-первых, в связи с расширением круга задач, решаемых объектом, и усложнением комплекса бортовой аппаратуры увеличиваются объемы командно-программной информации, которую необходимо передать в течение сеанса связи. Во-вторых, дальнейшее повышение помехозащищенности космических радиолиний также требует увеличения скорости передачи информации: чем быстрее передается необходимый объем командно-программной информации, тем труднее противнику обнаружить сигналы радиолинии, определить их параметры, а значит, труднее создать эффективную помеху.

Возможности повышения скорости передачи информации в системах с обратной связью рассмотрим на конкретном примере системы с РОС. Для этого запишем

$$V_a = \frac{\log_2 N}{T_u} (1 - R).$$

Анализ этого соотношения позволяет указать три возможных пути повышения скорости передачи информации в системах с обратной связью:

- уменьшение вероятности повторения передачи сообщения;
- уменьшение длительности цикла передачи сообщения;
- увеличение количества информации, передаваемой за один цикл.

Уменьшение вероятности повторения передачи сообщения может быть достигнуто за счет повышения помехоустойчивости каналов системы с обратной связью. Анализ соотношений для вероятности повторения передачи сообщения в системе с РОС, ИОС и КОС [см. формулы (4.30), (4.51) и (4.70)] показывает, что повторная передача сообщения является следствием его искажения в прямом или обратном канале или искажения служебных команд. В реальных системах передачи командно-программной информации с обратной связью характеристики каналов системы выбирают так, чтобы ве-

роятность искаженного приема сообщения или служебной команды была мала по сравнению с вероятностью их правильного приема, которая должна быть близка к единице. В этих условиях дальнейшее уменьшение вероятности повторения передачи сообщения приводит к весьма незначительному увеличению скорости передачи информации. Поэтому такой путь повышения скорости передачи информации в системах с обратной связью малоэффективен.

Уменьшение длительности цикла передачи сообщения в системе с обратной связью, как показывает анализ соответствующих соотношений (4.1), (4.2) и (4.4) для системы с РОС, ИОС и КОС, может быть достигнуто за счет сокращения времени передачи сообщений и служебных команд. Одновременно, для сохранения требуемой помехоустойчивости каналов системы с обратной связью, потребуется увеличение мощности передающих и чувствительности приемных устройств. Это не всегда возможно.

Кроме того, для систем передачи командно-программной информации важную роль играет время распространения сигналов в радиолиниях «Земля – борт» и «борт – Земля». Это время входит постоянным слагаемым в длительность цикла передачи сообщения при любом виде обратной связи и определяется протяженностью радиолинии:

$$\tau_0 = \frac{D}{C},$$

где D – протяженность радиолинии; C – скорость распространения радиоволн. В существующих системах передачи командно-программной информации время распространения сигналов и время передачи сообщений и служебных команд, как правило, являются величинами одного порядка. В этих условиях существенное продвижение в направлении уменьшения длительности передачи сообщений и служебных команд нерационально по двум причинам. Во-первых, скорость передачи информации растет медленно. Во-вторых, когда время распространения сигналов становится больше длительности передачи сообщений и служебных команд, основная часть времени в течение цикла работы системы с обратной связью затрачивается на ожидание прихода сигналов. Такая система не может быть высокоэффективной из-за неполного использования времени работы радиолинии.

Подобная ситуация складывается, например, в радиоперелиниях дальнего космоса, где из-за большого времени распространения сигналов применение обратной связи для повышения достоверности передачи командно-программной информации становится нерациональным.

Наиболее приемлемым путем повышения скорости передачи информации в системах с обратной связью является увеличение количества информации, передаваемой за один цикл работы системы.

В системах передачи командно-программной информации сообщения, передаваемые по радиоперелинии, представляют собой разовые команды, слова программы, уставки. Каждое сообщение определяет отдельный акт управления бортовой аппаратурой объекта. Увеличение количества информации в сообщении, передаваемом за один цикл работы системы, должно осуществляться так, чтобы сохранить структуру командно-программной информации. Это означает, что укрупненное сообщение должно содержать группу разовых команд, или группу слов программы, или группу уставок. Такие методы передачи сообщений называются групповыми.

Сущность групповых методов передачи сообщений рассмотрим применительно к системе с РОС.

В системах с РОС можно реализовать три метода групповой передачи:

- 1) с анализом достоверности и повторением всей группы слов информации;
- 2) с анализом достоверности по словам, последовательным накоплением слов и повторением всей группы;
- 3) с анализом достоверности по словам и адресным переспросом слов, в которых обнаружены ошибки.

Рассмотрим алгоритмы работы системы с РОС при использовании указанных методов групповой передачи.

Первый метод. По прямому каналу передается группа, состоящая из n слов, а анализ достоверности в приемном пункте осуществляется по группе слов в целом (рис. 3.9). Если анализ достоверности дал положительный результат, то формируется команда «Да», которая последовательно переводит отдельные слова группы получателю сообщений и передается по обратному каналу.

Передающий пункт после приема команды «Да» передает очередную группу слов.

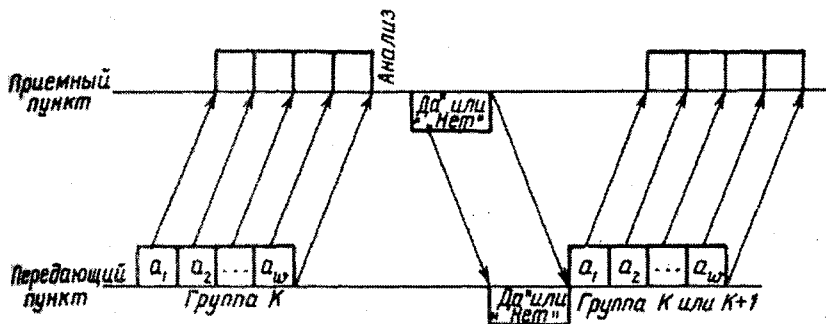


Рис. 3.9. Метод групповой передачи.

При обнаружении ошибки в кодовой комбинации группы в приемном пункте формируется команда «Нет», которая стирает всю принятую группу слов и передается по обратному каналу. Передающий пункт, приняв команду «Нет», повторяет передачу всей группы.

Таким образом, алгоритм работы при использовании первого метода групповой передачи практически не отличается от алгоритма работы обычной системы с РОС. Однако реализация такого метода передачи требует некоторых изменений в составе аппаратуры приемного пункта. В частности, в ее состав необходимо ввести устройства, обеспечивающие разделение принятой группы на отдельные слова и последовательный перевод слов в строго определенном порядке получателю.

Выигрыш в скорости передачи информации здесь получается за счет того, что с увеличением числа слов в группе количество информации, передаваемой за один цикл работы системы, растет быстрее, чем длительность передачи группы. В системе не тратится время на ожидание квитанции после передачи каждого слова, как это было в обычной системе с РОС, а на всю группу из n слов формируется и передается одна квитанция.

Однако с ростом количества слов в группе растет и количество разрядов в кодовой комбинации. При неизменном критерии анализа группы на достоверность это приводит к увеличению вероятностей возникновения как обнаруживаемых, так и не обнару-

живаемых ошибок. Поэтому выигрыш в скорости передачи информации сопровождается заметным снижением помехоустойчивости системы.

Второй метод. По прямому каналу передается группа, состоящая из w слов. В приемном пункте осуществляется анализ достоверности каждого слова в отдельности. Если слово удовлетворяет требованиям критерия достоверности, то оно записывается в соответствующий промежуточный регистр. В случае, когда анализ достоверности всех слов дает положительный результат, в приемном пункте формируется команда «Да», которая осуществляет последовательный перевод всех слов из промежуточных регистров на исполнение. После приема команды «Да» передающий пункт переходит к передаче следующей группы.

Если в каких-то словах группы (слова a_2 и a_w на рис. 3.10) при анализе достоверности обнаружены ошибки, то эти слова стираются и соответствующие промежуточные регистры остаются пустыми, а по обратному каналу передается команда «Нет».

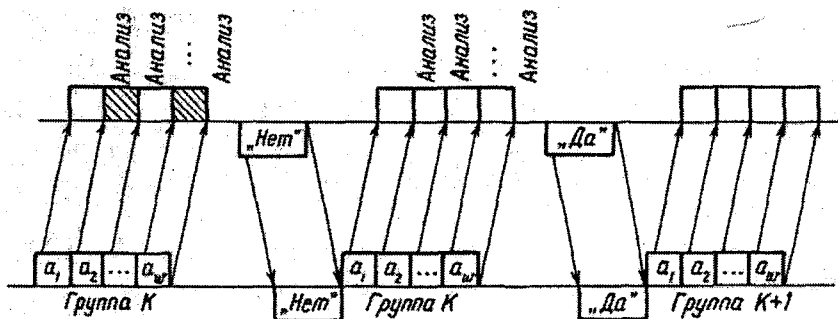


Рис. 3.10. Анализ достоверности слов группы.

При приеме команды «Нет» передающий пункт повторяет передачу всей группы. В приемном пункте вновь производится анализ достоверности всех слов группы. Слова, удовлетворяющие требованиям критерия достоверности, записываются в соответствующие им свободные промежуточные регистры. Слова, промежуточные регистры которых были заполнены ранее, стираются. Если после окончания приема группы хотя бы один промежуточный регистр окажется свободным, то по обратному каналу переда-

ется команда «Нет», после приема которой передающий пункт вновь повторяет передачу всей группы. Такие повторения продолжаются до тех пор, пока все промежуточные регистры не будут заполнены. При этом формируется команда «Да», которая осуществляет последовательный перевод всех слов группы из промежуточных регистров на исполнение и передается по обратному каналу.

Такой метод групповой передачи также требует некоторого усложнения аппаратуры приемного пункта. В ее состав должны входить *n* промежуточных регистров, в которых записываются и хранятся слова группы, и устройство, обеспечивающее последовательную выдачу слов на исполнение.

Второй метод групповой передачи обеспечивает выигрыш в скорости передачи информации по сравнению с первым методом. Он обусловлен тем, что в приемном пункте анализируется достоверность не всей группы, а отдельных слов.

Простой пример помогает уяснить механизм увеличения скорости передачи информации в этом случае. Если помеховая обстановка такова, что при каждой передаче группы в ней с большой вероятностью искажается один символ, то при первом методе скорость передачи информации будет очень низкой из-за того, что после каждой передачи в приемном пункте будет обнаруживаться ошибка, а по обратному каналу — передаваться команда «Нет». В этих же условиях при втором методе передача группы с большой вероятностью закончится уже после двух повторений, так как вероятность искаженного приема одного и того же слова группы в двух последовательных передачах мала.

Потери в помехоустойчивости при втором методе групповой передачи также имеют место. Однако они не столь заметны, как при первом методе, поскольку в приемном пункте анализируется достоверность отдельных слов.

Третий метод. Передающий пункт передает группу, содержащую *n* слов. В приемном пункте каждое слово в отдельности анализируется на достоверность. Слова, удовлетворяющие требованиям критерия, записываются в соответствующие промежуточные регистры. Если все промежуточные регистры заполнены, в приемном пункте формируется команда «Да», которая осуществляет последовательный перевод слов группы получателю инфор-

мации. Кроме того, команда «Да» передается по обратному каналу и ее прием в передающем пункте разрешает передачу очередной группы слов.

При обнаружении ошибок в одном или нескольких словах (слова a_2 и a на рис. 3.11) номера этих слов в пределах группы передаются по обратному каналу из приемного пункта в передающий. Они служат запросом на повторную передачу слов, в которых были обнаружены ошибки при анализе достоверности. Передача слов, принятых с ошибками, повторяется до тех пор, пока не будут заполнены все промежуточные регистры.

Таким образом, в системе с адресным переспросом повторяются только те слова, в которых обнаружены ошибки. Квитанция «Нет» в данном случае имеет сложную структуру, позволяющую передать номера всех искаженных слов.

Реализация этого метода групповой передачи требует дальнейшего усложнения аппаратуры как приемного, так и передающего пунктов. Так, в приемном пункте необходим более сложный формирователь служебных команд, а в передающем пункте – устройство, обеспечивающее выборочную передачу слов группы с заданными порядковыми номерами.

Третий метод групповой передачи обеспечивает выигрыш в скорости передачи информации по сравнению с первым и вторым. Это достигается за счет уменьшения длительности повторных циклов передачи, содержащих не всю группу, а только слова, принятые с ошибками.

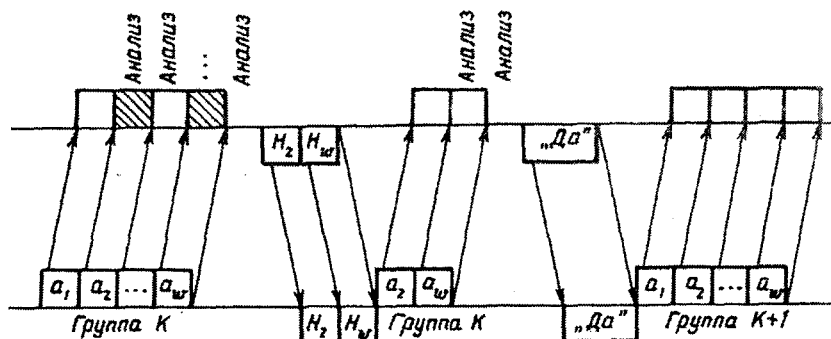


Рис. 3.11. Анализ достоверности отдельных слов, принятых с ошибками.

Заметного снижения помехоустойчивости при этом не наблюдается, так как анализируется достоверность отдельных слов, а искажения номеров ошибочно принятых слов при передаче по обратному каналу, как правило, не имеют вредных последствий.

Рассмотренные выше методы групповой передачи в системах с РОС после соответствующей модификации могут применяться в системах с ИОС и КОС.

Вопросы для самопроверки к разделу 3

1. Дайте характеристику систем передачи информации с обратной связью.
2. Сравните между собой системы с комбинированной, решающей и информационной обратной связью.
3. В чем особенность помехоустойчивости систем с обратной связью и их разновидностей, их общие черты, различия?
4. Что понимают под абсолютной и относительной скоростью передачи сообщений?
5. Какие существуют способы увеличения скорости передачи информации?

Раздел 4.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СОВМЕЩЕННЫХ РАДИОЛИНИЙ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

4.1. Общая характеристика многофункциональных информационных систем

Объединение каналов различного функционального назначения в радиолинии одной радиотехнической системы, как отмечалось ранее, является одной из характерных особенностей радиотехнических систем, предназначенных для работы с различными объектами.

С помощью радиотехнических систем должна устанавливаться и поддерживаться непосредственная радиосвязь с объектом в интересах измерения его текущих навигационных параметров, передачи командно-программной информации, приема телеметрической информации, синхронизации шкал бортового и наземного времени.

Первоначально для решения каждой из упомянутых задач применялась отдельная радиотехническая система. Это требовало выделения соответствующего количества несущих частот и использования целого ряда во многом сходных антенн, передатчиков и других устройств. Нерациональность такого технического решения проявилась прежде всего при создании бортовой аппаратуры объекта. Именно здесь возникли серьезные трудности с размещением и энергопитанием однотипных устройств из-за наличия жестких весовых, габаритных и энергетических ограничений. Определенные затруднения имели место также в обеспечении электромагнитной совместимости радиотехнических систем различного назначения при их одновременной работе.

В этих условиях весьма плодотворной оказалась идея объединения функций радиотехнических систем различного назначения в одной многофункциональной радиотехнической системе. Свое конкретное воплощение она получила в виде так называемой многофункциональной ИС.

Многофункциональная ИС выполняет различные функциональные задачи по управлению объектом с помощью общей радиолинии, которая называется совмещенной радиолинией.

Для выполнения различных функциональных задач по управлению объектами в составе многофункциональной ИС имеется аппаратура соответствующего вида: аппаратура передачи командно-программной информации, аппаратура измерения текущих навигационных параметров объекта, аппаратура сверки, фазирования и коррекции бортовой шкалы времени, аппаратура приема телеметрической информации. Наряду с этим приемник, передатчик и антенное устройство являются общими для всех видов аппаратуры.

Аппаратура каждого вида осуществляет формирование сигналов, используемых для решения соответствующей функциональной задачи. Они поступают на устройство формирования совмещенного сигнала, который содержит совокупную информацию различных функциональных каналов. Совмещенный сигнал поступает на передающее устройство, затем в антенну и передается по радиолинии «Земля – борт» к объекту.

Бортовая аппаратура ИС, установленная на объекте, построена по такому же принципу. Поэтому по радиолинии «борт – Земля» также передается совмещенный сигнал, содержащий информацию различных функциональных каналов. Он поступает через антенну и приемник в устройство разделения совмещенного сигнала. Здесь на основе специфических признаков, присущих сигналу каждого функционального канала, осуществляется выделение этих сигналов из совокупного совмещенного сигнала. Выделенные сигналы поступают на обработку в соответствующую аппаратуру.

По принципу построения многофункциональная ИС имеет много общего с многоканальной системой связи, в которой на передающей стороне сигналы отдельных каналов также объединяются в групповой сигнал, а на приемной стороне осуществляется разделение этого сигнала. Это сходство проявляется в использовании общих принципов совмещения и разделения сигналов, в наличии взаимовлияния между отдельными каналами и стремлении к его уменьшению.

Наряду с этим между многофункциональной ИС и многоканальной системой связи имеется существенное различие.

Многоканальная система связи имеет в своем составе только информационные каналы. При этом все источники информации находятся на передающей стороне. Сообщение еще до передачи может быть преобразовано к виду, соответствующему свойствам радиолинии (дискретизация по времени, квантование по уровню, помехоустойчивое кодирование). Конечной целью этих преобразований является получение заданной достоверности при приеме. При этом в зависимости от свойств источников сообщений и выбранных методов передачи отдельные каналы могут отличаться по целому ряду параметров, таких, как полоса занимаемых частот, скорость передачи, отношение сигнал/помеха и т.д. Несмотря на эти отличия, существо процесса передачи сообщений во всех каналах остается неизменным, и многоканальные системы связи в этом смысле можно считать состоящими из однородных каналов.

Многофункциональные ИС содержат одновременно информационные и измерительные каналы. Эти каналы отличаются друг от друга не только характеризующими их параметрами, но и существом процессов получения и преобразования информации.

Измерительная информация, характеризующая взаимное пространственно-временное положение РТС и объекта, возникает только непосредственно в приемном устройстве. В этих условиях она никаким предварительным преобразованиям подвергнута быть не может. Поэтому многофункциональная ИС, в отличие от многоканальной системы связи, содержит неоднородные каналы. Для того чтобы подчеркнуть это отличие, такую ИС называют не многоканальной, а многофункциональной системой.

Отметим основные достоинства многофункциональной ИС по сравнению с совокупностью специализированных радиотехнических систем, решающих те же задачи.

Благодаря многоцелевому использованию передатчиков, приемников и антенно-фидерного тракта аппаратура многофункциональной ИС содержит сигналы для передачи информации, измерения текущих навигационных параметров, эфемероидную информацию и сигналы единого времени. Поэтому радиолиния многофункциональной ИС является совмещенной радиолинией.

4.2. Принцип построения совмещенных радиолиний

Совмещенная радиолиния является составной частью многофункциональной радиотехнической ИС.

Принципы построения совмещенной радиолинии оказывают существенное влияние на характеристики ИС в целом. Так, принципиально важным вопросом для многофункциональной ИС является возможность одновременного или только последовательного выполнения отдельных функций по управлению объектом: передачи командно-программной информации, измерения навигационных параметров объекта, фазирования и коррекции, бортовой шкалы времени и т.п. Эти возможности в значительной мере определяются особенностями построения совмещенной радиолинии.

В основу классификации принципов совмещения может быть положена степень интеграции радиолинии, т.е. степень совместного использования приемно-передающей аппаратуры, полосы частот и времени работы радиолинии для обеспечения функционирования каналов различного назначения. Классификация принципов совмещения, построенная на основе этого признака, показана на рис. 4.1.

Различают совмещение двух типов: аппаратное и сигнальное.

При аппаратном совмещении многофункционально используется только аппаратура (антенны, радиопередатчики, радиоприемники и т.п.), т.е. одни и те же устройства последовательно во времени применяются для передачи и приема различной информации. При передаче каждого вида информации используется свой сигнал специфической структуры.

Например, бортовой радиопередатчик сначала подключается к телеметрической аппаратуре и осуществляет передачу телеметрической информации по радиолинии «борт – Земля», затем он же подключается к выходу бортового радиоприемника и осуществляет ретрансляцию запросных сигналов для измерения текущих навигационных параметров объекта, затем он подключается к бортовому стандарту частоты и времени и осуществляет передачу бортовой секундной метки и ее номера для сверки шкал бортового и наземного времени.

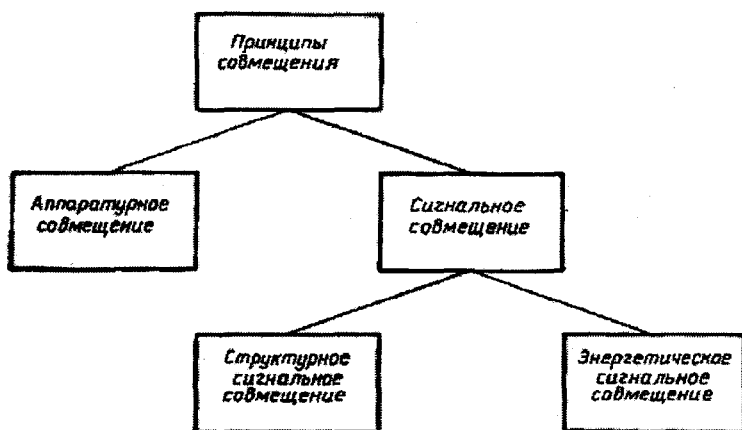


Рис. 4.1. Классификация принципов совмещения.

К числу основных достоинств аппаратурного совмещения следует отнести уменьшение массы, габаритов и энергопотребления основных устройств радиолинии, а также простоту его технической реализации. Так, устройства формирования и разделения совмещенного сигнала при аппаратурном совмещении представляют собой простейшие коммутаторы, которые осуществляют последовательное подключение канальной аппаратуры различного назначения к радиопередатчику и радиоприемнику.

Недостатком аппаратурного совмещения является необходимость больших временных затрат на выполнение функциональных задач, которые в данном случае могут выполняться только последовательно, одна за другой.

Другим, более совершенным принципом построения совмещенных радиолиний является сигнальное совмещение. При нем многофункционально используется не только аппаратура, но и радиосигнал, т.е. для передачи различных видов информации применяются одни и те же устройства, а также один и тот же радио сигнал. Характерной особенностью сигнального совмещения является возможность одновременного выполнения совмещенной радиолинией нескольких функций. Сигнал, передаваемый по радиолинии, является в этом случае совмещенным сигналом, содержащим информацию нескольких функциональных каналов.

При сигнальном совмещении достигается более высокая степень интеграции совмещенной радиолинии. Наряду с сохранением

основного достоинства аппаратурного совмещения в отношении использования одних и тех же устройств для решения различных функциональных задач при сигнальном совмещении появляются дополнительные преимущества, обусловленные более рациональным использованием полосы частот и времени работы радиолинии за счет применения совмещенного сигнала.

Недостатком сигнального совмещения по сравнению с аппаратурным является опасность взаимных помех между одновременно работающими каналами.

В свою очередь, имеется две разновидности сигнального совмещения: структурное сигнальное совмещение и энергетическое сигнальное совмещение.

При структурном сигнальном совмещении для передачи различных видов информации используются различные составляющие совмещенного сигнала. Принцип структурного сигнального совмещения подразумевает возможность совершенно четкого разделения совмещенного сигнала на составляющие, принадлежащие различным функциональным каналам.

В основе практической реализации радиолиний со структурным сигнальным совмещением лежат в основном принципы временного и частотного разделения каналов, широко применяемые при построении многоканальных систем связи и телеметрии. Если информация нескольких функциональных каналов передается одновременно, то каждому из них отводятся определенные полосы частот или спектральные составляющие в совмещенном сигнале. Если информация различных функциональных каналов передается в общей полосе частот, то разделение каналов осуществляется по времени.

При энергетическом сигнальном совмещении для передачи различных видов информации используются одни и те же составляющие совмещенного сигнала. В этом случае сигналы отдельных функциональных каналов передаются одновременно в одной и той же полосе частот. При этом достигается наиболее высокий уровень интеграции совмещенной радиолинии, а многофункциональная радиотехническая система, содержащая такую радиолинию, как правило, обладает наиболее высокими тактико-техническими характеристиками.

Хотя сигнальное совмещение и является более эффективным, чем аппаратурное, однако его реализация требует определенного усложнения передающей и приемной частей радиолинии за счет

включения устройств формирования и разделения совмещенного сигнала. Поэтому сигнальное совмещение применяется, как правило, только тогда, когда в этом возникает необходимость, т.е. если по тем или иным соображениям радиотехническая система должна обеспечить одновременную работу нескольких функциональных каналов. По отношению к каналам, для которых такой необходимости нет, применяется аппаратное совмещение.

На практике в реальных многофункциональных радиотехнических системах наиболее часто встречается сочетание аппаратурного и сигнального принципов совмещения.

В качестве примера рассмотрим необходимость одновременного выполнения функциональных операций многофункциональной станции ИС, предназначенной для управления высокодинамичными объектами. Обобщенные результаты анализа для радиолиний «Земля – борт» и «борт – Земля» приведены в таблицах 4.1 и 4.2 соответственно.

Таблица 4.1

Обобщенные результаты анализа одновременного выполнения функциональных операций по управлению высокодинамичным объектом для радиолинии «Земля – борт».

№ п/п	Функциональные операции	1	2	3	4
1	Передача командно-программной информации	X	+	–	–+
2	Передача запросных сигналов для измерения текущих навигационных параметров объекта	+	X	+	
3	Фазирование и коррекция бортовой шкалы времени	–	+	X	–
4	Передача специальной информации на объект	–	+	–	X

Таблица 4.2

Обобщенные результаты анализа одновременного выполнения функциональных операций по управлению высокодинамичным объектом для радиолинии «борт – Земля».

№ п/п	Функциональные операции	1	2	3	4	5
1	Прием квитанций о прохождении командно-программной информации	X	+	–	+	+
2	Измерение текущих навигационных параметров объекта	+	X	+	+	+
3	Сверка бортовой шкалы времени	–	+	X	–	–
4	Прием телеметрической информации	+	+	–	X	–
5	Прием специальной информации с объекта	+	+	–	–	X

Данные, приведенные в табл. 4.1, свидетельствуют о том, что в радиолинии «Земля – борт» передача запросных сигналов для измерения текущих навигационных параметров объекта должна осуществляться одновременно с другими функциональными операциями. Действительно, для низкоорбитальных космических аппаратов характерно довольно быстрое изменение параметров орбиты под действием возмущающих факторов, основным из которых является изменение плотности атмосферы на больших высотах. Поэтому уточнение параметров орбиты для таких космических аппаратов выполняется достаточно часто, а измерение текущих навигационных параметров космических аппаратов осуществляется почти в каждом сеансе связи. По времени эта операция занимает значительную часть общей продолжительности сеанса связи, так как количество измерений должно быть достаточным для их статистической обработки и получения требуемой точности определения параметров орбиты космического аппарата. Поэтому последовательное выполнение этой операции с другими в условиях ограниченной длительности сеанса связи нежелательно. Остальные функциональные операции в радиолинии «Земля – борт», такие, как передача командно-программной и специальной информации к объекту, фазирование и коррекция бортовой шкалы времени, могут осуществляться последовательно.

Таким образом, в радиолинии «Земля – борт» целесообразно использовать сигнальное совмещение измерения текущих навигационных параметров объекта с другими операциями и аппаратурное совмещение остальных операций между собой. При использовании в ИС беззапросных методов измерения текущих навигационных параметров в радиолинии «Земля – борт» можно обойтись только аппаратурным совмещением.

Из табл. 4.2 следует, что радиолиния «борт – Земля» является более напряженной по количеству выполняемых с ее помощью операций, так как к ней предъявляется требование одновременного измерения текущих навигационных параметров объекта и выполнения других операций. Кроме того, при выполнении сверки шкалы бортового времени требуется знать текущее значение времени распространения радиосигнала от объекта до станции ИС. Если указанная операция может осуществляться одновременно с изме-

рением дальности до объекта, то это создает благоприятные условия для обеспечения высокой точности сверки бортовой шкалы времени, хотя сама по себе эта операция занимает сравнительно небольшое время и вполне может выполняться последовательно с остальными.

В радиолинии «борт – Земля» желательно также иметь возможность передачи квитанций о прохождении командно-программной информации одновременно с большинством других операций. Это обусловлено тем, что необходимость в передаче разовых команд может возникнуть оперативно, непосредственно в ходе сеанса связи, когда по радиолинии передается телеметрическая или специальная информация.

Таким образом, в радиолинии «борт – Земля» желательно использовать сигнальное совмещение с другими операциями измерения текущих навигационных параметров объекта и приема квитанций о прохождении командно-программной информации. Для остальных операций может быть применено аппаратурное совмещение.

4.3. Совмещенные радиолинии с простыми импульсными сигналами

Совмещенные радиолинии, построенные на основе простых сигналов, используют различные виды аппаратного и структурного сигнального совмещения. Поскольку реализация аппаратурного совмещения, при котором радиолиния последовательно во времени используется для выполнения различных функциональных операций, предельно проста, в дальнейшем будем рассматривать только практические пути реализации сигнального совмещения.

В радиолиниях с импульсным излучением принципы сигнального совмещения наиболее просто реализуются на основе временного разделения каналов. Типовые структуры совмещенных сигналов в радиолиниях «Земля – борт» и «борт – Земля» ИС изображены на рис. 4.2.

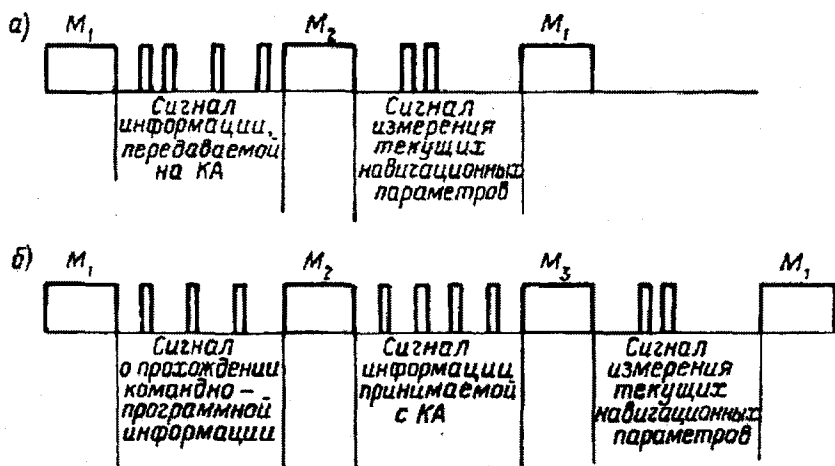


Рис. 4.2. Типовые структуры совмещенных сигналов в радиолиниях «Земля – борт» и «борт – Земля» ИС.

В радиолинии «Земля – борт», как было показано ранее, необходимо обеспечить сигнальное совмещение измерения текущих навигационных параметров объекта с передачей различных видов информации. Для этого сигнал, излучаемый станцией ИС (рис. 4.2, а), состоит из двух частей: первая содержит составляющие, используемые для передачи информации на борт объекта, а вторая – составляющие, предназначенные для измерения текущих навигационных параметров объекта.

Для надежного разделения частей совмещенного сигнала каждая из них начинается маркером, представляющим собой определенную кодовую комбинацию импульсов. Маркер информационного канала, располагающийся в начале посылки, излучаемой станцией ИС, фиксирует начало передачи и, кроме того, служит ключом, указывающим, что передача адресована только определенному объекту. В интересах повышения имитостойкости передачи сообщений к объекту кодовая комбинация этого маркера может изменяться по определенной временной программе. Порядок изменения кода маркера должен быть заранее известен в пункте приема.

Вслед за маркером информационного канала в совмещенном сигнале располагаются один или несколько импульсов, используемых для измерения текущих навигационных параметров объекта. В ИС с импульсным излучением наиболее широко применяется запросный метод измерения дальности до объекта. В этом случае совмещенный сигнал содержит запросные импульсы измерения дальности. Кроме того, запросные импульсы измерительного канала могут содержать признак, определяющий их принадлежность конкретной ИС.

На рис. 4.2, б показана структура совмещенного сигнала в радиолинии «борт – Земля». Как следует из табл. 4.2, здесь желательно обеспечить сигнальное совмещение с другими операциями измерения текущих навигационных параметров объекта и приема квитанций о прохождении командно-программной информации. Принцип формирования совмещенного сигнала в данном случае аналогичен тому, который использовался в радиолинии «Земля – борт».

Совмещенный сигнал, излучаемый бортовой аппаратурой, состоит из трех частей, первая содержит составляющие, используемые для передачи квитанций о прохождении командно-программной информации, вторая – составляющие для передачи других видов информации и третья – составляющие для измерения текущих навигационных параметров объекта.

Надежное разделение совмещенного сигнала на составляющие, принадлежащие отдельным функциональным каналам, также осуществляют маркеры. Они же могут использоваться для селекции объектов.

Комбинация импульсов, передаваемая вслед за первым маркером, содержит сведения о результатах приема бортовой аппаратурой командно-программной информации. Она может иметь различную структуру в зависимости от вида обратной связи, примененного для повышения достоверности передачи сообщений.

Комбинация импульсов, передаваемая между вторым и третьим маркерами, предназначена для передачи телеметрической или специальной информации или для передачи секундной мерки бортового времени и ее номера с начала бортовых суток. Для различения указанных видов информации передаваемая комбинация импульсов, как правило, содержит специальные признаки.

Совмещенный сигнал содержит один или несколько импульсов, используемых для измерения текущих навигационных параметров объекта, например ответные импульсы измерения дальности.

Для повышения помехозащищенности ИС структура маркеров в радиолиниях «Земля – борт» и «борт – Земля» выбирается различной, а если они изменяются, то по разным временным программам. С этой же целью для передачи информации в отдельных каналах совмещенной радиолинии используются различные варианты импульсных кодов.

К числу достоинств совмещенных радиолиний, построенных на принципе временного разделения каналов прежде всего следует отнести относительную простоту их реализации. Устройства формирования и разделения совмещенного сигнала в этом случае состоят из регистров сдвига, электронных коммутаторов, счетчиков и других элементов цифровой техники, которые легко создаются на основе интегральных микросхем и надежно работают как в наземной, так и в бортовой аппаратуре.

Другим важным достоинством такой совмещенной радиолинии является то, что присутствие нелинейных элементов в приемнике не приводит к возникновению взаимных помех между отдельными каналами, поскольку в каждый момент времени по радиолинии передается сигнал только одного канала.

4.4. Совмещенные радиолинии с простыми непрерывными сигналами

Структурное сигнальное совмещение наиболее часто применяется в радиолиниях с непрерывным излучением.

В данном случае каждому каналу отводится своя полоса частот в общей полосе частот совмещенной радиолинии. Несущее высокочастотное колебание при этом одновременно модулируется несколькими поднесущими колебаниями. Каждое из поднесущих колебаний, в свою очередь, может модулироваться колебаниями, передающими информацию или используемыми для измерения текущих навигационных параметров объекта.

Типичный спектр совмещенного сигнала такой радиолинии показан на рис. 4.3. Его формирование происходит в два этапа. На первом этапе осуществляется модуляция колебаний поднесущих

частот $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n$ сигналами, содержащими передаваемую информацию, а на втором этапе происходит модуляция несущего колебания суммой модулированных поднесущих.

Таким образом, первой особенностью совмещенной радиолинии с частотным разделением каналов является модуляция несущего высокочастотного колебания сложным сигналом, представляющим собой сумму сигналов отдельных каналов.

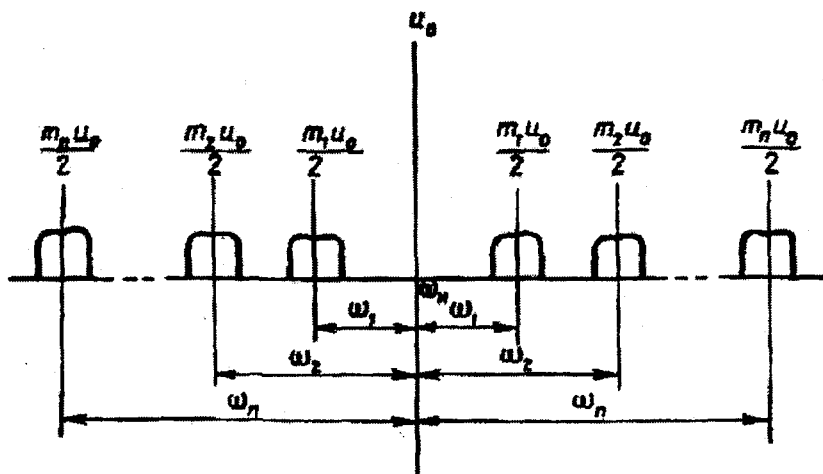


Рис. 4.3. Спектр совмещенного сигнала.

Второй характерной особенностью такой радиолинии является стремление иметь в спектре совмещенного сигнала остаток несущей частоты, достаточный для его надежного обнаружения и выделения. Кроме того, остаток несущего колебания часто используется для измерения доплеровского сдвига частоты в радиолинии «борт – Земля» с целью последующего определения радиальной скорости движения объекта. Поэтому необходимо обеспечить постоянство величины остатка несущей в совмещенном сигнале при изменении условий работы других каналов.

Указанные особенности совмещенных радиолиний с частотным разделением каналов имеют решающее значение при выборе основных характеристик как отдельных каналов, так и радиолинии в целом. Например, они учитываются при выборе вида модуляции несущего колебания совмещенной радиолинии.

Отметим, что в качестве поднесущих могут использоваться не только гармонические колебания, но и простые сигналы других видов, например описываемые функциями хааровского типа (функции Хаара, Уолша, Шаудера, Радемахера).

Модулирующий сигнал в общем случае можно представить в виде суммы гармонических колебаний (начальными фазами колебаний пренебрегаем):

$$m(t) = \sum_{k=1}^n m_k \cos \omega_k t, \quad (4.1)$$

где m_k — амплитуда сигнала k -го канала; n — число одновременно работающих каналов.

При амплитудной модуляции закон изменения модулирующего сигнала переносится на амплитуду несущего высокочастотного колебания, которое описывается выражением:

$$U(t) = U_0 \left(1 + \sum_{k=1}^n m_k \cos \omega_k t \right) \cos \omega_n t, \quad (4.2)$$

где U_0 — амплитуда немодулированной несущей; m_k — доля коэффициента глубины модуляции несущей, приходящаяся на k -й канал, $m_k = \frac{\Delta U_k}{U_0}$.

Разложение выражения (4.2) на синусоидальные составляющие дает известный результат:

$$U(t) = U_0 \cos \omega_n t + \sum_{k=1}^n \frac{m_k U_0}{2} \cos(\omega_n + \omega_k)t + \sum_{k=1}^n \frac{m_k U_0}{2} \cos(\omega_n - \omega_k)t.$$

Из выражения (4.3) следует, что при использовании амплитудной модуляции в совмещенной радиолинии величина несущего колебания не зависит от частоты и амплитуды сигналов отдельных каналов.

При угловой модуляции высокочастотное колебание, модулированное суммарным сигналом, имеет вид

$$U(t) = U_0 \cos \left(\omega_k t + \sum_{k=1}^n m_k \cos \omega_k t \right), \quad (4.4)$$

где m_k — доля индекса угловой модуляции, приходящаяся на k -й канал.

В случае фазовой модуляции в роли индекса модуляции выступает отклонение фазы

$$m_k = \Delta \varphi_k.$$

При частотной модуляции индекс модуляции определяется отношением девиации частоты к модулирующей частоте:

$$m_k = \frac{\Delta \omega_k}{\Omega_k}.$$

Разложение выражения (4.4) на синусоидальные составляющие дает результат:

$$U(t) = U_0 \sum_{p,r,q=-\infty}^{+\infty} I_p(m_1) I_r(m_2) \dots I_q(m_n) * \cos(\omega_n + p\omega_1 + r\omega_2 + \dots + q\omega_n), \quad (4.5)$$

где $I_n(m)$ — функция Бесселя первого рода n -го порядка; p, r, q — целочисленные независимые переменные.

Величина остатка несущей при фазовой и частотной модуляции может быть получена, если в выражении (4.5) положить $p = 0, r = 0, \dots, q = 0$. Тогда

$$U_n(t) = U_0 I_0(m_1) I_0(m_2) \dots I_0(m_n) \cos \omega_n t. \quad (4.6)$$

Таким образом, величина остатка несущей в спектре совмещенного сигнала при угловой модуляции зависит от значений индексов модуляции каналов. Величина остатка несущей будет неизменной, если будут неизменными индексы модуляции m_1, m_2, m_n . Это сравнительно легко удастся обеспечить при фазовой модуляции (манипуляции), когда для каждого канала устанавливается фиксированная величина отклонения (сдвига) фазы. При этом изменения модуляционных частот, имеющие место при передаче информации, не оказывают влияния на величину индекса фазовой модуляции.

При частотной модуляции, напротив, обеспечить постоянство остатка несущей в спектре совмещенного сигнала крайне трудно из-за того, что индекс частотной модуляции зависит от величины модулирующей частоты. Это обстоятельство, а также наличие выраженного порогового эффекта являются причиной того, что частотная модуляция не находит широкого применения в совмещенных космических радиолиниях.

Важным обстоятельством при построении совмещенных радиолиний является правильный выбор параметров совмещаемых каналов, определяющий распределение мощности передатчика между ними и обеспечивающий благоприятные энергетические соотношения в каждом из каналов.

При временном разделении энергия сигнала распределяется между каналами пропорционально временным интервалам, отведенным каждому из них.

При частотном разделении, поскольку сигналы всех каналов должны передаваться одновременно, модуляция несущей частоты передатчика осуществляется суммарным сигналом всех каналов. При этом важную роль играет соотношение уровней сигналов каждого канала в суммарном сигнале, которое определяет относительную долю общего индекса (коэффициента) модуляции, приходящуюся на каждый канал, а следовательно, и энергетические соотношения в канале.

Воспользуемся выражением для энергетического потенциала радиолинии H , под которым понимают произведение отношения мощностей сигнал/шум на входе приемника на полосу частот F , занимаемую радиолинией,

$$H = \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} F.$$

В совмещенной радиолинии с частотным разделением каналов суммарный энергетический потенциал распределяется между одновременно работающими каналами. Поэтому

$$H_0 + H_1 + H_2 + \dots + H_n = H_{\Sigma}(K_0 + K_1 + K_2 + \dots + K_n), \quad (4.7)$$

где $H_0, \dots, H_n$ – энергетические потенциалы каналов; H_{Σ} – суммарный энергетический потенциал совмещенной радиолинии;

$K_0, \dots, K_n$ – коэффициенты, определяющие долю мощности бортового передатчика, приходящуюся на соответствующий канал; n – число каналов, работающих одновременно в различных участках полосы частот совмещенной радиолинии.

Соотношение (4.7) при известных значениях коэффициентов H позволяет судить о распределении энергетического потенциала совмещенной радиолинии между отдельными каналами.

При выборе параметров совмещенной радиолинии соотношение (4.7) позволяет определить значения коэффициентов K по заданной структуре совмещаемых каналов и используемых в них сигналов.

Для расчета коэффициентов K используются пороговые значения энергетических потенциалов, которые представляют собой минимальное отношение мощностей сигнал/шум в полосе канала, обеспечивающее его нормальное функционирование. В этом случае соотношение (4.7) принимает вид:

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{0\text{пор}} F_0 + \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{1\text{пор}} F_1 + \dots + \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{n\text{пор}} F_n = H_{\Sigma} (K_0 + K_1 + \dots + K_n), \quad (4.8)$$

где $F_0, \dots, F_n$ – полосы частот каналов; $\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{0\text{пор}}, \dots, \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{n\text{пор}}$ – пороговые отношения сигнал/шум; H_{Σ} – пороговый энергетический потенциал совмещенной радиолинии.

Из соотношения (4.8) непосредственно следует, что

$$K_0 = \frac{\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{0\text{пор}} F_0}{H_{\Sigma \text{ пар}}}; K_1 = \frac{\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{1\text{пор}} F_1}{H_{\Sigma \text{ пар}}}; K_n = \frac{\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{n\text{пор}} F_n}{H_{\Sigma \text{ пар}}}. \quad (4.9)$$

Таким образом, мощность передатчика совмещенной радиолинии распределяется между каналами прямо пропорционально их пороговым энергетическим потенциалам. При этом если в радиолинии имеется некоторый энергетический запас, то он распределяется между каналами так, что обеспечивает одинаковое превышение сигнала над пороговым уровнем в каждом канале.

Получение необходимых значений коэффициентов K , определяемых соотношениями (4.9), обеспечивается соответствующим распределением величины суммарного коэффициента (индекса) модуляции совмещенной радиолинии между каналами. Как правило, в каждом из каналов используется своя гармоническая поднесущая. Средняя мощность сигнала, модулированного по амплитуде несколькими гармоническими колебаниями, определяется из соотношения (4.3):

$$P_{\text{ср}} = P_0[1 + 0,5(m_1^2 + m_2^2 + \dots + m_n^2)],$$

где P_0 — мощность немодулированного несущего колебания. При этом

$$m_1 + m_2 + \dots + m_n \leq 1.$$

Отсюда следует, что при амплитудной модуляции несущего высокочастотного колебания совмещенной радиолинии

$$K_0 = 1; K_1 = 0,5m_1^2; K_2 = 0,5m_2^2; \dots; K_n = 0,5m_n^2$$

или

$$m_1 = \sqrt{2K_1}; m_2 = \sqrt{2K_2}; \dots m_n = \sqrt{2K_n}. \quad (4.10)$$

Соотношения (4.10) позволяют распределить суммарный коэффициент глубины амплитудной модуляции между каналами совмещенной радиолинии.

Следует заметить, что средняя мощность сигнала при амплитудной модуляции зависит от числа модулирующих колебаний. Так, при равномерном распределении суммарного коэффициента глубины модуляции между отдельными каналами получаются значения средней мощности сигнала, приведенные в табл. 4.3.

Таблица 4.3

Значения средней мощности сигнала

n	1	2	3	4	5	6	7
$P_{\text{ср}}$	1,5	1,25	1,165	1,125	1,100	1,083	1,071

Из табл. 4.3 следует, что с увеличением числа каналов средняя мощность совмещенного амплитудно-модулированного колебания довольно быстро падает. Это приводит к недостаточно эффективному использованию мощности передатчика. Поэтому амплитуд-

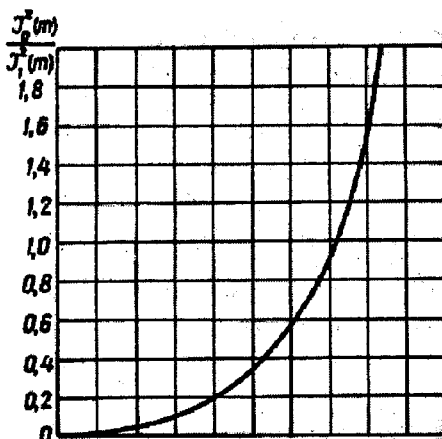


Рис. 4.4. График зависимости отношения квадратов функций Бесселя первого и нулевого порядка от величины аргумента m .

На рис. 4.4 изображен график зависимости отношения квадратов функций Бесселя первого и нулевого порядка от величины аргумента m . График позволяет определить величину индекса модуляции, приходящегося на соответствующий канал, по известному отношению

$$\frac{I_1^2(m)}{I_0^2(m)}.$$

Реализация совмещенной радиолинии с частотным разделением каналов требует несколько более сложного оборудования по сравнению с временным разделением каналов. Так, в устройстве разделения (рис.4.4) совмещенного сигнала в этом случае применяются полосовые фильтры, выделяющие сигналы отдельных каналов. Из-за наличия в космических радиолиниях доплеровского эффекта как несущие, так и поднесущие частоты непрерывно изменяются в течение сеанса связи. Поэтому фильтры, выделяющие сигналы отдельных каналов, приходится делать следящими. Опасность возникновения перекрестных помех между каналами вынуждает предъявлять жесткие требования к частотным характеристикам фильтров. Однако эти недостатки полностью компенсируются возможностями получения высокой информативности совмещенной радиолинии и сокращения продолжительности сеанса

связи за счет одновременной передачи и приема информации нескольких каналов.

Наиболее сложными по принципам построения и функционирования являются совмещенные радиолинии ИС дальнего космоса. Они содержат наибольшее число каналов различного назначения и, как правило, строятся на основе использования комбинированных методов совмещения, например временного и частотного одновременно.

4.5. Совмещенные радиолинии со сложными сигналами

Ряд трудностей, обусловленных противоречивыми требованиями к совмещенному сигналу со стороны каналов различного функционального назначения, удастся успешно преодолеть при использовании в совмещенной радиолинии сложных сигналов.

Основной количественной характеристикой сложного сигнала является его база:

$$FT \gg 1, \quad (4.13)$$

где F — полоса частот, занимаемая сигналом; T — длительность сигнала.

Качественно основная особенность сложных сигналов проявляется в том, что, являясь сигналами регулярной структуры, они вместе с тем по некоторым своим важным свойствам аналогичны сигналам типа «белый шум». Поэтому сложные сигналы называют также псевдошумовыми сигналами (ПШС); псевдослучайными сигналами (ПСС), шумоподобными сигналами (ШПС), широкополосными шумоподобными сигналами (ШППС). В дальнейшем будем придерживаться термина «псевдошумовой сигнал».

Сложные сигналы могут быть получены из простых путем их дополнительной модуляции. Наиболее просто реализуется дискретная модуляция (манипуляция) амплитуды частоты или фазы сигнала.

В многофункциональных радиотехнических системах широко применяется модуляция псевдослучайными последовательностями (ПСП), среди которых наибольшее распространение получили двоичные ПСП максимальной длительности, сокращенно называемые М-последовательностями.

Генерирование двоичных ПСП осуществляется регистром сдвига с обратной связью. Структурная схема трехкаскадного генератора двоичной ПСП изображена на рис. 4.5.

Регистр состоит из последовательно соединенных триггерных ячеек, которые могут принимать два устойчивых состояния: одно из них соответствует двоичному символу, а другое – 0. Таким образом, в регистр может быть записано трехразрядное двоичное число $x_3x_2x_1$.

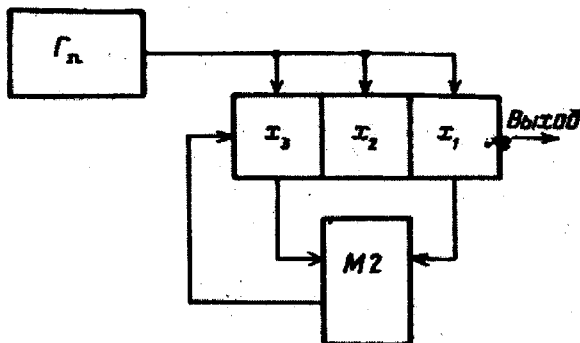


Рис. 4.5. Схема трехкаскадного генератора двоичной ПСП.

В моменты подачи импульсов тактового генератора происходит сдвиг вправо символов, записанных в регистре, а в первый слева каскад записывается символ с выхода сумматора по mod 2. Поэтому $x_4 = x_3 \oplus x_1$, $x_5 = x_4 \oplus x_2$... и т.д. Так могут быть получены все символы двоичной последовательности, формируемой генератором. Например, при исходном состоянии регистра $x_1 = 1$, $x_2 = 1$, $x_3 = 1$ последовательность символов, поступающих на выход генератора, имеет вид:

$$\{x\} = 111010011101001101...$$

Нетрудно заметить, что формируемая двоичная последовательность является периодической. Ее период равен семи элементам. Для трехкаскадного генератора это максимально возможный период, так как этим числом исчерпываются все возможные трехразрядные комбинации двоичного кода, возникающие в регистре (комбинация 000 считается запрещенной и не имеет другого

продолжения). Таким образом, генератор, показанный на рис. 4.5, обеспечивает формирование ПСП максимальной длительности, т.е. М-последовательности с периодом семь элементов.

В общем случае использования генератора ПСП, содержащего n -каскадный регистр сдвига, количество элементов в периоде выходной последовательности L удовлетворяет соотношению:

$$L \leq 2^n - 1. \quad (4.14)$$

Для М-последовательностей в соотношении (4.14) имеет место равенство, т.е.

$$L = 2^n - 1. \quad (4.15)$$

При заданном числе каскадов генератора число элементов в периоде выходной последовательности зависит от количества и мест подключения сумматоров по мод-2.

Количество вариантов включения сумматоров, обеспечивающее получение М-последовательностей, определяется соотношением:

$$N = \frac{\varphi(L)}{n}, \quad (4.16)$$

где $\varphi(L)$ – функция Эйлера, представляющая собой количество чисел (включая единицу), меньших, чем L , и взаимно простых с L .

При различных местах подключения сумматоров в цепи обратной связи генератора формируемые М-последовательности имеют различный порядок следования символов в периоде. Поэтому соотношение (4.16) дает возможность определить количество различных правил кодообразования М-последовательностей при заданном числе каскадов генератора или количество М-последовательностей различной структуры, формируемых n -каскадным генератором.

В табл. 4.4 приведены результаты вычисления величины N для генераторов с различным числом каскадов.

Таблица 4.4

Количество вариантов подключения сумматоров для генераторов ПСП с различным числом каскадов.

n	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
N	1	2	2	6	6	18	16	48	60	176	144	630	756	1800	2048	7710	7776	27594

Результаты, приведенные в табл. 4.4, свидетельствуют о том, что количество М-последовательностей различной структуры относительно невелико. В то же время в совмещенных радиопереносах зачастую необходимо иметь возможность формирования и передачи значительно большего числа ПСП с одинаковым числом элементов в периоде. В этом случае может использоваться генератор составных ПСП (рис. 4.6), которые получили наименование кодов Голда.

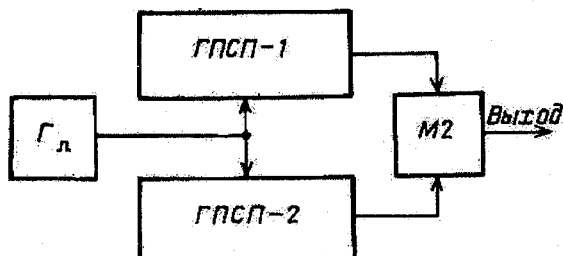


Рис. 4.6. Схема генератора последовательностей Голда.

Формирование кодовых последовательностей Голда основано на сложении по mod 2 пары М-последовательностей различной структуры, но с одинаковым числом элементов в периоде. Генераторы М-последовательностей ГПСП-1 и ГПСП-2 работают от общего тактового генератора. Сложение М-последовательностей осуществляется посимвольно. ПСП, получающаяся в результате сложения, уже не будет М-последовательностью, но будет иметь то же число элементов в периоде. Используя разные начальные заполнения одного из регистров сдвига, можно получать разные последовательности Голда. Количество формируемых ПСП в данном случае равно количеству вариантов начального заполнения одного из регистров, которое равно L .

Так, например, при использовании десятикаскадного регистра сдвига можно, изменив правило кодообразования, сформировать 60 М-последовательностей различной структуры с периодом 1023 элемента. С помощью генератора составных ПСП, содержащего два десятикаскадных регистра сдвига, можно сформировать две М-последовательности и еще 1023 ПСП различной структуры с таким же числом элементов в периоде.

Важным обстоятельством является то, что величина выбросов функции взаимной корреляции любой пары последовательностей Голда только в два раза больше, чем у М-последовательностей с тем же числом элементов в периоде.

Примером использования кодов Голда в совмещенной радиолинии может служить радиолиния «навигационный объект – потребитель».

В некоторых случаях возникает задача формирования ПСП с очень большим числом элементов в периоде. Необходимость в таких ПСП встречается, например, при создании совмещенных радиолиний дальнего космоса. Для их формирования также может использоваться генератор составных последовательностей, показанный на рис. 4.6, однако входящие в его состав ГПСП выбираются из других условий. ГПСП генератора составных последовательностей формируют в этом случае М-последовательности с различным числом элементов в периоде. При этом числа L_1 и L_2 выбираются взаимно простыми. Тогда составная ПСП, формируемая на выходе генератора, будет иметь период $L = L_1 L_2$. Например, если генератор составных последовательностей содержит два генератора М-последовательностей с $n=7$ и $n=8$, то $L_1=127$, $L_2=255$, а период формируемой ПСП $L=127 \cdot 255=32385$. При необходимости получения более «длинных» ПСП можно увеличить число ГПСП, входящих в состав генератора составных последовательностей.

В случае необходимости дальнейшего расширения ансамбля ПСП с одинаковым числом элементов в периоде могут быть использованы нелинейные рекуррентные последовательности. Такие последовательности также формируются регистром сдвига, в цепи обратной связи которого включен нелинейный элемент, снимающий запрет с кодовой комбинации, состоящей из n нулей. Период двоичной ПСП в этом случае

$$L = 2^n.$$

Количество нелинейных рекуррентных последовательностей различной структуры, которые можно сформировать с помощью n -каскадного регистра сдвига, определяется соотношением:

$$N = 2^{2^{n-1} - n}.$$

Например, при $n = 10$ количество нелинейных рекуррентных последовательностей различной структуры составляет 2^{502} , что значительно превышает количество М-последовательностей и кодов Голда, формируемых аналогичным генератором.

4.6. Свойства псевдослучайных последовательностей

Наиболее широкое применение в совмещенных радиоприемниках из-за простоты их генерирования, а также благодаря целому ряду полезных свойств, находят М-последовательности. Рассмотрим их структурные, корреляционные и спектральные свойства.

Структурные свойства

1. Количество элементов в периоде М-последовательности $L = 2^n - 1$, где n — число каскадов формирующего ее регистра сдвига.

2. В периоде М-последовательности встречаются все возможные n -элементные комбинации двоичного кода, кроме нулевой.

3. Количество единиц и нулей в периоде М-последовательности составляет соответственно

$$L_1 = 2^{n-1}; L_0 = 2^{n-1} - 1.$$

Таким образом, количество единичных символов в периоде М-последовательности всегда на единицу превышает количество нулевых символов.

4. М-последовательность, сложенная по mod 2 со своим циклическим сдвигом, дает ту же М-последовательность с другим циклическим сдвигом. Например, для 7-элементной М-последовательности

$$\begin{array}{r} 1110100 \\ \oplus \\ 1010011 \\ \hline 0100111 \end{array}$$

5. Более глубокое представление о структуре М-последовательности дает характер группирования символов в периоде. Если под k -элементной группой понимать последователь-

ность из одинаковых символов (единиц или нулей), то количество таких групп определяется соотношениями:

$$N_1(k) = \begin{cases} 2^{n-k-2} & \text{при } k \leq n-2 \\ 0 & \text{при } k = n-1 \\ 1 & \text{при } k = n \end{cases} \quad (4.17)$$

$$N_0(k) = \begin{cases} 2^{n-k-2} & \text{при } k \leq n-2 \\ 1 & \text{при } k = n-1 \\ 0 & \text{при } k = n \end{cases} \quad (4.18)$$

Например, в периоде 7-элементной М-последовательности, как следует из формул (4.17) и (4.18), содержится одна группа вида 111 и одна группа вида 1, одна группа вида 00 и одна группа вида 0. Группы, состоящие из одинаковых символов, иногда называют сериями.

Корреляционные свойства

При рассмотрении структурных свойств М-последовательности использовалось ее математическое отображение в виде последовательности двоичных чисел $\{x\}$. Однако практическое применение М-последовательностей в радиотехнических системах связано с формированием сигналов соответствующей структуры $x(t)$.

Наиболее широко распространенным видом сигналов, построенных на основе двоичных последовательностей, являются двух-полярные сигналы.

На рис. 4.7 показан такой сигнал, соответствующий структуре 7-элементной М-последовательности. В этом сигнале символу соответствует посылка положительной полярности единичной амплитуды длительностью τ_0 , а символу 0 – такая же посылка отрицательной полярности. В силу периодичности М-последовательности сигнал $x(t)$ также является периодическим. Его период $T = L\tau_0$.

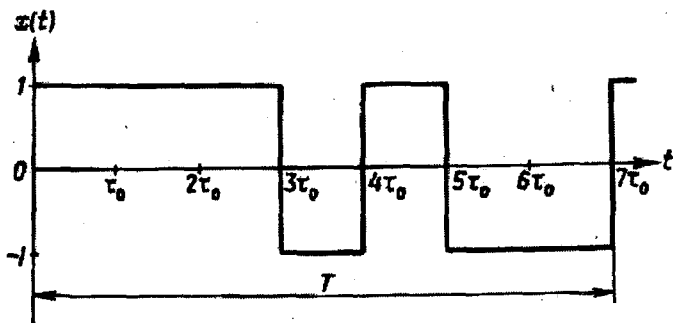


Рис. 4.7. Сигнал, соответствующий структуре 7-элементной М-последовательности.

Вычислим нормированную автокорреляционную функцию сигнала $x(t)$, воспользовавшись выражением:

$$R(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t-\tau)dt. \quad (4.19)$$

При $\tau = 0$ подынтегральная функция в выражении (4.19) имеет вид $x^2(t)$, т.е. состоит из посылок единичной амплитуды и положительной полярности. Поэтому определенный интеграл в выражении (4.19) равен площади прямоугольника со сторонами 1 и T , т.е. величине T . Отсюда

$$R_0 = \frac{1}{T} = 1$$

При $\tau = \tau_0$ подынтегральная функция представляет собой произведение $x(t)x(t-\tau_0)$ двух сигналов, один из которых соответствует М-последовательности, а другой – ее циклическому сдвигу на один элемент. Между перемножением таких сигналов и сложением по mod 2 их двоичных аналогов существует взаимно однозначное соответствие, а именно: для получения двоичной структуры сигнала, который является результатом перемножения двухполярных последовательностей, достаточно сложить по mod 2 их двоичные аналоги и инвертировать полученную сумму, т.е. символ 0 заменить на символ 1, а символ 1 – на 0.

Но при сложении по mod 2 М-последовательности с ее циклическим сдвигом всегда получается та же М-последовательность с другим циклическим сдвигом (по свойству 4). Поэтому после перемножения сигналов $x(t)$ и $x(t - \tau_0)$ получится сигнал, соответствующий инвертированной М-последовательности. По свойству 3 в ней число нулевых символов будет на единицу больше числа единичных символов, т.е. число посылок отрицательной полярности в сигнале будет на единицу больше числа посылок положительной полярности. Поэтому после интегрирования в выражении (4.19), получим:

$$R(\tau_0) = \frac{-\tau_0}{T} = -\frac{1}{L}.$$

Этот же результат вычисления $R(\tau)$ будет получаться при сдвигах $\tau = 2\tau_0, 3\tau_0, 4\tau_0$ и т.д. Только при сдвиге $\tau = L\tau_0$ вновь получим $R(L\tau_0) = 1$ (по свойству 1).

Так как элементы сигнала $x(t)$ имеют прямоугольную форму, то характер изменения автокорреляционной функции между вычисленными значениями будет линейным. Поэтому построить автокорреляционную функцию М-последовательности можно, нанеся на график вычисленные значения и соединив эти точки отрезками прямых линий.

Вид нормированной автокорреляционной функции М-последовательности показан на рис. 4.8. Она имеет узкий корреляционный пик и большую область малой корреляции. Корреляционный пик становится уже у основания при уменьшении длительности τ_0 элемента последовательности. В области малой корреляции значения автокорреляционной функции уменьшаются по абсолютной величине с ростом L — числа элементов в периоде М-последовательности.

Таким образом, автокорреляционная функция видеосигнала последовательности будет приближаться по виду к автокорреляционной функции белого шума (δ -функции) при уменьшении длительности одного элемента последовательности и увеличении их числа в периоде.

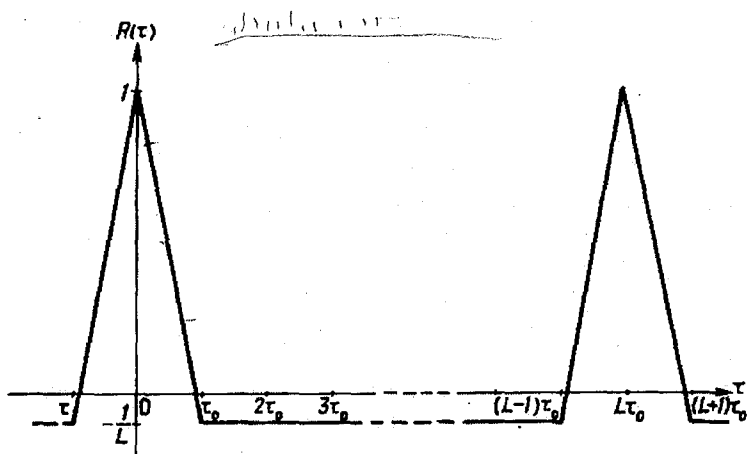


Рис. 4.8. Вид нормированной автокорреляционной функции М-последовательности.

Автокорреляционная функция видеосигнала М-последовательности в пределах одного периода показана на рис. 4.8. Ее математическая запись имеет следующий вид:

$$R(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{L+1}{L} \frac{|\tau|}{\tau_0}, & \text{при } \frac{|\tau|}{\tau_0} < 1; \\ -\frac{1}{L}, & \text{при } \frac{|\tau|}{\tau_0} \geq 1. \end{cases} \quad (4.20)$$

Корреляционные свойства М-последовательности лежат в основе построения и работы устройств приема и выделения сигналов, имеющих соответствующую структуру.

Спектральные свойства

Энергетический спектр видеосигнала М-последовательности можно найти, применив преобразование Фурье

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (4.20)$$

к нормированной автокорреляционной функции, показанной на рис. 4.8.

После выполнения необходимых вычислений получим:

$$S(\omega) = \frac{2(L+1)}{L^2} \left(\frac{\sin\left(\frac{\omega\tau_0}{2}\right)}{\frac{\omega\tau_0}{2}} \right)^2 \sum_{k=1}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{L\tau_0}\right) + \frac{1}{L^2} \delta(\omega), \quad (4.21)$$

где $\delta(\omega)$ – дельта-функция; $k=1, 2, 3 \dots$

Энергетический спектр видеосигнала М-последовательности показан на рис. 4.9. Это линейчатый спектр. Его огибающая изменяется по закону $\left(\frac{\sin x}{x}\right)^2$ и имеет минимумы, равные нулю, на частотах, соответствующих значениям аргумента, кратным π , т.е.

$$\frac{\omega\tau_0}{2} = k\pi;$$

$$\omega = k \frac{2\pi}{\tau_0} = k\omega_T,$$

где ω_T – тактовая частота, подаваемая на регистр сдвига при формировании М-последовательности; $\omega_T = 2\pi F_T = \frac{2\pi}{\tau_0}$.

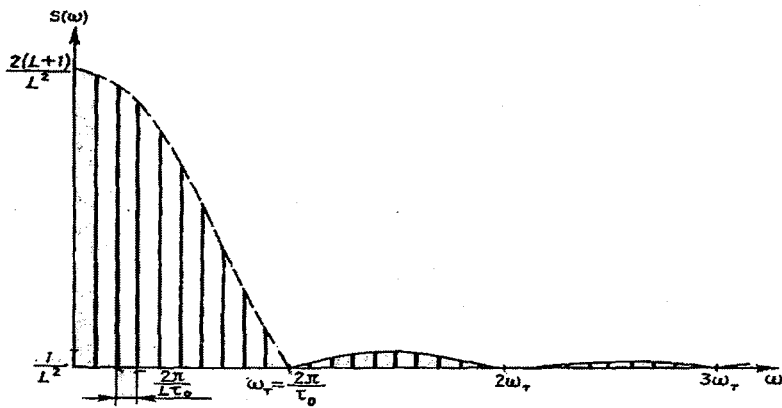


Рис. 4.9. Спектр видеосигнала семизлементной М-последовательности.

До первого минимума огибающей содержится 90 % мощности сигнала, поэтому полоса $0 - \omega_T$ принимается на практике за рабочую полосу видеосигнала М-последовательности. Следовательно, ширина полосы, занимаемая видеосигналом М-последовательности, определяется только длительностью одного элемента или тактовой частотой.

Количество спектральных составляющих на любом интервале частот протяженностью ω_T составляет L , т.е. определяется только количеством элементов в периоде М-последовательности. Расстояние между спектральными составляющими равно $\frac{2\pi}{L\tau_0}$.

Наличие постоянной составляющей величиной $\frac{1}{L^2}$ в спектре видеосигнала М-последовательности является следствием неодинакового числа посылок положительной и отрицательной полярности в периоде (по свойству 3).

Рассмотрение спектра видеосигнала М-последовательности наглядно свидетельствует о том, что это сложный сигнал, база которого может быть много больше единицы. Действительно, при неизменной тактовой частоте формирования М-последовательности ширина спектра сигнала также остается неизменной. Если при этом увеличивать количество каскадов в ГПСЦ, то будет расти количество элементов в периоде, а значит, длительность сигнала и его база.

В радиотехнических системах с ПШС видеосигналом М-последовательности, как правило, осуществляется модуляция высокочастотной несущей по амплитуде или фазе. Вид спектра радиосигнала для этого случая показан на рис. 4.10. Спектр остается линейчатым и содержит $2L$ составляющих, симметрично расположенных относительно несущей частоты. Его ширина составляет $2\omega_T$. Распределение мощности радиосигнала между несущей и боковыми составляющими определяется видом модуляции и ее индексом.

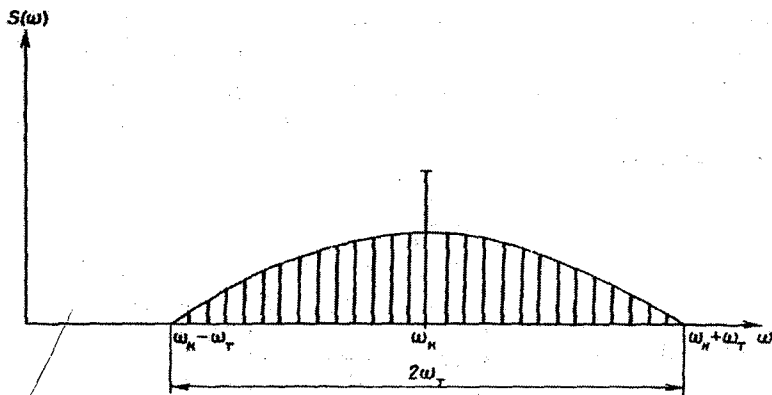


Рис. 4.10. Спектр радиосигнала.

4.7. Применение псевдошумовых сигналов для измерения текущих навигационных параметров объектов

Псевдошумовые сигналы находят широкое применение в радиосистемах, осуществляющих измерение текущих навигационных параметров перемещающихся объектов. Они используются для измерения текущих навигационных параметров объекта, в космических радионавигационных системах и т.п.

Преимущества использования ППЧС по сравнению с применением простых сигналов наиболее наглядно проявляются при измерении дальности.

При измерении дальности с помощью простых синусоидальных сигналов, например фазовым методом, с увеличением измерительной частоты может быть получена высокая точность измерения, однако при этом неизбежно возникает задача раскрытия неоднозначности измерений, обусловленной малым периодом измерительного сигнала. Решается эта задача путем использования набора измерительных частот, которые передаются п- Это затрудняет обработку
мени (многошкальный метод измерений). Это затрудняет обработку результатов измерения дальности и усложняет аппаратуру.

При измерении дальности с помощью ППЧС, например высокочастотного сигнала манипулированного по фазе М-последова-

тельностью, появляется возможность получения высокоточного и однозначного измерения дальности одновременно. Для этого необходимо выбрать соответствующим образом параметры ПСП.

На рис. 4.11 изображена структурная схема измерителя дальности, работа которого основана на принципе измерения времени задержки сигнала.

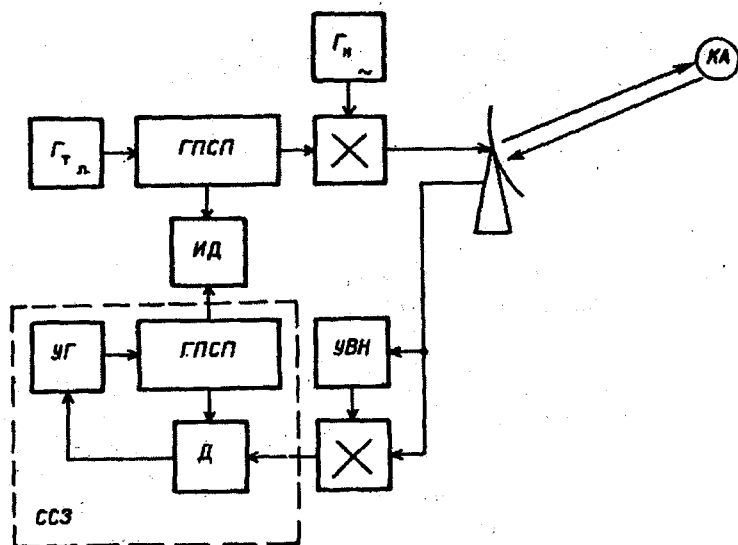


Рис. 4.11. Структурная схема измерителя дальности.

Генератор тактовых импульсов Γ_t формирует импульсы, которые поступают на ГПСП и определяют длительность её элементов. ГПСП модулирует несущее высокочастотное колебание, которое вырабатывается генератором Γ_n . Модулированный высокочастотный сигнал излучается в сторону объекта, а затем ретранслируется бортовой аппаратурой. На земной станции принятый радиосигнал когерентно демодулируется. Для этого используется устройство восстановления несущей УВН, которое вырабатывает когерентное опорное высокочастотное колебание из принятого радиосигнала. На выходе демодулятора (перемножителя) выделяется видеосигнал ПСП, искаженный аддитивным шумом. Этот сигнал поступает на схему слежения за задержкой ССЗ.

Схема слежения за задержкой представляет собой следующее устройство, осуществляющее автоматическое сопровождение входной ПСП по временной задержке. Для этого в состав ССЗ входят ГПСП, аналогичный тому, который использовался в составе передающей аппаратуры; управляемый генератор УГ, вырабатывающий тактовые импульсы, поступающие на ГПСП; дискриминатор Д, осуществляющий сравнение временного положения входной и опорной ПСП и формирование сигнала ошибки, поступающего на УГ.

При наличии сигнала ошибки на выходе дискриминатора управляемый генератор изменяет частоту следования тактовых импульсов, поступающих на ГПСП. При этом ПСП, формируемая приемным регистром сдвига, смещается во времени до полного совпадения с входной ПСП. Таким образом, в результате работы ССЗ осуществляется фильтрация входного сигнала. ПСП, формируемая приемным регистром сдвига, является копией входного сигнала, очищенной от шумов.

Имеется определенная аналогия между работой ССЗ и фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ) синусоидальных сигналов. Схема ФАПЧ на основе сравнения фаз входного сигнала и опорного сигнала от местного генератора перестраивает его так, что он формирует синусоидальный сигнал с точностью до фазы, совпадающий с входным сигналом.

ПСП типа М-последовательности также является периодическим сигналом. Однако в отличие от синусоидального сигнала, фаза которого меняется непрерывно, фаза ПСП принимает дискретные значения, количество которых равно числу элементов в периоде. Поэтому ССЗ на основе сравнения фаз входной и опорной ПСП управляет работой приемного регистра сдвига так, что формируемая им ПСП с точностью до фазы (одного элемента) совпадает с входным сигналом.

Для измерения дальности в рассмотренной схеме достаточно измерить время запаздывания ПСП, формируемой приемным регистром сдвига, относительно такой же ПСП, поступающей на передачу. Измеритель дальности ИД включается между передающим и приемным ГПСП. Он фиксирует измеряемый временной интервал по моментам появления определенной n -разрядной кодовой комбинации в передающем и приемном регистрах.

Точность измерения дальности оказывается весьма высокой, так как максимальная ошибка оценки времени запаздывания принятой ПСП относительно переданной не превышает $\pm \frac{\tau_0}{2}$, т.е. определяется длительностью одного элемента ПСП.

Однозначность измерения дальности будет обеспечена, если период используемой ПСП превышает максимальную величину измеряемого временно интервала:

$$T > \frac{2R_{\max}}{C},$$

где $C = 3 \cdot 10^5$ км/с – скорость распространения радиоволн.

При заданной длительности одного элемента требуемая величина периода ПСП обеспечивается выбором числа ее элементов из условия

$$L > \frac{2R_{\max}}{C\tau_0},$$

К наиболее важным элементам ССЗ относятся дискриминаторы, в которых осуществляется сравнение временного положения входного и опорного сигналов.

На рис. 4.12 изображена ССЗ с развернутой схемой дискриминатора.

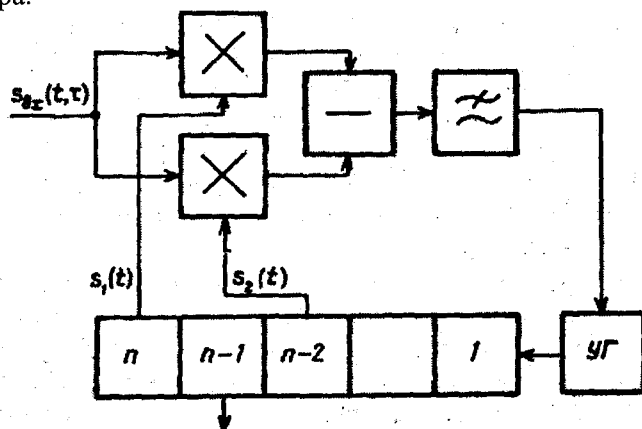


Рис. 4. 12. Структурная схема ССЗ с дискриминатором 1 типа.

Входной сигнал дискриминатора представляет собой ПСП $S_{\text{вх}}(t, \tau) = x(t + \tau)$, снятую с $(n-1)$ -го каскада передающего регистра сдвига и имеющую рассогласование на время τ с аналогичной ПСП приемного регистра. Две опорные ПСП снимаются с n -го и $(n-2)$ -го каскадов приемного регистра, соответственно отставая и опережая на один тактовый интервал входную ПСП при отсутствии рассогласования во времени, т.е.

$$\left. \begin{aligned} S_1(t) &= x(t - \tau_0) \\ S_2(t) &= x(t + \tau_0) \end{aligned} \right\} \quad (4.22)$$

В результате перемножения входной и опорных ПСП, вычитания полученных сигналов и последующего интегрирования в фильтре низких частот формируется выходное напряжение дискриминатора:

$$\begin{aligned} D(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T S_{\text{вх}}(t, \tau) [S_2(t) - S_1(t)] dt, \\ D(\tau) &= \frac{1}{T} \int_0^T x(t + \tau) [x(t + \tau_0) - x(t - \tau_0)] dt. \end{aligned} \quad (4.23)$$

Отсюда с учетом (4.19) имеем

$$D(\tau) = R(\tau - \tau_0) - R(\tau + \tau_0). \quad (4.24)$$

Зависимость выходного напряжения дискриминатора от величины временного рассогласования между входной и опорной ПСП называется дискриминационной характеристикой. Как следует из (4.24), дискриминационная характеристика представляет собой разность двух сдвинутых во времени на $2\tau_0$ автокорреляционных функций ПСП.

Механизм формирования и вид дискриминационной характеристики показаны на рис.4.13. Рабочим участком дискриминационной характеристики, в пределах которого осуществляется слежение за задержкой входного сигнала, является линейный участок $[-\tau_0; \tau_0]$ шириной $2\tau_0$. В пределах этого участка выходное напряжение дискриминатора прямо пропорционально величине временного рассогласования τ между входной и опорной ПСП, а его полярность определяется знаком этого рассогласования.

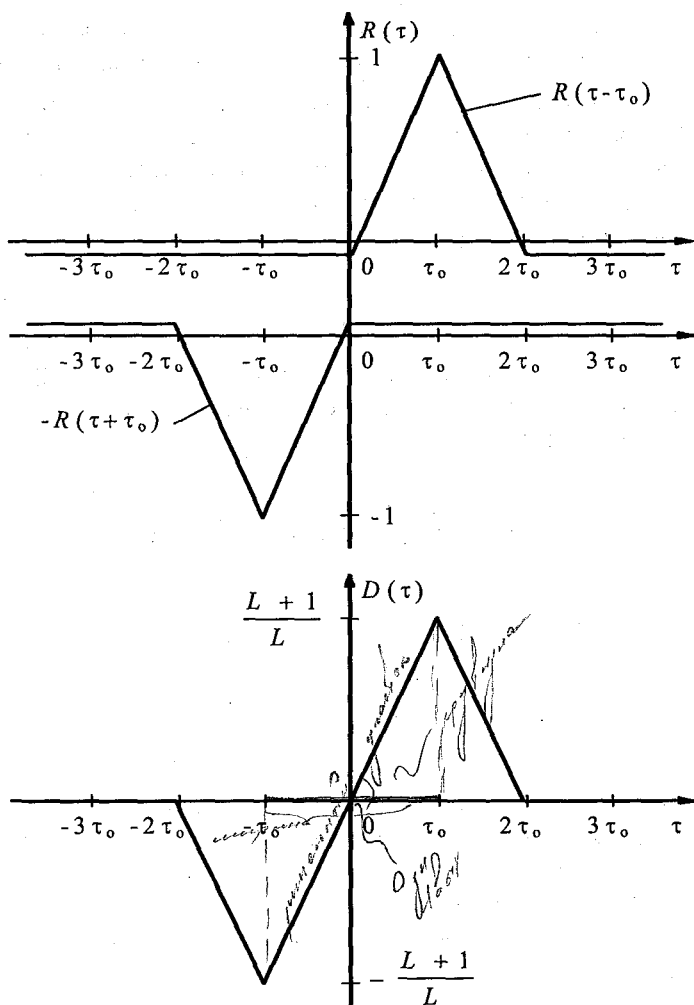


Рис. 4.13. Графический метод формирования дискриминационной характеристики для дискриминатора 1 типа.

Дисперсия погрешности оценки времени запаздывания для рассмотренной ССЗ определяется соотношением:

$$\sigma_{\tau}^2 \approx \tau_0^2 \left(\frac{L}{L+1} \right)^2 \frac{N_0 F_H}{P_c},$$

где N_0 – спектральная плотность шума, Вт/Гц; F_n – шумовая полоса ФНЧ, Гц; P_c – мощность сигнала на входе приемника, Вт; L – число элементов в периоде ПСП.

Для среднеквадратического отклонения оценки времени задержки это соотношение может быть преобразовано к виду:

$$\sigma \approx \tau_0 \left(\frac{L}{L+1} \right) \sqrt{\frac{P_{ш}}{P_c}},$$

где $\sqrt{\frac{P_{ш}}{P_c}}$ – отношение мощностей шума и сигнала в полосе ФНЧ.

Вследствие того, что полоса ФНЧ может быть весьма узкой и составлять единицы герц, отношение сигнал/помеха для реальных систем может составлять сотни, тысячи и десятки тысяч. Поэтому в рассматриваемой ССЗ вполне реальны значения оценки времени задержки ПСП:

$$\sigma_\tau \approx (0,1 \dots 0,01) \tau_0.$$

Если принять $\sigma_\tau \approx 0,1 \tau_0$, то при $\tau_0 = 1$ мкс ($F_T = 1$ МГц) ошибка синхронизации составит $\sigma_\tau = 0,1$ мкс, что соответствует ошибке измерения дальности 15 м.

Если учесть, что уже в настоящее время созданы промышленные образцы ГПСЦ, работающие с тактовой частотой $F_T \approx 10$ МГц, и лабораторные образцы ГПСЦ, работающие с $F_T \approx 100$ МГц, то становится очевидной возможность дальнейшего уменьшения ошибки измерения дальности в радиотехнических системах с псевдослучайными сигналами.

На практике широко используется разновидность рассмотренного дискриминатора, отличающаяся видом опорного сигнала. ССЗ с таким дискриминатором показана на рис. 4.14. В этом случае опорные сигналы снимаются с n -го и $(n-1)$ -го каскадов ГОСП т.е.

$$\left. \begin{aligned} S_1(t) &= x(t - \tau_0) \\ S_1(t) &= x(t) \end{aligned} \right\} \quad (4.25)$$

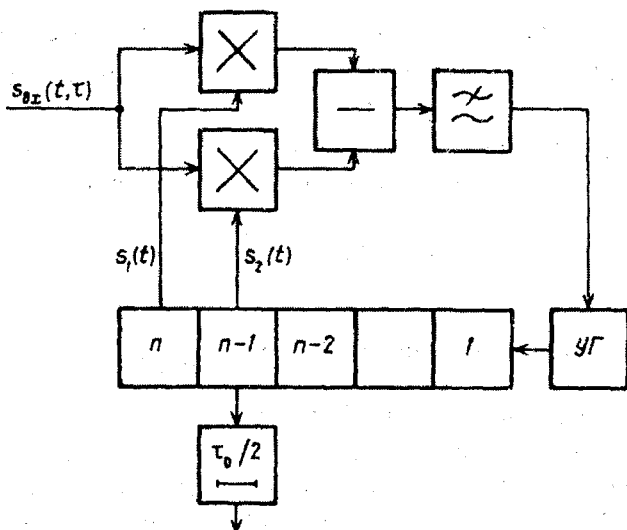


Рис. 4.14. Структурная схема ССЗ с дискриминатором 2 типа.

Механизм формирования и вид дискриминационной характеристики для рассматриваемого случая показаны на рис. 4.15. Эта характеристика имеет две особенности.

Во-первых, при прежнем значении максимальной абсолютной величины выходного напряжения дискриминатора ширина рабочего участка дискриминационной характеристики составляет τ_0 . Это означает, что крутизна рабочего участка дискриминационной характеристики в данном случае вдвое выше, чем у дискриминационной характеристики, показанной на рис. 4.13. Следовательно, при использовании такого дискриминатора обеспечивается более высокая точность слежения за временной задержкой ПСП.

Во-вторых, нулевое значение выходного напряжения дискриминатора в пределах рабочего участка получается при

$$\tau_0 = -\frac{\tau_0}{2}. \text{ Эта точка синхронизации соответствует симметричному}$$

расположению во времени опорных ПСП относительно входной. Поэтому для получения выходной ПСП, совпадающей по времени с входным сигналом, необходимо ПСП с выхода $(n-1)$ -го каскада регистра пропустить через устройство полутактовой задержки.

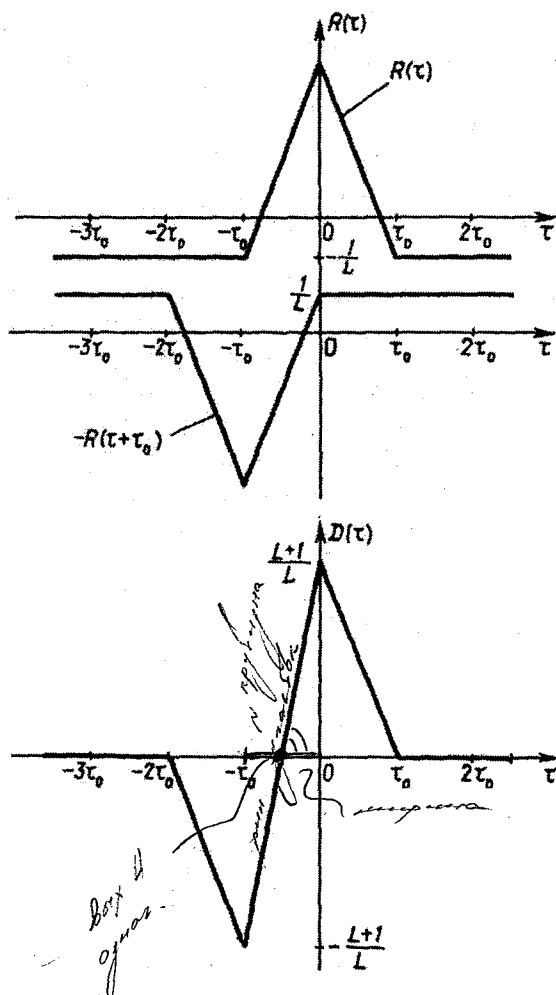


Рис. 4.15. Графический метод формирования дискриминационной характеристики для дискриминатора 2 типа.

Рассматриваемый вариант ССЗ превосходит схему, показанную на рис.4.12, по точности слежения за задержкой, но уступает ей в скорости поиска при вхождении в синхронизм. Максимально допустимая скорость взаимного перемещения входной и опорной ПСП в режиме поиска зависит от ширины рабочего участка дискриминационной характеристики и у рассматриваемого варианта

ССЗ вдвое меньше. При использовании ПСП с большим числом элементов в периоде и жестких ограничениях на продолжительность сеанса связи это обстоятельство может оказаться решающим при выборе конкретного варианта ССЗ.

Рассмотренные дискриминаторы ССЗ называют двухканальными, так как обработка входного сигнала ведется двумя параллельными каналами одновременно. Общим недостатком таких дискриминаторов является появление систематической ошибки в оценке временной задержки ПСП при не идентичности каналов. Так, при различной величине коэффициента передачи в каждом из каналов разностный сигнал на входе ФНЧ содержит дополнительную постоянную составляющую. Ее наличие приводит к смещению дискриминационной характеристики вверх или вниз вдоль оси ординат (см.рис. 4.13, 4.15). При этом одновременно смещается точка пересечения рабочего участка дискриминационной характеристики с осью абсцисс, что и приводит к появлению систематической ошибки в работе ССЗ.

Указанный недостаток исключается при использовании одноканальных дискриминаторов ССЗ.

ССЗ с одноканальным дискриминатором изображена на рис 4.16.

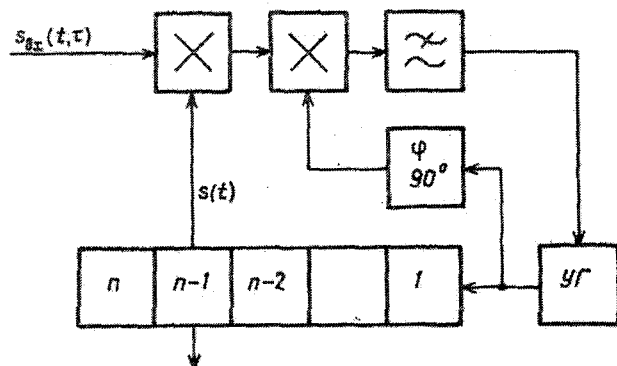


Рис. 4.16. Структурная схема ССЗ с одноканальным дискриминатором.

Идея построения ССЗ с одноканальным дискриминатором состоит в том, чтобы выделить из входного сигнала какую-нибудь спектральную составляющую, например составляющую тактовой

частоты, и затем осуществлять слежение за ней с помощью схемы фазовой автоподстройки частоты.

Поскольку спектр ПСП (см. рис. 4.9) не содержит составляющей тактовой частоты, то ее намеренно вводят в сигнал на передающей стороне путем перемножения ПСП с меандром тактовой частоты. Поэтому входной сигнал в рассматриваемой ССЗ может быть записан в виде произведения:

$$S_{\text{вх}}(t, \tau) = x(t + \tau) \text{sgnsin}_{\tau}(t + \tau), \quad (4.27)$$

где $x(t)$ – ПСП с выхода $(n-1)$ -го каскада передающего регистра; sgnsin_{τ} – меандр тактовой частоты; τ – временное рассогласование между входной и опорной ПСП.

Опорный сигнал, поступающий на дискриминатор, представляет собой ту же ПСП, которая использовалась на передаче, т.е.

$$S(t) = x(t).$$

В дискриминаторе осуществляется перемножение входного и опорного сигналов. С учетом последующего интегрирования в ФНЧ это равносильно вычислению нормированной функции взаимной корреляции между входным и опорным сигналами:

$$B(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T S_{\text{вх}}(t, \tau) S(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T x(t + \tau) \text{sgnsin}_{\tau}(t + \tau) x(t) dt. \quad (4.28)$$

Нормированная взаимно корреляционная функция, определяемая соотношением (4.28), имеет вид, изображенный на рис. 4.17. Она имеет полное сходство с дискриминационной характеристикой. Ширина ее рабочего участка, в пределах которого осуществляется формирование сигнала ошибки, составляет τ_0 .

При полной синхронизации входного и опорного сигналов на выходе первого перемножителя формируется меандр тактовой частоты. Схема ФАПЧ осуществляет слежение за тактовой частотой и при появлении временного рассогласования между входной и опорной ПСП подстраивает управляемый генератор УГ. Тем самым обеспечивается синхронность во времени между ПСП, формируемой приемным регистром, и входным сигналом.

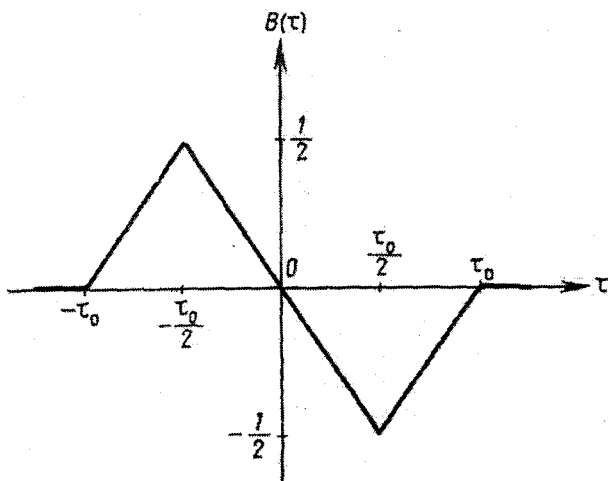


Рис. 4.17. Нормированная ВКФ.

Особенностью сигнала, представляющего собой произведение ПСП и меандра тактовой частоты, является то, что занимаемая им полоса частот вдвое шире, чем для исходной ПСП. Если расширение полосы частот радиолинии нежелательно, может использоваться сигнал в виде произведения ПСП и меандра полутактовой частоты. Однако при этом необходимо несколько видоизменить схему дискриминатора ССЗ, который по-прежнему остается одно-канальным.

Рассмотренные ССЗ предполагают предварительную когерентную демодуляцию ПШС и выделение видеосигнала ПСП. Поэтому они называются когерентными. Наряду с такими схемами практическое применение находят некогерентные ССЗ, в которых дискриминатор ведет обработку радиосигналов.

Один из вариантов некогерентной ССЗ показан на рис. 4.18. На вход поступает фазоманипулированный ПШС, модуляцию которого осуществляет ПСП,

$$S_{\text{вх}}(t, \tau) = x(t + \tau) \cos \omega_{\text{н}} t. \quad (4.29)$$

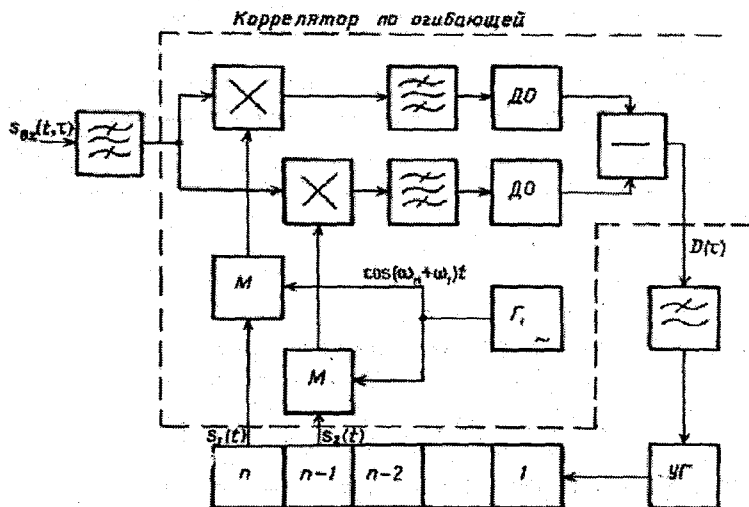


Рис. 4.18. Структурная схема некогерентной ССЗ.

Через полосовой фильтр этот сигнал поступает на двухканальный некогерентный дискриминатор. Здесь он перемножается с опорными сигналами, которые формируются путем манипуляции фазы синусоидального сигнала частоты $\omega_n + \omega_1$ двумя ПСП, снимаемыми соответственно с выхода n -го и $(n-1)$ -го каскадов регистра,

$$\left. \begin{aligned} S_1(t) &= x\left(t - \frac{\tau_0}{2}\right) \cos(\omega_n + \omega_1)t; \\ S_2(t) &= x\left(t + \frac{\tau_0}{2}\right) \cos(\omega_n + \omega_1)t. \end{aligned} \right\} \quad (4.30)$$

После перемножения входного и опорных сигналов, а также их фильтрации на выходе полосовых фильтров с точностью до постоянного множителя получаем сигналы

$$\left. \begin{aligned} S_{\text{вх}}(t, \tau) S_1(t) &= R\left(\tau + \frac{\tau_0}{2}\right) \cos \omega_1 t; \\ S_{\text{вх}}(t, \tau) S_2(t) &= R\left(\tau - \frac{\tau_0}{2}\right) \cos \omega_1 t. \end{aligned} \right\} \quad (4.31)$$

где $R(\tau)$ – нормированная автокорреляционная функция модулирующей ПСП.

Полученные сигналы с выхода полосовых фильтров поступают на квадратичные детекторы, которые выделяют огибающую сигналов (4.31) и возводят ее в квадрат. После вычитания выходных напряжений детекторов получаем дискриминационную характеристику:

$$D(\tau) = R^2\left(t - \frac{\tau_0}{2}\right) - R^2\left(t + \frac{\tau_0}{2}\right). \quad (4.32)$$

Вид дискриминационной характеристики некогерентного дискриминатора показан на рис. 4.19, а. Для сравнения на рис. 4.19, б показан вид дискриминационной характеристики для случая, когда опорные ПСП снимаются с n -го и $(n-2)$ -го каскадов регистра, а ширина дискриминационной характеристики составляет $2\tau_0$. Дискриминационная характеристика в этом случае является нелинейной даже при малых рассогласованиях входного и опорных сигналов и имеет нулевую зону при $\tau = 0$. Поэтому некогерентная ССЗ с шириной рабочего участка дискриминационной характеристики $2\tau_0$ уступает ССЗ с шириной рабочего участка дискриминационной характеристики τ_0 в большинстве областей применения.

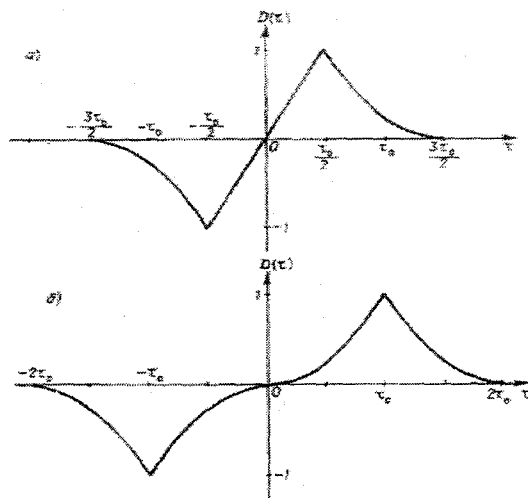


Рис. 4.19. Дискриминационная характеристика некогерентного дискриминатора.

4.8. Передача информации в совмещенных радиоперелиниях со сложными сигналами

Рассмотренные ранее принципы использования ППСП для измерения текущих навигационных параметров объекта основаны на том, что двоичная ПСП манипулирует фазу несущего высокочастотного колебания, а на приемной стороне осуществляется слежение за запаздыванием принимаемого сигнала с помощью когерентной или некогерентной ССЗ. В совмещенной радиоперелинии этот же сигнал должен нести информацию о передаваемых сообщениях, для чего необходимо осуществить дополнительную модуляцию ПСП двоичными символами передаваемого сообщения.

Наиболее широкое распространение получила инверсная модуляция ПСП, при которой осуществляется сложение по mod 2 символов информации и ПСП. В результате этой операции при передаче информационного «нуля» символы ПСП остаются неизменными, а при передаче информационной «единицы» они заменяются противоположными, т.е. инвертируются.

Структурная схема инверсного модулятора ПСП и временные диаграммы, поясняющие его работу, показаны на рис. 4.20. Двоичная ПСП с выхода, например, $(n - 1)$ -го каскада регистра сдвига поступает на сумматор по mod 2. Двоичные символы передаваемой информации подаются на триггер, на синхронизирующий вход которого поступают тактовые импульсы. Благодаря этому переброс триггера при изменении значения информационного символа происходит одновременно с началом формирования очередного символа ПСП. Последовательность двоичных символов на выходе сумматора по mod 2 представляет собой совмещенный сигнал, который содержит передаваемую информацию и может быть использован для измерения текущих навигационных параметров объекта. Этот сигнал поступает на модулятор передатчика и осуществляет манипуляцию фазы несущего высокочастотного колебания.

Имеющаяся на приемной стороне когерентная или некогерентная ССЗ позволяет получить копию исходной немодулированной ПСП, используя которую можно выделить передаваемую информацию из совмещенного сигнала.

При выборе того или иного метода передачи информации в совмещенной радиолинии следует учитывать два обстоятельства. С одной стороны, необходимо обеспечить высокую помехоустойчивость информационного канала. С другой стороны, передача информации не должна приводить к существенному ухудшению корреляционных свойств ПСП, которые лежат в основе работы измерительного канала.

Различные типы ССЗ по-разному реализуют корреляционную обработку ПСП. Поэтому методы передачи информации в совмещенной радиолинии целесообразно рассмотреть во взаимосвязи с конкретным типом ССЗ, используемой в измерительном канале.

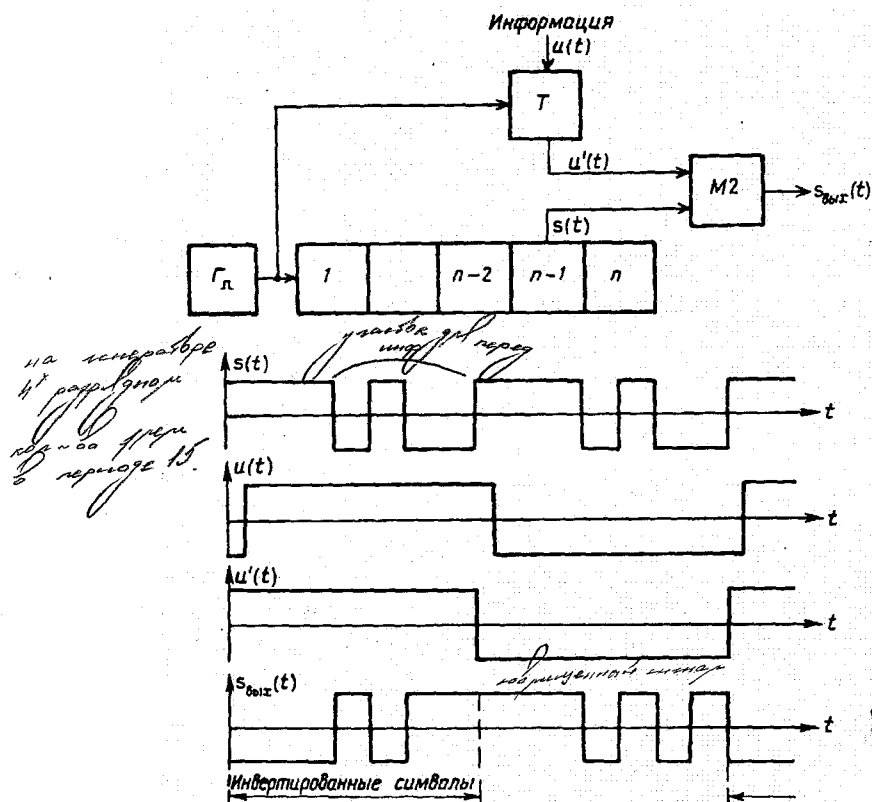


Рис. 4. 20. Структурная схема инверсного модулятора ПСП и временные диаграммы, поясняющие его работу.

Наиболее широкое применение в настоящее время находят двухканальные когерентные ССЗ. Поэтому рассмотрение методов передачи информации в совмещенной радиолинии начнем с тех из них, которые предполагают использование двухканальной когерентной ССЗ на приемной стороне.

4.9 Метод инвертирования части последовательности

При методе инвертирования части последовательности передача информации осуществляется инвертированием части элементов в периоде ПСП. Отрезок ПСП, используемый для передачи информации, занимает фиксированное положение в пределах периода ПСП. При использовании М-последовательностей он, как правило, располагается непосредственно за комбинацией, состоящей из n единиц, которая служит синхромаркером для выделения сигнала начала информационной посылки.

Структурная схема устройства формирования совмещенного сигнала и временные диаграммы, поясняющие его работу, изображены на рис. 4.21.

ГПСП формирует М-последовательность, которая поступает на сумматор по mod 2. На второй вход сумматора через синхронизатор поступают символы информации. Синхронизатор осуществляет привязку информационных символов к моментам начала и окончания отрезка ПСП, используемого для передачи информации. Момент начала передачи информационного символа фиксирует дешифратор при появлении в ГПСП кодовой комбинации, состоящей из n единиц. Этим же импульсом запускается счетчик, на вход которого поступают тактовые импульсы. Объем счетчика равен количеству элементов ПСП, используемых для передачи информации. После заполнения счетчика формируется импульс окончания информационной посылки, который поступает на синхронизатор. Между импульсами начала и конца информационной посылки через синхронизатор на сумматор по mod 2 поступает очередной символ информации – 0 или 1. В зависимости от значения информационного символа все элементы участка ПСП, выделенного для передачи информации, соответственно останутся неизменными или будут инвертированы. Между моментом окончания передачи данного информационного символа и началом пере-

дачи следующего на сумматор по mod 2 через синхронизатор поступает нулевой символ информации. Поэтому все элементы ПСП на этом участке остаются неизменными.

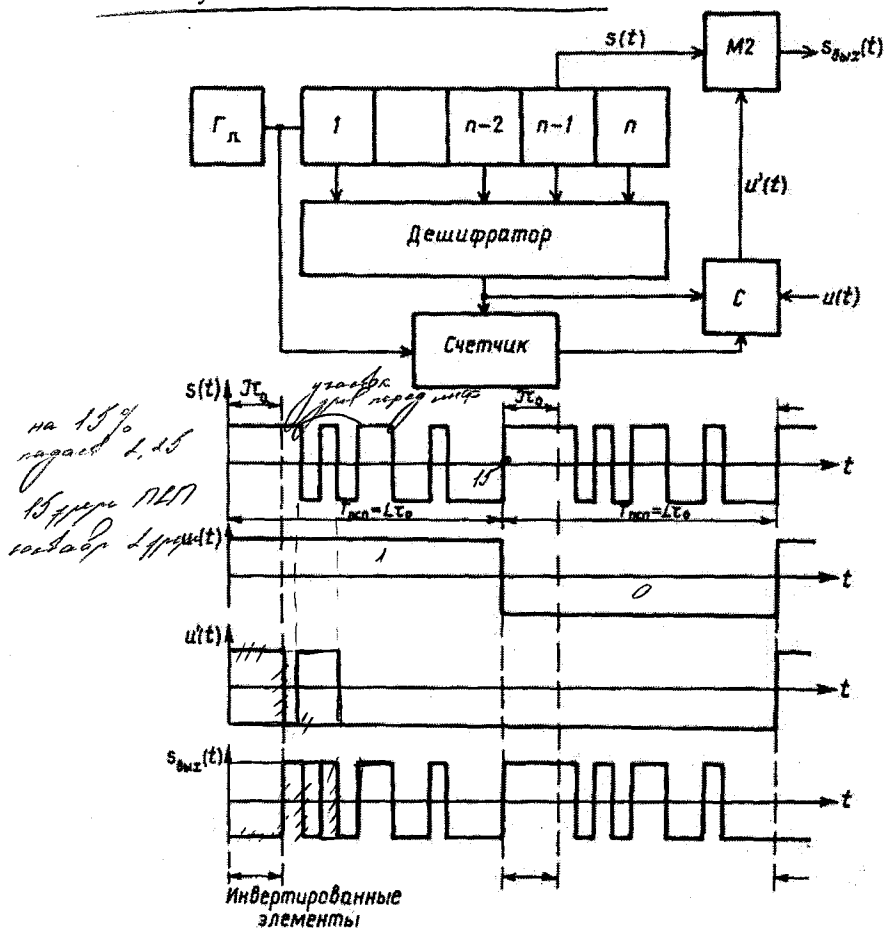


Рис. 4. 21. Структурная схема устройства формирования совмещенного сигнала и временные диаграммы, поясняющие его работу.

Таким образом, на выходе сумматора по mod 2 формируется совмещенный сигнал, представляющий собой ПСП, промодулированную передаваемой информацией.

формирование канала связи
передача информации

Двухканальная ССЗ осуществляет синхронизацию ПСП на выходе $(n-1)$ -го каскада регистра с принимаемым совмещенным сигналом. Для выделения информации совмещенный сигнал и синхронная с ним ПСП перемножаются, а затем происходит интегрирование полученного произведения.

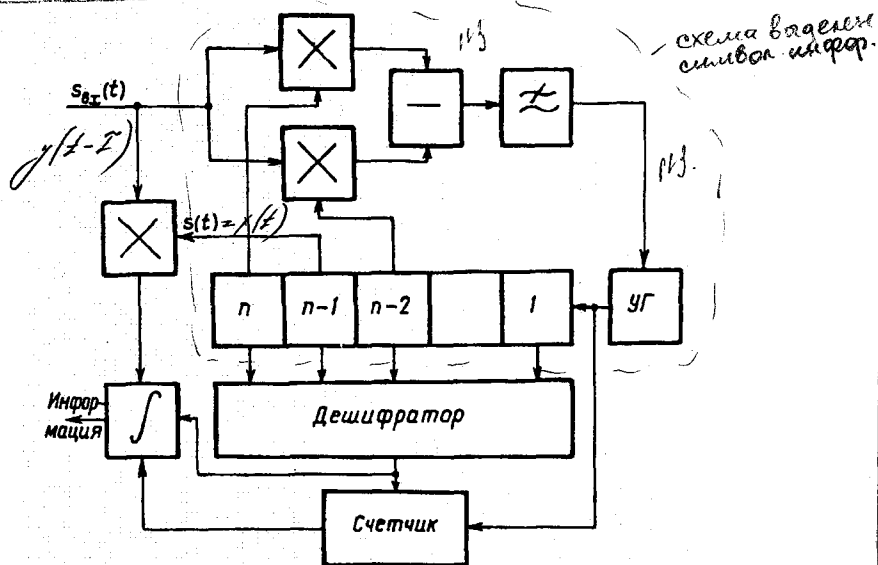


Рис. 4.22. Устройство выделения информации из принятого сигнала.

Работой интегратора управляет схема, состоящая из дешифратора и счетчика, которая определяет моменты начала и окончания очередного информационного символа аналогично тому, как это происходило на передающей стороне. Если к моменту окончания очередного информационного символа на выходе интегратора появляется максимальное напряжение положительной полярности, то это свидетельствует о совпадении всех элементов совмещенного сигнала и опорной ПСП, поэтому принимается решение о приеме символа 0. Если к моменту окончания очередного информаци-

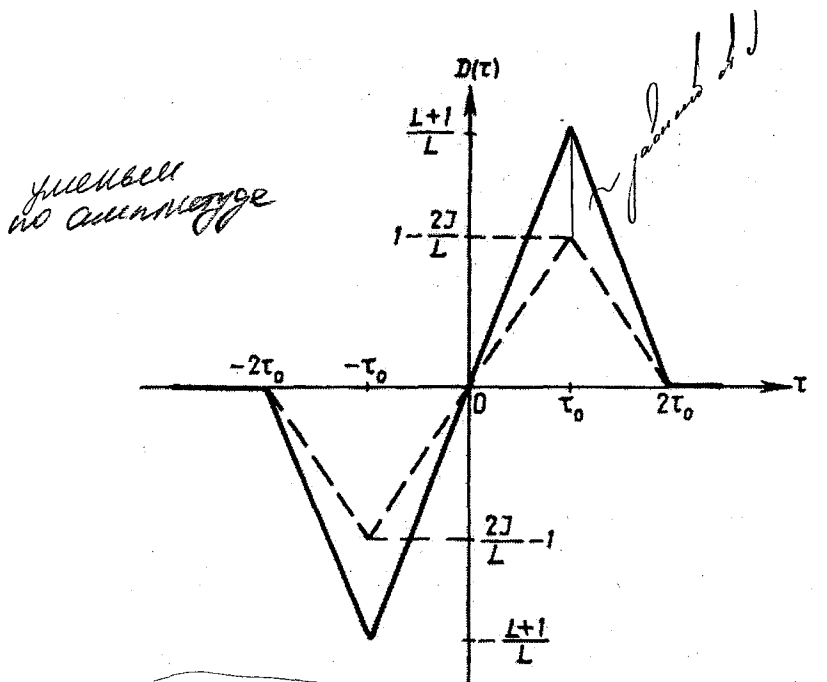


Рис. 4. 23. Уменьшение крутизны рабочего участка дискриминационной характеристики.

Таким образом, при методе инвертирования части последовательности процесс передачи информации заметно сказывается на качестве работы измерительного канала. При приближении количества элементов, используемых для передачи информации, к половине общего числа элементов в периоде ПСП, ССЗ теряет способность автосопровождения совмещенного сигнала по времени прихода.

Для того чтобы процесс передачи информации не оказывал существенного влияния на работу ССЗ, на практике количество информационных элементов ПСП выбирают небольшим, порядка

$$J \leq (0,1 \dots 0,15)L. \quad (4.36)$$

Например, ГПСП на основе 20-каскадного регистра сдвига с обратной связью формирует М-последовательность с числом элементов в периоде $L = 1048575$. Число информационных элементов

в периоде составляет $J = 150000$. Тактовая частота работы ГПСЦ $F_T = 1,328 \text{ МГц}$ ($\tau_0 = 0,752 \text{ мкс}$). При указанных параметрах со-
вмещенной радиолинии обеспечивается вероятность ошибочного
приема символа информации порядка 10^{-5} .

4.10. Метод избыточных элементов

При методе избыточных элементов передача информации также осуществляется путем инвертирования части элементов в периоде ПСП. Однако характерной особенностью метода является то, что процесс передачи информации не оказывает непосредственного влияния на работу измерительного канала.

Наличие в ПСП элементов, инвертирование которых не влияет на работу ССЗ, можно установить, рассмотрев детальнее работу дискриминаторов, показанных на рис. 4.12 и 4.14.

Нетрудно заметить, что напряжение того или иного знака на выходе вычитающего каскада появляется только тогда, когда элементы опорных последовательностей $S_1(t)$ и $S_2(t)$, поступающие на перемножители, различаются, т.е. элемент одной последовательности соответствует нулю, а элемент другой – единице.

Если элементы опорных ПСП, поступающие на перемножители, одинаковы, то напряжение на выходе вычитающего каскада будет равно нулю независимо от того, какой элемент входного сигнала $S(t, \tau)$ поступает на перемножители.

Таким образом, ССЗ оказывается нечувствительной к значениям некоторых элементов входного сигнала, так как они не участвуют в формировании сигнала ошибки на выходе дискриминатора. Эти элементы получили название избыточных элементов.

Для того чтобы найти количество избыточных элементов и закономерность их расположения в периоде ПСП, рассмотрим временные диаграммы работы дискриминатора, изображенного на рис. 4.14. Эти диаграммы для случая идеальной синхронизации между входной и опорными М-последовательностями ($\tau = 0$) показаны на рис. 4.24.

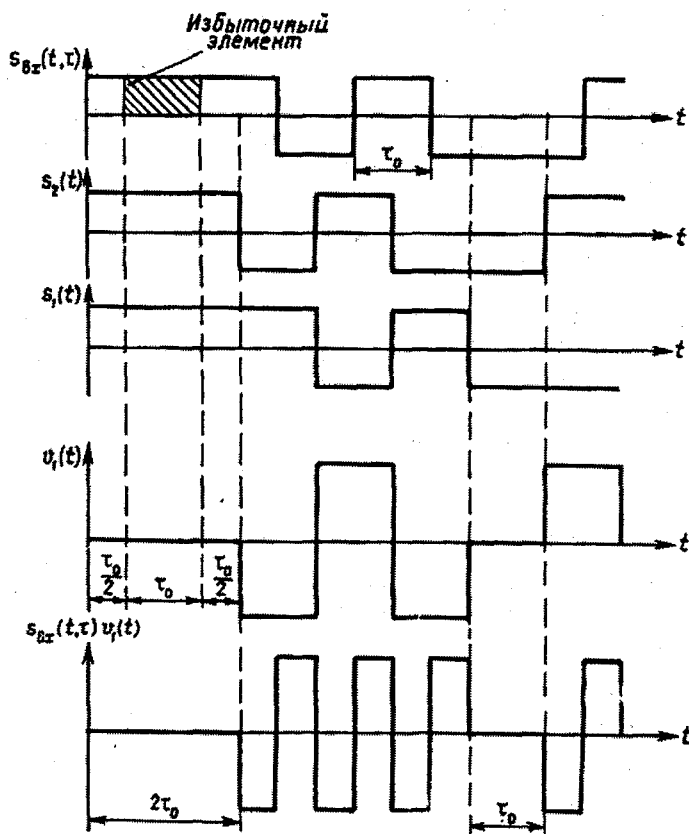


Рис. 4.24. Диаграммы для случая идеальной синхронизации между входной и опорными М-последовательностями.

Как следует из соотношения (4.23), выходное напряжение дискриминатора определяется произведением двух сигналов: входного сигнала $S_{\text{вх}}(t, \tau)$ и совокупного опорного сигнала $u_1(t) = S_2(t) - S_1(t)$.

Опорный сигнал $u_1(t)$ является трехуровневым. Элементы входного сигнала, соответствующие нулевым участкам опорного сигнала $u_1(t)$, не участвуют в формировании выходного напряжения дискриминатора.

В реальных условиях работы ССЗ входной сигнал не остается неподвижным относительно опорного, а непрерывно смещается в сторону опережения или отставания из-за движения объекта и действия управляющего напряжения в цепи обратной связи ССЗ. Однако флюктуации задержки входного сигнала относительно опорного не превышают величины $\pm \frac{\tau_0}{2}$, которая соответствует протяженности рабочего участка дискриминационной характеристики (см. рис. 4.15).

Если во входном сигнале инвертировать элемент, соответствующий нулевому участку протяженностью τ_0 опорного сигнала $v_1(t)$, то при флюктуациях задержки входного сигнала это скажется на величине выходного напряжения дискриминатора.

Если же во входном сигнале инвертировать элемент, соответствующий нулевому участку протяженностью $2\tau_0$ опорного сигнала $v_1(t)$, как это показано на рис. 4.24, то это не скажется на выходном напряжении дискриминатора при флюктуациях задержки входного сигнала в пределах всего рабочего участка дискриминационной характеристики.

Таким образом, каждому нулевому участку протяженностью $2\tau_0$ опорного сигнала $v_1(t)$ соответствует один избыточный элемент во входном сигнале, участку протяженностью $3\tau_0$ — два избыточных элемента и т.д.

В дискриминаторе рассматриваемой структуры опорный сигнал, определяемый соотношениями (4.25), может быть записан в виде

$$v_1(t) = S_2(t) - S_1(t) = x(t) - x(t - \tau_0) \quad (4.37)$$

и представляет собой разность двух М-последовательностей, сдвинутых одна относительно другой на один тактовый интервал. Нулевой участок протяженностью $2\tau_0$ в нем соответствует группе из трех одноименных элементов в М-последовательности, т.е. группе 111 или 000. При этом избыточным является средний элемент в каждой такой группе. Если группа состоит из четырех одноименных элементов, т.е. 1111 или 0000, то она содержит два избыточных элемента, и т.д.

В общем случае, каждая группа из k одноименных элементов М-последовательности $k \geq 3$ содержит $k - 2$ избыточных элемента. Отсюда общее число избыточных элементов в периоде М-последовательности

$$J_1 = \sum (k - 2)[N_1(k) + N_0(k)], \quad (4.38)$$

где $N_1(k)$ и $N_0(k)$ — соответственно количество k -элементных групп, состоящих из единиц и нулей, которое определяется соотношениями (4.17) и (4.18).

Подставив значения $N_1(k)$ и $N_0(k)$ из (4.17) и (4.18) в (4.38) и воспользовавшись формулой суммы членов арифметико-геометрической прогрессии, получим

$$J_1 = 2^{n-2} - 1. \quad (4.39)$$

Таким образом, избыточные элементы составляют около четверти от общего числа элементов в периоде М-последовательности. При передаче информации их можно инвертировать, и это не скажется на работе ССЗ.

При использовании дискриминатора, показанного на рис. 4.12, количество избыточных элементов в периоде М-последовательности определяется соотношением:

$$J_2 = 2^{n-3} - 1. \quad (4.40)$$

Уменьшение числа избыточных элементов в этом случае объясняется тем, что рабочий участок дискриминационной характеристики имеет большую протяженность и допустимые флюктуации задержки входного сигнала относительно опорного составляют $\pm \tau_0$.

Избыточные элементы в этом случае располагаются в группах, состоящих из повторяющихся и чередующихся элементов. Минимальное количество элементов группы, содержащей избыточный элемент, равно пяти. Все это вытекает из анализа структуры опорного сигнала, который в данном случае определяется соотношением:

$$v_2(t) = S_2(t) - S_1(t) = x(t + \tau_0) - x(t - \tau_0). \quad (4.41)$$

Структурная схема устройства формирования совмещенного сигнала при передаче информации инвертированием избыточных элементов и временные диаграммы, поясняющие ее работу, изображены на рис. 4.25. Предполагается, что на приемной стороне используется дискриминатор, показанный на рис. 4.14. Тогда избыточные элементы располагаются в группах из трех и более одноименных элементов. Наличие таких групп выявляет схема И, подключенная к соответствующим каскадам ГПСП. На выходе схемы И формируется строб-импульс, длительность и временное положение которого совпадают с положением избыточных элементов в передаваемой ПСП $S(t)$. Информационные символы $u(t)$ проходят через синхронизатор С только во время действия строб-импульсов. В остальное время на сумматор по mod 2 поступает нулевой символ и инвертирование элементов передаваемой ПСП не происходит.

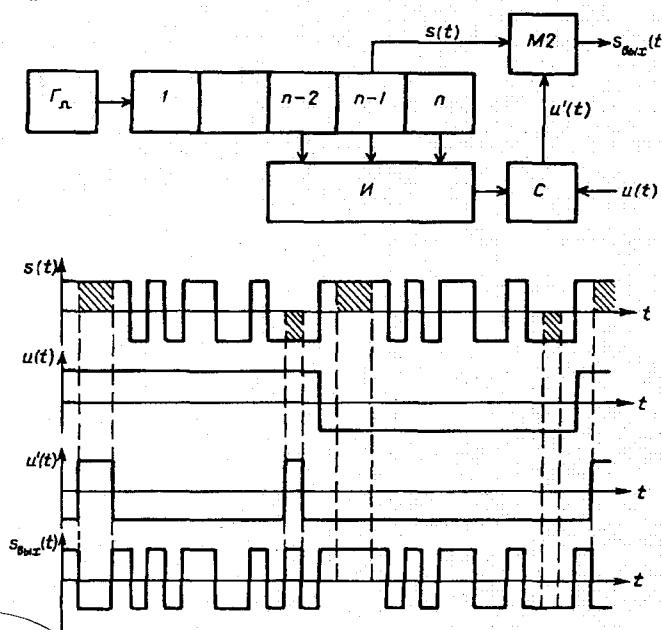


Рис. 4.25. Структурная схема устройства формирования совмещенного сигнала при передаче информации инвертированием избыточных элементов и временные диаграммы, поясняющие ее работу.

Устройство выделения информации на приемной стороне показано на рис. 4.26. Устройство полутактовой задержки обеспечивает синфазность поступающего на перемножитель совмещенного сигнала и опорного сигнала с выхода (n-1)-го каскада регистра сдвига. Схема И включает интегратор только на время приема избыточных элементов.

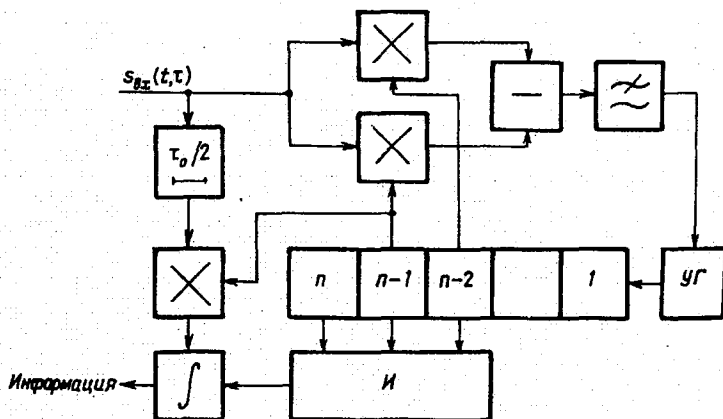


Рис. 4.26. Устройство выделения информации на приемной стороне.

Метод избыточных элементов обладает рядом достоинств по сравнению с методом инвертирования части последовательности. Во-первых, для передачи информации можно использовать до четверти элементов в периоде ПСП. Во-вторых, инвертирование избыточных элементов не сказывается на работе ССЗ, а следовательно, не оказывает влияния на работу измерительного канала КИС. В-третьих, избыточные элементы рассредоточены по всему периоду ПСП, что повышает скрытность передачи информации.

Последнее обстоятельство, является, с одной стороны, достоинством, с другой — недостатком. Действительно, рассредоточенность избыточных элементов в периоде ПСП вынуждает осуществлять поэлементный прием каждого из них. Известно, что помехоустойчивость такого приема ниже, чем помехоустойчивость приема монолитного блока, содержащего такое же количество элементов.

Метод инвертирования части М-последовательности и метод избыточных элементов являются реализацией структурного сиг-

нального совмещения. В обоих случаях период совмещенного сигнала может быть четко разделен по времени на участки, одни из которых используются только для передачи информации, а другие — только для измерения текущих навигационных параметров объекта.

4.11. Метод модуляции последовательности по задержке

При методе модуляции по задержке для передачи символов информации 1 и 0 используются две ПСП, формируемые одним и тем же генератором, но снимаемые с разных каскадов регистра сдвига.

Устройство формирования совмещенного сигнала при этом методе передачи информации и временные диаграммы, поясняющие его работу, изображены на рис. 4.27.

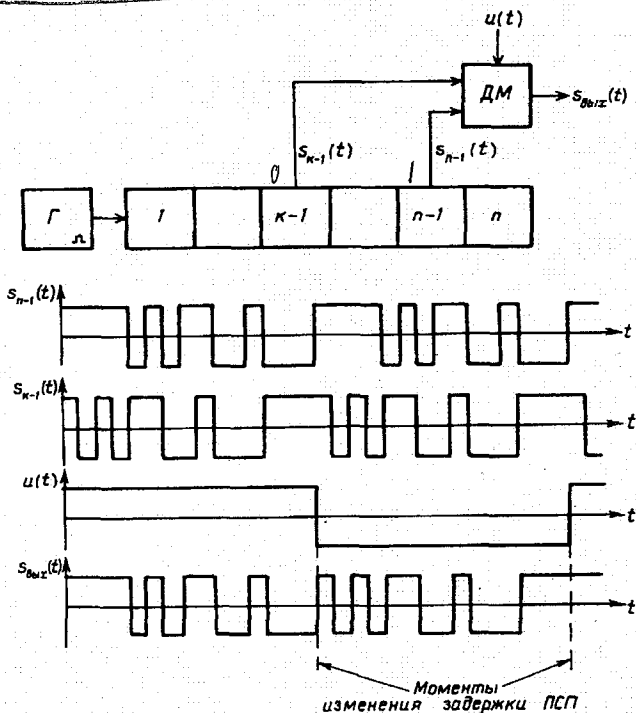


Рис 4.27. Устройство формирования совмещенного сигнала при методе модуляции ПСП по задержке и временные диаграммы, поясняющие его работу.

Для передачи символа информации 1 используется период ПСП, снимаемой с $(n-1)$ -го каскада регистра сдвига, а для передачи символа 0 – снимаемой с $(k-1)$ -го каскада того же регистра. Обе ПСП поступают на двухфазный модулятор ДМ, который в каждый момент времени пропускает на выход только ту ПСП, которая соответствует передаваемому символу двоичной информации.

Таким образом, совмещенный сигнал, формируемый на выходе ДМ, представляет собой ПСП, у которой в моменты времени, соответствующие изменению передаваемых информационных символов, скачкообразно изменяется задержка. Устройство слежения за задержкой такого совмещенного сигнала и выделения передаваемой информации показано на рис. 4.28.

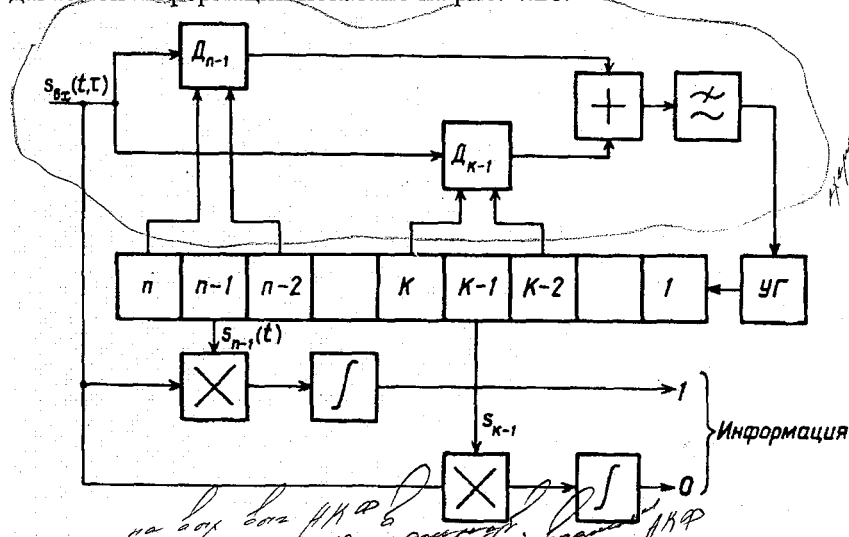


Рис. 4.28. Устройство слежения за задержкой совмещенного сигнала и выделения символов передаваемой информации.

Особенностью ССЗ является применение двух параллельно включенных дискриминаторов, настроенных соответственно на прием ПСП $S_{n-1}(t)$ и $S_{k-1}(t)$. Выходное напряжение дискриминаторов D_{n-1} и D_{k-1} суммируется.

При приеме совмещенного сигнала в каждый момент времени сигнал ошибки формируется только на выходе одного из дискри-

минаторов, а с выхода другого на суммирующее устройство поступают шумы. Вследствие этого среднеквадратическое значение ошибки слежения за задержкой принимаемой ПСП увеличивается в $\sqrt{2}$ раз.

Выделение символов информации в рассматриваемой схеме осуществляется на основе корреляционной обработки совмещенного сигнала.

Между методом модуляции ПСП по задержке и двумя рассмотренными ранее методами инвертирования части последовательности и инвертирования избыточных элементов существует принципиальное сходство. Оно проявляется в том, что модуляция ПСП по задержке равнозначна инвертированию половины элементов в ее периоде. В этом легко убедиться, обратившись к свойству М-последовательности, в соответствии с которым М-последовательность, сложенная по mod 2 со своим циклическим сдвигом, дает ту же М-последовательность с другим циклическим сдвигом. Отсюда

$$S_{n-1}(t) = S_{k-1}(t) \oplus S_l(t), \quad (4.42)$$

где $l \neq n-1$ и $l \neq k-1$.

Однако сложение по mod 2 М-последовательности $S_{k-1}(t)$ со своим циклическим сдвигом равносильно инвертированию в ней 2^{n-1} элементов, соответствующих единицам в последовательности $S_1(t)$.

Таким образом, при методе модуляции ПСП по задержке передача информации осуществляется инвертированием половины элементов в периоде ПСП. Для приема совмещенного сигнала необходимо использовать два параллельно работающих дискриминатора, что приводит к некоторому увеличению ошибки слежения за задержкой.

4.12. Практическое применения метода передачи информации инвертированием полного периода ПСП

Стремление использовать для передачи сообщений как можно большее число элементов в периоде ПСП является вполне оправданными, так как при этом возрастает помехоустойчивость информационного канала.

Из теории потенциальной помехоустойчивости известно, что вероятность ошибочного приема двоичных символов информации будет минимальной, если для их передачи используются противоположные сигналы. Коэффициент взаимной корреляции таких сигналов удовлетворяет соотношению:

$$\lambda_{ij} = \int_0^T S_i(t) S_j(t) dt = -E, \quad (4.43)$$

где $E = \int_0^T S_i^2(t) dt = \int_0^T S_j^2(t) dt$ — энергия сигнала.

Условие (4.43) выполняется, если для передачи одного из двоичных символов информации используется период ПСП, а для передачи другого все элементы в периоде ПСП инвертируются, т.е. заменяются противоположными.

Однако при таком методе передачи информации не работает ССЗ, содержащая когерентный двухканальный дискриминатор (см. рис. 4.13 и 4.15), поскольку его выходное напряжение зависит не только от временного рассогласования между входным и опорным сигналами, но и от полярности элементов входного сигнала.

Для сохранения работоспособности дискриминатора в его параллельно работающие ветви необходимо ввести дополнительные устройства, исключаяющие зависимость выходного сигнала от полярности элементов входной ПСП. В этой роли могут выступить устройства, реализующие, например, операцию возведения в квадрат или операцию вычисления модуля.

Наибольший интерес среди таких дискриминаторов представляет цифровой дискриминатор, структурная схема которого изображена на рис. 4.29.

Принимаемая смесь ПСП и шума поступает на согласованный фильтр СФ. Фильтр согласован с элементом ПСП длительностью τ_0 . На выходе согласованного фильтра формируется последовательность выборок напряжения с периодом следования τ_0 , которая подается на ограничитель. С выхода ограничителя она поступает на сумматоры по mod 2, на которые одновременно подаются опорные ПСП с выхода n -го и $(n-1)$ -го каскадов регистра сдвига.

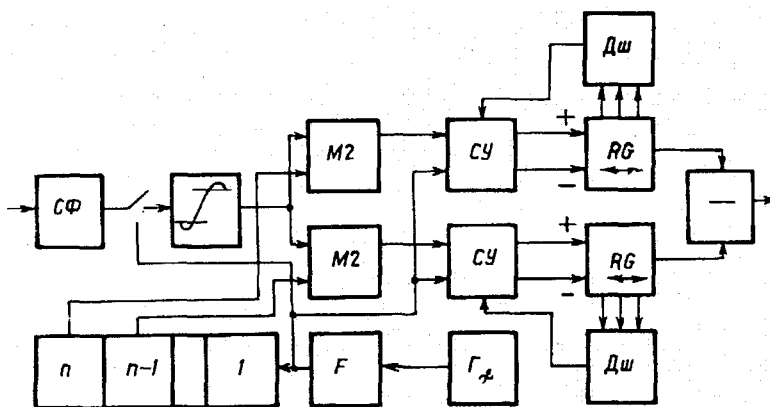


Рис 4.29. Цифровой дискриминатор.

В сумматорах по mod 2 осуществляется сравнение принятого элемента с соответствующими элементами опорных ПСП. С выхода сумматоров импульсные последовательности через синхронизирующие устройства СУ поступают в накопители, представляющие собой реверсивный счетчик, работающий в режиме вычисления модуля. Такой счетчик работает в режиме вычитания до тех пор, пока не достигнет «нулевого» состояния, после чего переключается в режим сложения. Это достигается подключением к счетчику дешифратора «нулевого» состояния, который переключает входные цепи счетчика в СУ.

В счетчике накапливаются импульсы в течение периода ПСП и вычисляется модуль накопленного числа. С выхода счетчиков модули чисел подаются на вычитающее устройство, где вычисляется их разность и хранится также в течение периода ПСП. Модуль этой разности характеризует величину расстройки принимаемого и опорного сигналов, а ее знак — знак расстройки этих сигналов.

Сигнал ошибки с выхода вычитающего устройства может использоваться для управления работой генератора тактовой частоты.

Следует подчеркнуть, что метод модуляции ПСП по задержке и метод инвертирования полного периода ПСП являются реализацией энергетического сигнального совмещения, поскольку в этом случае невозможно провести разделение информационного и измерительного каналов ни во временной, ни в частотной области.



4.13. Передача информации при использовании одноканальной когерентной схемы слежения за задержкой

Особенности работы одноканальной когерентной ССЗ были рассмотрены в подразд. 4.7, а структурная схема такой ССЗ показана на рис. 4.16. Главной особенностью ССЗ является использование входного сигнала, представляющего собой произведение ПСП и меандра тактовой частоты.

Передача информации в этом случае также может осуществляться инвертированием элементов входного сигнала. Однако процесс передачи информации при этом ухудшает условия работы ССЗ даже в большей степени, чем при использовании двухканального дискриминатора. Это происходит вследствие того, что дискриминатор одноканальный и инвертирование каждого элемента входного сигнала неизбежно сказывается на его выходном напряжении. При инвертировании всех элементов в периоде входного сигнала дискриминационная характеристика, показанная на рис. 4.17, меняет полярность своих ветвей, что приводит к потере устойчивости работы ССЗ. Поэтому обязательным условием сохранения работоспособности одноканальной ССЗ при инверсной модуляции входного сигнала является устранение информационной составляющей. Так как передаваемые символы информации на приемной стороне априорно не известны, то для устранения информационной составляющей в канале слежения за задержкой ПСП может быть использован метод взаимного перемножения сигналов.

Структурная схема устройства, реализующего принцип взаимного перемножения сигналов в измерительном канале, изображена на рис. 4.30.

Сигнал, поступающий на вход устройства, представляет собой произведение ПСП $x(t)$ и меандра тактовой частоты, которое дополнительно инвертировано или не инвертировано в соответствии со значением символа передаваемой информации $u(t) = \pm 1$. Кроме того, входной сигнал имеет временную расстройку τ относительно опорной ПСП, формируемой в приемном устройстве. Поэтому

$$S_{\text{вх}}(t, \tau) = u(t + \tau) \text{sgn} \sin \omega_{\tau}(t + \tau). \quad (4.44)$$

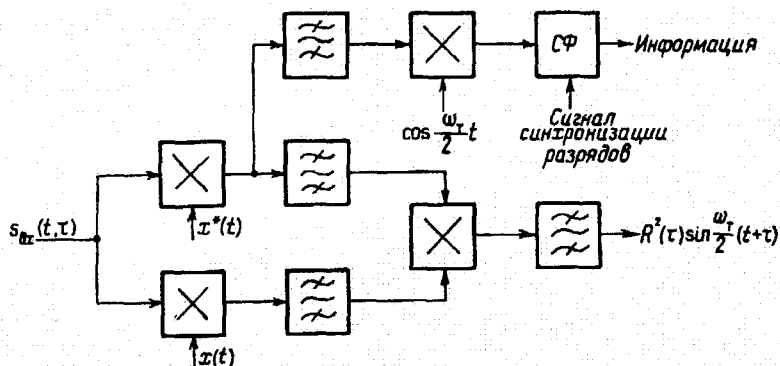


Рис. 4. 30. Структурная схема устройства, реализующего принцип взаимного перемножения сигналов в измерительном канале.

Входной сигнал перемножается с двумя опорными сигналами, один из которых – ПСП $x(t)$, а другой – произведение ПСП $x(t)$ и меандра тактовой частоты,

$$x^*(t) = x(t) \operatorname{sgn} \sin \frac{\omega_r}{2} t. \quad (4.45)$$

После перемножения в верхней и нижней ветвях схемы соответственно получаются сигналы:

$$\begin{aligned} S_{\text{вх}}(t, \tau) &= u(t + \tau) x(t + \tau) \operatorname{sgn} \sin \omega_r(t + \tau) x(t) \operatorname{sgn} \sin \frac{\omega_r}{2} t = \\ &= u(t + \tau) R(\tau) \operatorname{sgn} \sin \frac{\omega_r}{2} (t + \tau), \end{aligned} \quad (4.46)$$

$$\begin{aligned} S_{\text{вх}}(t, \tau) &= u(t + \tau) x(t + \tau) \operatorname{sgn} \sin \omega_r(t + \tau) x(t) = \\ &= u(t + \tau) R(\tau) \operatorname{sgn} \sin \omega_r(t + \tau), \end{aligned} \quad (4.47)$$

где $R(\tau)$ – автокорреляционная функция ПСП $x(t)$.

Полосовой фильтр верхней ветви настроен на частоту $\frac{\omega_r}{2}$,

Поэтому после прохождения полосовых фильтров соответственно образуется синусоидальные сигналы:

$$u(t + \tau) x R(\tau) \cos \frac{\omega_r}{2} (t + \tau), \quad (4.48)$$

$$u(t + \tau)xR(\tau) \sin \omega_{\tau}(t + \tau). \quad (4.49)$$

Эти сигналы подаются на перемножитель, на выходе которого отсутствует информационная составляющая, а фаза синусоидального сигнала после прохождения полосового фильтра, настроенного на частоту $\frac{\omega_{\tau}}{2}$, содержит информацию о задержке входного сигнала:

$$R^2(\tau) \sin \frac{\omega_{\tau}}{2}(t + \tau). \quad (4.50)$$

Сигнал, описывающий соотношение (4.50), может отслеживаться обычной схемой ФАПЧ. Полосовые фильтры, стоящие в верхней и нижней ветвях схемы перемножения сигналов, играют существенную роль в ее работе. Они необходимы для формирования сигнала ошибки ССЗ, а их шумовая полоса существенно влияет на величину отношения сигнал/шум.

Для выделения передаваемой информации можно использовать сигнал в любой ветви схемы взаимного перемножения. На рис. 4.30 показан вариант выделения информации из сигнала верхней ветви, описываемого соотношением (4.46). Пройдя через полосовой фильтр, настроенный на частоту $\frac{\omega_{\tau}}{2}$, этот сигнал пере-

множается с опорным сигналом $\cos \frac{\omega_{\tau}}{2}t$. Для принятия решения о значении передаваемого информационного символа используется согласованный фильтр, на который поступает сигнал синхронизации информационных разрядов от ГПСП.

На рис. 4.31 показана структурная схема устройства формирования совмещенного сигнала и временные диаграммы, поясняющие его работу.

При рассмотренном методе совмещения информационного и измерительного каналов двоичные символы информации передаются противоположными сигналами, благодаря чему обеспечивается высокая помехоустойчивость информационного канала. Однако при этом вдвое увеличивается полоса частот, занимаемая радиолинией, по сравнению с полосой частот для случая применения

ПСП $x(t)$. Об этом наглядно свидетельствует структура сигнала $S_{\text{вых}}(t)$ передаваемого по радиолинии (рис. 4.31). Методы передачи информации при использовании одноканального когерентного дискриминатора следует отнести к структурному сигнальному совмещению, так как в спектре передаваемого сигнала присутствует тактовая частота, используемая для слежения за задержкой сигнала на приемной стороне.

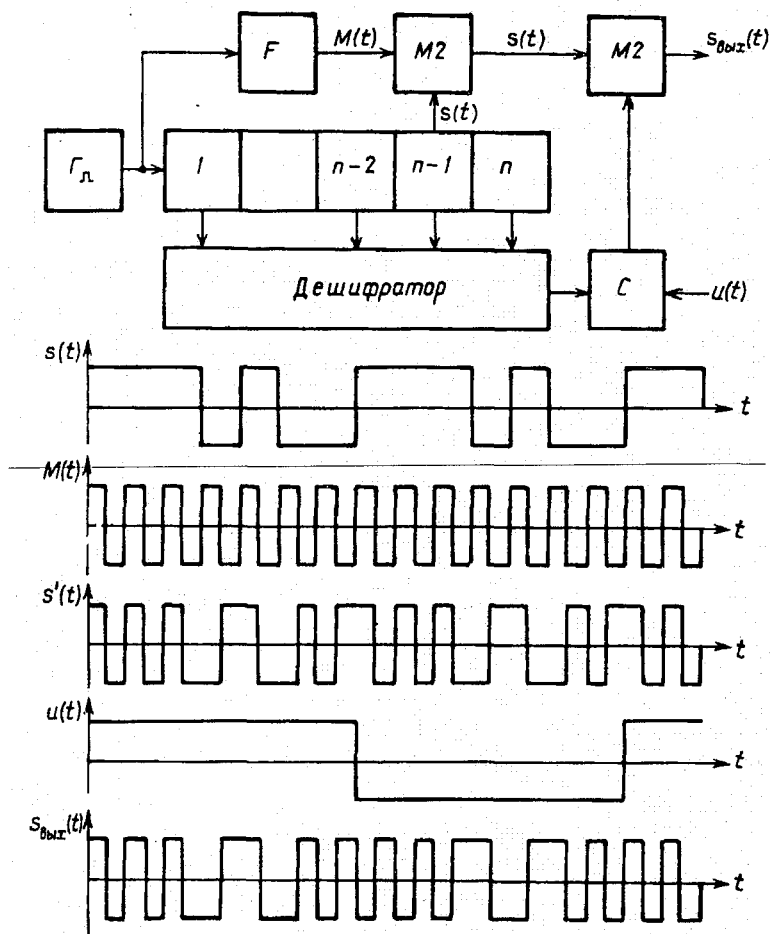


Рис 4. 31. Структурная схема устройства формирования совмещенного сигнала и временные диаграммы, поясняющие его работу.

4.14. Передача информации при использовании некогерентной схемы слежения за задержкой

Работа некогерентной ССЗ была рассмотрена в подраздел 4.7, а ее структурная схема показана на рис. 4.18.

Особенностью работы ССЗ является квадратичное детектирование сигналов в ветвях двухканального некогерентного дискриминатора, называемого коррелятором по огибающей.

Наличие нелинейной операции возведения сигналов в квадрат при формировании дискриминационной характеристики приводит к тому, что выходное напряжение коррелятора по огибающей не зависит от полярности элементов входного сигнала. В этом легко можно убедиться, обратившись к выражению для дискриминационной характеристики (4.32).

Входной сигнал схемы представляет собой высокочастотный сигнал, фаза которого манипулировала ПСП, а элементы инвертированы или не инвертированы в зависимости от значения передаваемого двоичного символа информации:

$$S_{\text{вх}}(t, \tau) = u(t + \tau)x(t + \tau)\cos\omega_{\tau}(t). \quad (4.51)$$

Несмотря на наличие инверсной модуляции элементов входного сигнала, коррелятор по огибающей формирует управляющее напряжение для работы ССЗ. В результате ПСП с выхода $(n-1)$ -го каскада регистра сдвига с учетом полутактовой задержки будет синхронна по времени прихода с входной ПСП. Поэтому схему некогерентной ССЗ, изображенную на рис. 4.18, достаточно дополнить элементами, обеспечивающими выделение информации в совмещенной радиолинии.

Структурная схема приемного устройства, обеспечивающего слежение за задержкой ПСП и выделение информации, изображена на рис. 4.32.

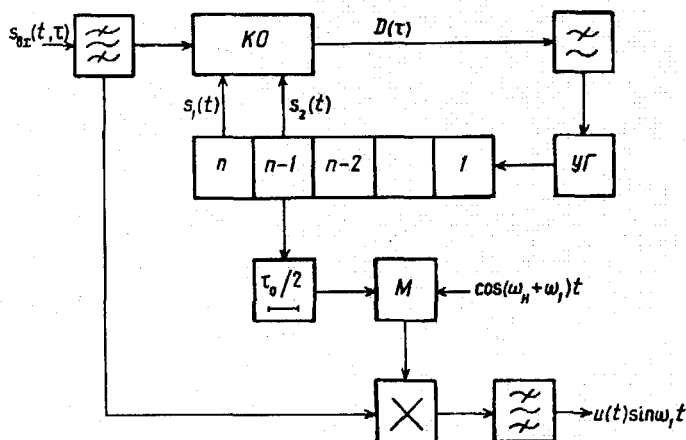


Рис. 4.32. Структурная схема приемного устройства.

Синхронная с входным сигналом ПСП с выхода $(n-1)$ -го каскада регистра сдвига модулирует по фазе высокочастотный сигнал $\cos(\omega_n + \omega_1)t$, который является опорным сигналом в корреляционной схеме выделения символов передаваемой информации. После перемножения входного и опорного сигналов на выходе полосового фильтра формируется сигнал промежуточной частоты $u(t)\sin(\omega_1)$, содержащий передаваемую информацию. Выделение информации из этого сигнала может быть осуществлено одним из известных способов демодуляции фазоманипулированных сигналов с углом манипуляции $\Delta\varphi = 180^\circ$.

4.15. Совмещенные радиолинии с многофазной фазовой манипуляцией

Интересные возможности для построения высокоэффективных совмещенных радиолиний открываются при использовании многофазной фазовой манипуляции.

При многофазной фазовой манипуляции для передачи сообщений используется сигнальный алфавит, состоящий из A сигналов с одинаковыми фазовыми сдвигами относительно друг друга. Величина фазового сдвига между сигналами

$$\theta_A = \frac{2\pi}{A}. \quad (4.52)$$

При передаче двоичной информации величину A в соотношении (4.52) удобно принимать кратной степеням двойки, т.е.

$$A = 2^k, \quad (4.53)$$

где k — число информационных каналов ($k = 1, 2, 3, \dots$).

Таким образом, количество градаций фазы в системах передачи двоичной информации с применением многофазной фазовой манипуляции принимает значения $A = 2, 4, 8, 16, 32, \dots$. При $A = 2$ имеем радиолинию с двухфазной манипуляцией, которая рассматривалась в предшествующих подразделах.

Важнейшим достоинством многофазной фазовой манипуляции является возможность увеличения числа независимых информационных каналов без увеличения полосы занимаемых частот.

При одинаковых длительностях элементарных сигналов в каждом из каналов суммарная скорость передачи информации в радиолинии возрастает в $\log_2 A = k$ раз. Именно это свойство и делает многофазную фазовую манипуляцию весьма привлекательной для использования в совмещенных радиолиниях.

Однако следует иметь в виду, что увеличение числа градаций фазы приводит к уменьшению расстояния между отдельными сигналами, а следовательно, снижает помехоустойчивость передачи. Поэтому в космических радиолиниях, где мощность бортовых передатчиков ограничена, практическое применение на сегодняшний день находят лишь системы с четырехфазной манипуляцией.

На рис. 4.33 показана векторная диаграмма сигналов при четырехфазной манипуляции. Передаваемый по радиолинии сигнал представляет собой высокочастотное колебание

$$\sin[\omega_n t + \theta_A(t)] \quad (4.54)$$

фаза которого $\theta_A(t)$ в каждый момент времени может принимать одно из четырех значений: $0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}$.

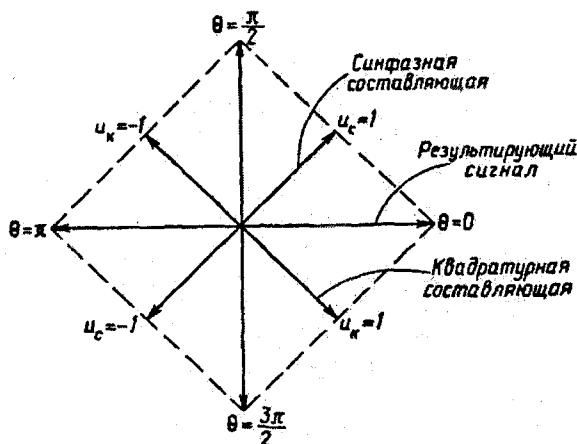


Рис. 4.33. Векторная диаграмма сигналов при четырехфазной манипуляции.

Сигнал (4.54) может быть представлен в виде суммы синфазной и квадратурной составляющих:

$$\sin[\omega_n t + \theta_A(t)] = \frac{U_C(t)}{\sqrt{2}} \sin(\omega_n t + \frac{\pi}{4}) + \frac{U_K(t)}{\sqrt{2}} \cos(\omega_n t + \frac{\pi}{4}),$$

где $U_C(t) = \pm 1$ и $U_K(t) = \pm 1$.

Изменение амплитуды сигналов в синфазном и квадратурном каналах происходит при изменении символов передаваемой двоичной информации.

Если единичное значение амплитуды в каждом канале соответствует передаче нулевого двоичного символа, то взаимно однозначное соответствие между фазой сигнала и значениями двоичных символов в синфазном и квадратурном каналах может быть представлено таблицей (табл. 4.5).

Таблица 4.5.

Взаимно однозначное соответствие между фазой сигнала и значениями двоичных символов в синфазном и квадратурном каналах.

Значение фазы θ_A	0	$\frac{\pi}{2}$	π	$\frac{3\pi}{2}$
Значение двоичного символа в синфазном канале	0	1	1	0
Значение двоичного символа в квадратурном канале	0	0	1	1

Таким образом, при четырехфазной манипуляции в радиолинии появляется возможность одновременной передачи двоичной информации по двум независимым каналам.

В радиолинии «Земля – борт» один из этих каналов можно использовать, например, для передачи командно-программной информации, а другой – для передачи запросной ПСП при одновременном измерении дальности. Длительность элементарных сигналов в каждом из каналов, вообще говоря, может быть выбрана независимо. Однако на практике тактовые частоты, используемые при формировании двоичных последовательностей в информационном и измерительном канале, выбирают кратными. Это облегчает процесс декодирования сигналов на приемной стороне.

На рис. 4.34 изображена структурная схема устройства формирования совмещенного сигнала при четырехфазной манипуляции. Поступающий на вход устройства сигнал несущей частоты сдвигается по фазе на 90° , а затем синфазный и квадратурный сигналы подаются на входы двухфазных модуляторов ДМ. Работой модулятора синфазного канала управляет двоичная последовательность информационных символов, а работой модулятора квадратурного канала – измерительная ПСП. Выходные сигналы двухфазных модуляторов складываются, образуя на выходе совмещенный сигнал, фаза которого принимает одно из четырех значений в зависимости от комбинации двоичных символов в информационном и измерительном каналах.

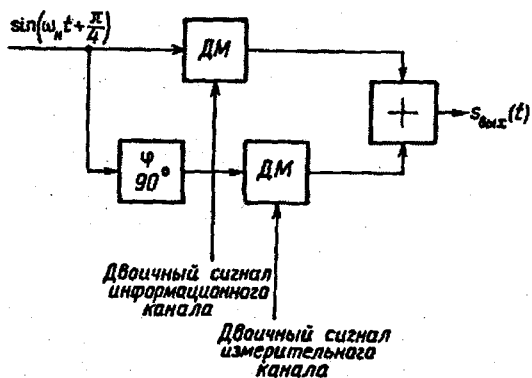


Рис. 4.34. Структурная схема устройства формирования совмещенного сигнала при четырехфазной манипуляции.

Следует заметить, что при неравенстве амплитуд синфазного и квадратурного каналов совмещенный сигнал на выходе устройства остается четырехфазным, однако величина фазового сдвига не будет кратной $\frac{\pi}{2}$.

На рис. 4.35 показан вариант структурной схемы демодулятора сигнала с четырехфазной манипуляцией, который обеспечивает разделение информационного и измерительного каналов на приемной стороне.

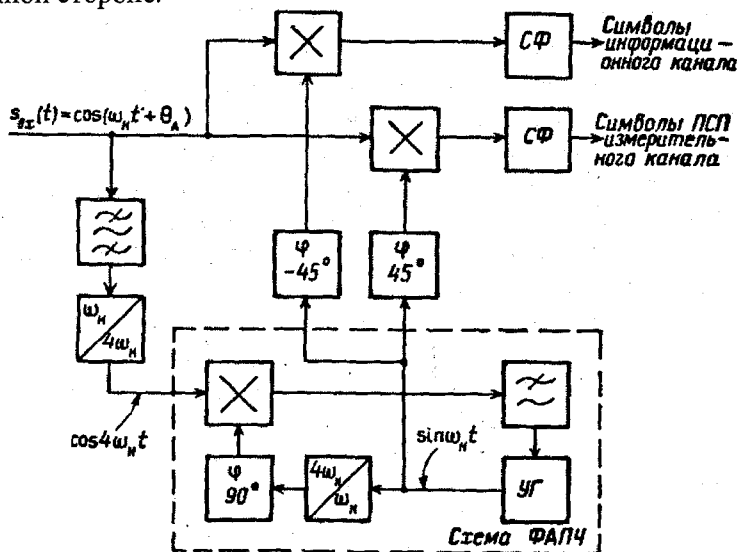


Рис. 4.35. Структурная схема демодулятора сигнала с четырехфазной манипуляцией.

Основной задачей при детектировании сигналов с четырехфазной манипуляцией, как и при двухфазной манипуляции, является восстановление несущей частоты из принимаемого сигнала.

Из соотношения (4.52) следует, что скачки фазы при четырехфазной манипуляции кратны величине $\frac{\pi}{2}$, поэтому для получения немодулированной несущей из сигнала с четырехфазной манипуляцией, описываемого соотношением (4.54), необходимо выполнить умножение этого сигнала на четыре, т.е.

$$\sin 4(\omega_n t + \frac{\pi}{2} i) = \sin 4\omega_n t.$$

Схема ФАПЧ осуществляет слежение за восстановленной несущей, а сигнал с выхода управляемого генератора УГ используется для формирования опорных сигналов синфазного и квадратурного каналов.

Детектирование сигналов с четырехфазной манипуляцией осуществляется параллельно работающими детекторами синфазного и квадратурного каналов. Опорные сигналы каналов сдвинуты относительно друг друга на $\frac{\pi}{2}$ и совпадают по фазе с нулевым символом в каждом из каналов. После перемножителя, выполняющего роль фазового детектора, в каждом из каналов стоит согласованный фильтр СФ, который выделяет принимаемые двоичные символы. Таким образом, на выходе согласованных фильтров формируются последовательности двоичных символов информационного и измерительного каналов.

Наряду с рассмотренной схемой умножения на четыре для восстановления несущей при четырехфазной манипуляции могут использоваться и другие варианты схемы, некоторые из которых представлены.

В радиолиниях с четырехфазной манипуляцией, так же как и в радиолиниях с двухфазной манипуляцией, широкое применение находят методы дифференциальной относительной модуляции. При этих методах модуляции передаваемая комбинация символов синфазного и квадратурного каналов определяет не фазу сигнала, а разность фаз передаваемого и предшествующего ему сигнала. Такой метод передачи позволяет избежать группирования ошибок при скачках фазы опорных сигналов.

Для приема сигналов с дифференциальной фазовой манипуляцией применяются известные методы сравнения фаз и сравнения полярностей элементов сигнала.

На рис. 4.36 изображена структурная схема дифференциально-когерентного демодулятора четырехфазного сигнала. Особенностью схемы является формирование опорных сигналов синфазного и квадратурного каналов местным генератором Г, который

имеет приблизительно ту же частоту, что и входной сигнал. При этом разность фаз входного и опорного сигналов на интервале времени $2\tau_0$ должна оставаться постоянной, т.е.

$$\varphi(t) - \varphi(t - 2\tau_0) \ll \frac{\pi}{2}.$$

На практике для этого достаточно применить схему частотной автоподстройки.

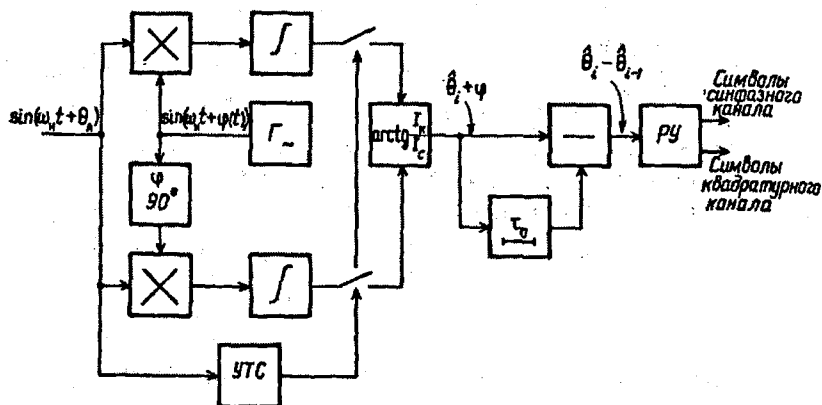


Рис. 4.36. Структурная схема дифференциально-когерентного демодулятора четырехфазного сигнала.

Сигналы с выхода перемножителя синфазного и квадратурного каналов интегрируются в течение времени τ_0 , и результаты интегрирования I_c и I_k считываются с таким же интервалом τ_0 . Управление работой ключей осуществляет устройство тактовой синхронизации УТС.

Вычислительное устройство осуществляет вычисление функции $\arctg \frac{I_{ki}}{I_{ck}}$, которая дает оценку фазы входного сигнала с учетом фазового рассогласования $\varphi(t)$ местного генератора $\arctg \frac{I_{ki}}{I_{ck}} = \theta_i + \varphi$.

Далее, в вычитающем устройстве осуществляется вычитание оценок фазового сдвига данной и предшествующей посылок. В результате этого на выходе вычитающего устройства формируется оценка разности фаз данной и предшествующей посылок. В решающем устройстве РУ полученная разность фаз сравнивается с четырьмя возможными ее значениями $-0, \frac{\pi}{2}, \pi, \frac{3\pi}{2}$ – и в качестве истинного выбирается ближайшее из них. Здесь же фазовый сдвиг отождествляется с определенными значениями двоичных символов в синфазном и квадратурном канале в соответствии с принятым правилом модуляции.

Рассмотренный дифференциально-когерентный демодулятор проще приведенной ранее схемы демодулятора с восстановлением несущей, однако это упрощение получено ценой ухудшения качества приема.

Примером совмещенной радиолинии с четырехфазной манипуляцией может служить описанная в работе радиолиния «навигационный объект – потребитель».

Вопросы для самопроверки к разделу 4

1. Дайте определение многоканальной системы связи.
2. Дайте определение совмещенной радиолиний.
3. Разъясните принцип построения совмещенной радиолинии.
4. Сравните между собой различные типы совмещенных радиолиний для простых и сложных сигналов. Назовите их достоинства и недостатки.
5. Охарактеризуйте свойства псевдослучайных последовательностей.
6. Нарисуйте схему и объясните принцип действия ССЗ.
7. Для чего предназначен дискриминатор в ССЗ?
8. Нарисуйте схемы ССЗ с дискриминаторами двух разных типов и сравните их характеристики между собой.
9. Назовите преимущества и недостатки методов передачи информации при использовании двухканальной и одноканальной когерентных схем слежения за задержкой.
10. Почему при использовании противоположных сигналов для передачи информации не работает ССЗ? Что необходимо сделать для сохранения работоспособности дискриминатора? С какой целью используются именно противоположные сигналы?

ЛИТЕРАТУРА

1. Теория электрической связи. Под ред. Д.Д. Кловского – М.: Радио и связь, 1995
2. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 2000
3. Зернов Н.В., Карпов В.Г. Теория радиотехнических цепей. – СПб.: Энергия, 1992. – 816 с.
4. Даушвили А.П. Радиопередающие устройства.– СПб.: Энергия, 1993. – 514 с.
5. Максимов Ю.П. Радиоприемные устройства.– СПб.: Энергия, 1994. – 490 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
Раздел 1. ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТЬ. МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ	4
1.1. Помехозащищенность	4
1.2. Методы повышения скрытности	8
1.3. Методы повышения помехоустойчивости	9
Вопросы для самопроверки к разделу 1	10
Раздел 2. МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В ИНФОРМАЦИОН- НЫХ СИСТЕМАХ	11
2.1. Особенности передачи информации Методы повышения скрытности ..	11
2.2. Методы передачи информации в системах с импульсным излучением ..	16
2.3. Помехоустойчивость систем передачи информации с импульсным излучением	20
2.4. Методы передачи информации в системах с непрерывным излуче- нием	25
2.5. Помехоустойчивость систем передачи информации с непрерывным излучением	32
2.6. Общая характеристика методов повышения помехоустойчивости систем передачи информации	40
2.7. Оптимальные системы сигналов	51
2.8. Показатели помехоустойчивости систем передачи информации	65
2.9. Помехоустойчивое кодирование информации	76
2.10 Циклические коды	87
2.11.Сверточные коды	109
Вопросы для самопроверки к разделу 2	122
Раздел 3. СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ	123
3.1. Общая характеристика систем передачи дискретных сообщений с обратной связью	123
3.2. Системы с решающей обратной связью	126
3.3. Системы с информационной обратной связью	128
3.4. Системы с комбинированной обратной связью	131
3.5. Помехоустойчивость систем с обратной связью	134
3.6. Скорость передачи информации в системах с обратной связью	137
3.7. Помехоустойчивость систем с решающей обратной связью	142
3.8. Помехоустойчивость систем с информационной обратной связью ..	151
3.9. Помехоустойчивость систем с комбинированной обратной связью ..	163
3.10. Методы повышения скорости передачи информации в системах с обратной связью	169
Вопросы для самопроверки к разделу 3	176

Раздел 4. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СОВМЕЩЕННЫХ РАДИОЛИНИЙ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ	177
4.1. Общая характеристика многофункциональных информационных систем	177
4.2. Принцип построения совмещенных радиолиний	180
4.3. Совмещенные радиолинии с простыми импульсными сигналами ..	185
4.4. Совмещенные радиолинии с простыми непрерывными сигналами ..	188
4.5. Совмещенные радиолинии со сложными сигналами	197
4.6. Свойства псевдослучайных последовательностей	202
4.7. Применение псевдослучайных сигналов для измерения текущих навигационных параметров объектов	209
4.8. Передача информации в совмещенных радиолиниях со сложными сигналами	223
4.9. Метод инвертирования части последовательности	225
4.10. Метод избыточных элементов	230
4.11. Метод модуляции последовательности по задержке	236
4.12. Практическое применения метода передачи информации инвертированием полного периода ПСП	238
4.13. Передача информации при использовании одноканальной когерентной схемы слежения за задержкой	241
4.14. Передача информации при использовании некогерентной схемы слежения за задержкой	245
4.15. Совмещенные радиолинии с многофазной фазовой манипуляцией	246
Вопросы для самопроверки к разделу 4	253
Литература	254

Учебное издание

С.А. Ясько

**МЕТОДЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ
В ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ**

Учебное пособие

по дисциплине

«Информационно-управляющие технологии в технике связи»

Редакторы: Л.В. Ковель

ЛР № 020309 от 30.12.96.

Подписано в печать 18.05.07. Формат 60×90 1/16. Гарнитура Times New Roman.
Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл.печ.л.16,2. Тираж 250 экз. Заказ № 36/07
РГГМУ, 195196, Санкт-Петербург, Малоохтинский пр., 98.
ЗАО «НПП «Система», 195112, Санкт-Петербург, Малоохтинский пр., 80/2..
