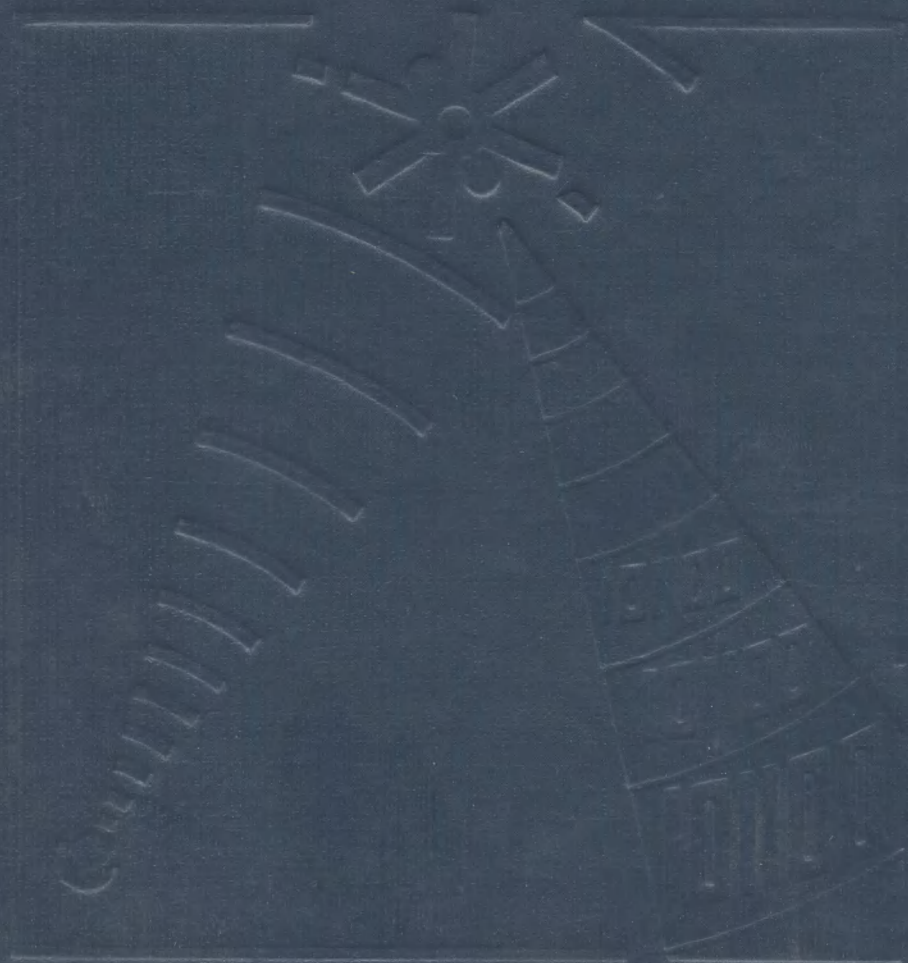


РАДИОСИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

И. М. ТЕПЛЯКОВ, Б. В. РОШИН,
А. И. ФОМИН, В. А. ВЕЙЦЕЛЬ

РАДИОСИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ



И. М. ТЕПЛЯКОВ, Б. В. РОЩИН,
А. И. ФОМИН, В. А. ВЕЙЦЕЛЬ

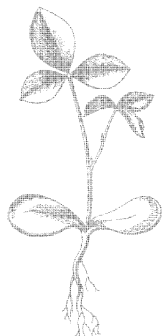
РАДИОСИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Под редакцией
профессора И. М. Теплякова

Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебного пособия
для студентов радиотехнических
специальностей вузов



МОСКВА
«РАДИО И СВЯЗЬ»
1982



Scan AAW

УДК 32.95
Р15
УДК 621.396.96

Р15 Радиосистемы передачи информации: Учеб. пособие
для вузов / И. М. Тепляков, Б. В. Рошин, А. И. Фомин, В. А. Вейцель; Под ред. И. М. Теплякова. — М.: Радио и связь, 1982. — 264 с., ил.

В пер.: 90 к.

Рассмотрены вопросы анализа и проектирования систем передачи информации различного назначения и принципа действия: спутниковых радиосистем, радиосистем с псевдодумовыми сигналами, лазерных систем передачи информации и др., а также особенности построения и выбор параметров отдельных подсистем в радиосистемах. Даны основные характеристики различных методов кодирования и приведены особенности построения кодирующих и декодирующих устройств основных помехоустойчивых кодов.

Для студентов радиотехнических специальностей. Может быть полезна специалистам, занимающимся разработкой радиосистем передачи информации и управления.

Р 2402020000-140
046(01)-82 8-82

ББК 32.95
6Ф2.4

Рецензенты: кафедра радиосистем передачи информации Ленинградского военно-инженерного института им. Можайского (зав. кафедрой д-р техн. наук, проф. Е. В. Митряев), кафедра радиоэлектроники Ленинградского института авиационного приборостроения (зав. кафедрой д-р техн. наук, проф. М. А. Соколов), д-р техн. наук, проф. В. Д. Колесник.

Редакция литературы по кибернетике и вычислительной технике

*Игорь Михайлович Тепляков
Борис Васильевич Рошин
Анатолий Иванович Фомин
Виктор Абрамович Вейцель*

РАДИОСИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Редактор Т. М. Любимова
Художественный редактор Л. Н. Сильянов
Обл. художника В. И. Давыдова
Технический редактор К. Г. Игумнова
Корректор И. Г. Зыкова

ИБ № 69

Слано в набор 01.03.82.	Подписано в печать 27.07.82.	Т-15213
Формат 60×90 ¹ / ₁₆ .	Бумага кн.-журн.	Гарнитура литературная.
Усл. печ. л. 16,5.	Усл. кр.-отт. 16,5.	Уч.-изд. л. 19,45.
	Зак. № 738	Цена 90 к.
Издательство «Радио и связь», 101000 Москва, Главпочтамт, а/я 693		Печать высокая.
		Изд. № 19629

Московская типография № 4 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
129041, Москва, Б. Переяславская ул. д. 46

© Издательство «Радио и связь», 1982

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время наблюдается тенденция усложнения радиосистем передачи информации, которые становятся «большими» системами и не могут рассматриваться как независимая совокупность отдельных радиолиний. Это хорошо видно при рассмотрении, например, спутниковых систем передачи информации или информационно-телеметрических систем сбора информации при одновременном управлении многими орбитальными космическими аппаратами.

В основу учебного пособия положен курс лекций по радиосистемам, прочитанный авторами в Московском авиационном институте им. Серго Орджоникидзе. Значительная часть книги является оригинальной. Основное внимание авторы уделили вопросам анализа и проектирования радиосистем, в частности различных вариантов спутниковых радиосистем, информационно-телеметрических систем сбора и передачи информации летательных аппаратов, лазерных систем передачи информации и других. Предполагается, что читатели знакомы с основами теории случайных процессов, оптимальных методов радиоприема и теории информации.

Главы 1, 3, а также § 6.1, 6.2 и 6.3 написаны И. М. Тепляковым; гл. 2, 4 — А. И. Фоминым, гл. 5 и § 6.4, 6.5 — Б. В. Роциным, гл. 7 — В. А. Вейцелем.

Авторы выражают благодарность рецензентам д-ру техн. наук, проф. Е. В. Митряеву, д-ру техн. наук, проф. В. Д. Колеснику, д-ру техн. наук, проф. М. А. Соколову, а также д-ру техн. наук, проф. Ю. С. Лезину.

Список используемых сокращений

АРУ — автоматическая регулировка усиления	ППС — приемопередающая станция
АК — антенный коммутатор	ПШС — псевдoshумовой сигнал
А — абонент	ПУ — пороговое устройство
БПЧ — блок переноса частот	СМ — смеситель
ГТИ — генератор тактовых импульсов	СК — селектор каналов
ГПШС — генератор псевдoshумовых сигналов	СВМ — схема выбора максимума
ГКС — генератор канальных сигналов	СД — синхронный детектор
ДМ — демодулятор	УРЧ — усилитель радиочастоты
ЗУ — запоминающее устройство	УПЧ — усилитель промежуточной частоты
КГ — кварцевый генератор	УМ — усилитель мощности
КК — коммутатор каналов	УЧ — умножитель частоты
Кл — ключ	УФ — управляемый фазовращатель
М — модулятор	Ф — фильтр
ПРД — передатчик	ФВ — фазовращатель
ПРМ — приемник	ЧМ — частотный модулятор
	ЧД — частотный детектор

Г Л А В А I

Спутниковые системы передачи информации

Успешная эксплуатация систем передачи информации «Земля—Земля» через активные спутники-ретрансляторы («Молния», «Экран», «Стационар» и др.) показала их высокую эффективность. В следующем десятилетии и далее предполагается создать большое число новых спутниковых систем связи различного назначения.

Хотя в настоящее время спутниковые системы используются в основном для передачи информации, однако ясно, что спутник-ретранслятор представляет собой эффективное средство для увеличения дальности действия радиолиний самого различного назначения. В связи с этим представляет большой интерес рассмотрение принципов построения спутниковых систем, их технических и тактических возможностей.

1.1. Энергетические потенциалы радиолиний

Расчет энергетического потенциала радиолинии позволяет определить ряд основных параметров системы: мощность передатчиков, геометрические размеры антенн, скорость передачи информации и др. Одновременно расчет энергетических потенциалов различных вариантов радиолиний позволяет установить определенные закономерности при выборе диапазона частот и основных параметров радиолиний. Отыскание этих закономерностей также является целью данного параграфа. Строгий расчет энергетического потенциала радиолинии является достаточно сложным [63], но он необходим на завершающем этапе проектирования радиосистемы. Здесь мы рассмотрим методику расчета, пригодную для предварительной оценки параметров радиолиний и для сравнения разных вариантов радиосистем.

Расчет начинаем определением мощности полезного сигнала на входе приемника и мощности шумов, пересчитанной ко входу приемника. Обозначим $P_{\text{пер}}$ — мощность передатчика, $\eta_{\text{пер}}$ — КПД передающего тракта АФУ. Тогда $\eta_{\text{пер}} P_{\text{пер}}$ есть излучаемая мощность. При изотропной передающей антенне и среде распространения без потерь, мощность, проходящая через единичную площадку, которая находится на расстоянии r от передатчика, как это следует из закона сохранения энергии, равна излучаемой мощности, деленной на пло-

щадь поверхности сферы радиуса r . Тогда поток мощности через единичную площадку в точке приема равен

$$p_0 = \eta_{\text{пер}} P_{\text{пер}} / 4\pi r^2$$

Если передающая антенна имеет коэффициент усиления по мощности $G_{\text{пер}}$ в направлении на приемник, то

$$p_0 = \eta_{\text{пер}} P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} / 4\pi r^2.$$

Величина $\eta_{\text{пер}} P_{\text{пер}} G_{\text{пер}}$ называется эквивалентной изотропно-излучаемой мощностью антенны (ЭИИМ).

Приемная антенна характеризуется эффективной площадью $S_{\text{пр}}$, которая по определению равна отношению мощности сигнала на выходе антенны к потоку мощности через единичную площадку p_0 . Приемная антенна перехватывает мощность, величина которой зависит только от $S_{\text{пр}}$, т. е. только от геометрических размеров антенны и не зависит от длины волны (например, для параболической антенны с диаметром раскрыва d эффективная площадь антенны есть $S_{\text{пр}} \approx \approx 0,54\pi d^2/4$). Обозначим через L коэффициент ($L \geq 1$), характеризующий потери полезного сигнала в тракте от передатчика до входа приемника. Величина $\eta_{\text{пер}}$ также входит в эти суммарные потери. Тогда мощность полезного сигнала на входе приемника

$$P_c = p_0 S_{\text{пр}} = P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} S_{\text{пр}} / 4\pi r^2 L. \quad (1)$$

Иногда удобно выражать эффективную площадь приемной антенны через коэффициент усиления приемной антенны $G_{\text{пр}}$. В этом случае $S_{\text{пр}} = (\lambda^2/4\pi) G_{\text{пр}}$, где под $G_{\text{пр}}$ понимается коэффициент усиления антенны, если бы эта антенна использовалась в качестве передающей. Из этой формулы следует, что при фиксированной апертуре антенны коэффициент усиления антенны растет с уменьшением длины волны λ . Однако это не означает, что с уменьшением длины волны приемная антенна будет сильнее «усиливать» сигнал и сигнал возрастет на входе приемника. Как указывалось выше, мощность сигнала, перехватываемая приемной антенной, зависит только от ее геометрических размеров.

Энергетическим потенциалом радиолинии будем называть отношение мощности полезного сигнала на входе приемника P_c к спектральной плотности шумов на входе приемника N_0 . Так как $N_0 = kT$, где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/Гц·град — постоянная Больцмана, T — шумовая температура приемной системы в градусах абсолютной шкалы, то из (1) получим

$$P_c / N_0 = P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} S_{\text{пр}} / 4\pi r^2 k T L.$$

Часто энергетический потенциал выражают в децибелах: (2)

$$\left(\frac{P_c}{N_0} \right)_{\text{дБ}} = (P_{\text{пер}} G_{\text{пер}})_{\text{дБ}} - \left(\frac{4\pi r^2}{S_{\text{пр}}} \right)_{\text{дБ}} - T_{\text{дБ}} - L_{\text{дБ}} + 228,6,$$

где $(P_{\text{пер}} G_{\text{пер}})_{\text{дБ}}$ есть ЭИИМ идеального передающего тракта относительно излучаемой мощности 1 Вт; $(4\pi r^2/S_{\text{пр}})_{\text{дБ}}$ — потери сигнала за счет распространения в свободном пространстве и $-10 \log k = -228,6$.

Заменяя $S_{\text{пр}} = \lambda^2 G_{\text{пр}} / 4\pi$, получаем другую известную формулу для энергетического потенциала радиолинии:

$$\left(\frac{P_c}{N_0} \right)_{\text{дБ}} = (P_{\text{пер}} G_{\text{пер}})_{\text{дБ}} + (G_{\text{пр}}/T)_{\text{дБ}} - (4\pi r/\lambda)_{\text{дБ}}^2 - L_{\text{дБ}} + 228,6,$$

где $G_{\text{пр}}/T$ называется добротностью приемного устройства.

Величина P_c/N_0 должна быть больше или равна некоторому пороговому значению $(P_c/N_0)_{\text{п}}$, которое зависит от полосы частот передаваемого сообщения и требуемого качества воспроизведения сообщения в приемном устройстве.

Пусть видеополоса (информативная полоса) аналогового или цифрового сообщения есть ΔF . Удобно определять пороговое отношение сигнал-шум в удвоенной информативной полосе сообщения $\Delta f = 2\Delta F$ для заданного вида модуляции и кодирования. Обозначим $(P_c/N_0 \Delta f)_{\text{п}} = h_{\text{п}}^2$. В частности, для цифровых методов модуляции, когда на вход радиолинии поступает поток информационных символов длительностью τ_0 , можно записать $\Delta f \approx 1/\tau_0$ и $h_{\text{п}}^2 = (P_c \tau_0 / N_0)_{\text{п}} = (E_c / N_0)_{\text{п}}$, где $E_c = P_c \tau_0$ — энергия, приходящаяся на один принимаемый символ информации. Например, для фазовой манипуляции на 180° и когда без избыточности под пороговым значением можно понимать величину $(E_c / N_0)_{\text{п}} = 10$, при которой достигается вероятность ошибки на символ p , равная $p \approx 10^{-6}$ [46].

Используя выражение (2), можно записать следующее уравнение, связывающее основные параметры радиолинии:

$$P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} S_{\text{пр}} / 4\pi r^2 k T \Delta f L \geq h_{\text{п}}^2.$$

Из этого уравнения и определяются величины $P_{\text{пер}}$, $G_{\text{пер}}$, $S_{\text{пр}}$. Анализ показывает, что, начиная с некоторой мощности передатчика (порядка нескольких ватт), всегда выгоднее повышать энергетический потенциал радиолинии за счет увеличения усиления передающей антенны, а не за счет увеличения мощности передатчика. При этом масса и стоимость аппаратуры оказываются минимальными. Увеличение $G_{\text{пер}}$ ограничивается либо габаритами антенн, что характерно для летательных аппаратов, либо требованиями к ширине диаграммы направленности антенны. В частности, при больших значениях $G_{\text{пер}}$ получающиеся узкие диаграммы направленности создают трудности в наведении антенн и пр. Например, для антенн с круглой апертурой (параболических и др.) диаграмма направленности антенны может быть описана выражением [40]

$$G(\theta) = 2J_1\left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta\right) / \left(\frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta\right),$$

где θ — угол относительно оси антенны; J_1 — функция Бесселя первого рода; d — диаметр апертуры. При узких диаграммах направленности для главного лепестка $\sin \theta \approx \theta$ и

$$G(\theta) = 2J_1\left(\frac{\pi d}{\lambda} \theta\right) / \left(\frac{\pi d}{\lambda} \theta\right).$$

Тогда ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности есть

$$\theta_0 = 1,03\lambda/d \approx \lambda/d \text{ рад}$$

и ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности в градусах равна

$$\theta_0^\circ \approx 60\lambda/d.$$

Так, например, для $\lambda = 3$ см ширина диаграммы направленности в 1° достигается уже при $d = 180$ см.

Рассмотрим зависимость мощности сигнала на входе приемника от длины волны. Представляют интерес следующие четыре случая:

1) величина $P_{\text{пер}}G_{\text{пер}}$ задана и не должна зависеть от длины волны, т. е. задана форма диаграммы направленности передающей антенны. Также задана форма диаграммы направленности приемной антенны. Например, диаграммы направленности передающей и приемной антенн ИСЗ-ретранслятора должны охватывать всю Землю независимо от используемой длины волны. Одновременно, например, требуется, чтобы диаграммы направленности передающих и приемных антенн самолетов или ИСЗ, использующих этот ИСЗ-ретранслятор, были все-направленными. В этом случае эффективная площадь приемной антенны при заданной ширине диаграммы направленности (заданной величине $G_{\text{пр}}$) будет расти с увеличением длины волны в соответствии с выражением

$$S_{\text{пр}} = (\lambda^2/4\pi) G_{\text{пр}} \sim \lambda^2.$$

Тогда в соответствии с выражением (1) выгодными являются более длинноволновые диапазоны спектра электромагнитных колебаний;

2) размеры (апертуры) антенн на передающей и приемной сторонах фиксированы. Тогда $S_{\text{пр}} = \text{const}$, т. е. не зависит от длины волны, но с уменьшением длины волны увеличивается усиление передающей антенны: $G_{\text{пер}} = (4\pi/\lambda^2) S_{\text{пер}}$. Таким образом, уменьшение длины волны λ приводит к возрастанию мощности сигнала на входе приемника. Следовательно, выгодны диапазоны с наименьшими значениями λ (оптический, миллиметровый);

3) фиксирован размер апертуры только одной антенны, передающей или приемной, форма диаграммы направленности другой антенны является заданной. В этом случае сигнал на входе приемника не зависит от частоты;

4) размеры передающей и приемной антенн ограничены точностью изготовления зеркала антенн. Например, зеркало антенны должно иметь отклонения геометрических размеров, не превышающие $0,1\lambda$.

В настоящее время при изготовлении наземных антенн допускается погрешность $\Delta d \leq 10^{-4}d$. Отсюда из уравнения $10^{-4}d = 0,1\lambda$ получим $d/\lambda = 10^3$. Для параболической антенны $G_{\text{пер}} \approx (0,5) 4\pi \times \times S_{\text{пер геом}}/\lambda^2 = 0,5\pi^2 (d/\lambda)^2 \approx 5 \cdot 10^6 = \text{const}$, т. е. максимально достижимый коэффициент усиления антенны 67 дБ не зависит от длины волны. В то же время эффективная площадь приемной антенны $S_{\text{пр}} \sim$

$\sim d^2 \sim \lambda^2$ растет с увеличением длины волны. В этом случае снова выгодны более длинноволновые диапазоны.

Рассмотрим теперь потери сигнала в радиолинии. Потери сигнала возникают в трактах АФУ передатчика и приемника, в процессе распространения радиоволн в атмосфере Земли, из-за неточности наведения антенн, изрезанности диаграмм направленности антенн, при обработке сигнала (неидеальности систем синхронизации) и пр.

Потери из-за поглощения радиоволн в атмосфере. Пройдя тропосферу, радиоволны испытывают поглощение, обусловленное главным образом поглощением в кислороде и парах воды. Другие компоненты создают ничтожно малое поглощение. Для определения поглощения радиоволн нужно знать высотные профили давления, температуры и влажности атмосферы, а также угол наклона к поверхности Земли пути распространения радиоволн. Высотные профили параметров атмосферы меняются в зависимости от времени года, суток и географического положения радиостанции. Поэтому характеристики поглощения радиоволн рассматривают для некоторых средних условий, т. е. для некоторой стандартной модели атмосферы. На рис. 1 представлена зависимость результирующего поглощения радиосигнала от его частоты при прохождении сигнала через тропосферу под углами места $\alpha = 90^\circ$; 5° и 0° и приемной антенне, расположенной на поверхности Земли. Кривые поглощения имеют максимумы (резонансы) на длинах волн 1,35 см, 5 мм и 2,5 мм. Отдельно необходимо учитывать потери при выпадении осадков (дождя, тумана, снега и пр.). В 98% случаев на территории СССР интенсивность дождя $I \leq 4$ мм/ч. Для $I = 4$ мм/ч и толщине облаков 1 км интегральные потери в слое дождя, облачности и тумане представлены на рис. 2. В качестве примера на рис. 3 представлены кривые затухания сигнала за счет осадков, тумана и других явлений, полученные экспериментально для девяти пунктов, размещенных в Европе для наихудшего месяца [69]. Экспериментальные данные приведены для частоты 11,4 ГГц. На этом же рисунке приведена кривая затухания сигнала и для частоты 14 ГГц, рассчитанная на основании данных для 11,4 ГГц. Штрихом на рис. 3 даны значения шумовой температуры неба, полученной экспериментально на частоте 11,4 ГГц.

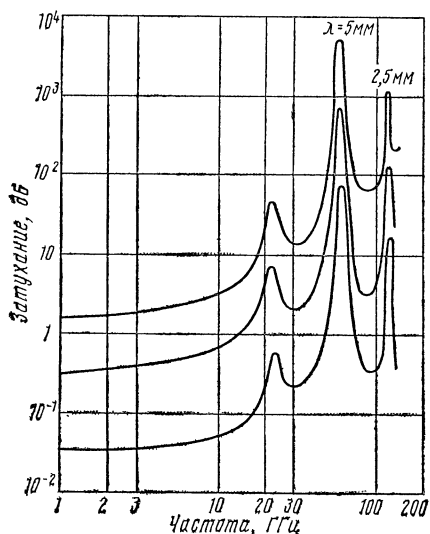


Рис. 1. Затухание радиосигнала при его прохождении через атмосферу (июль, 40° с. ш., европейская и азиатская части СССР)

Верхняя кривая для $\alpha = 0^\circ$

Так, уже на частотах порядка 100 МГц потери не превышают 1—1,5 дБ в наихудших случаях.

Поляризационные потери. Магнитное поле Земли изменяет условия распространения радиоволн в ионосфере, которая становится средой с двойным лучепреломлением. Обыкновенная и необыкновенная составляющие радиоволны распространяются с разными фазовыми скоростями, в результате чего при прохождении некоторого расстояния между ними появляется фазовый сдвиг, приводящий к повороту плоскости поляризации волны. Из-за флуктуаций параметров ионосферы угол поворота вектора поляризации радиоволны также флуктуирует. Поэтому, если передающая и приемная антенны линейно поляризова-

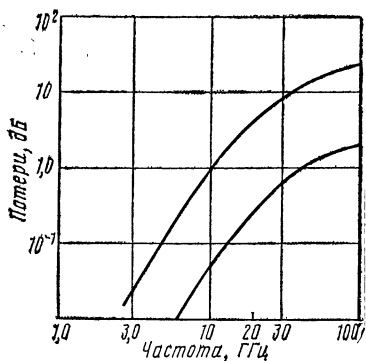


Рис. 2. Результирующие потери в слое дождя, облачности и тумане

Верхняя кривая для $\alpha=5^\circ$, нижняя для $\alpha=90^\circ$

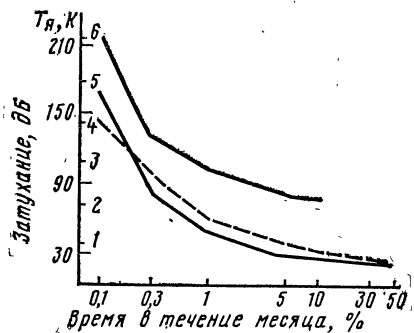


Рис. 3. Экспериментальные данные по затуханию сигналов и шумовой температуре неба T_n в Европе для наихудшего месяца:

для 14 ГГц (верхняя кривая) и 11.4 ГГц (нижние кривые)

ны и ориентированы одинаково, возникают флуктуации амплитуды принимаемого сигнала, называемые поляризационными замираниями. Если одна из антенн (приемная или передающая) будет иметь круговую поляризацию, то поляризационные замирания будут отсутствовать, однако при этом мощность принимаемого сигнала уменьшится в два раза (потери 3 дБ). Действительно, пусть при передаче используется антенна с линейной поляризацией, а при приеме — с круговой поляризацией. Линейно-поляризованное колебание можно представить в виде двух колебаний с круговой поляризацией одинаковой мощности, имеющих противоположные направления вращения. Так как антенна будет принимать колебание только одного направления вращения, то это и приводит к потерям сигнала в 3 дБ. Поляризационные потери сигнала будут отсутствовать при использовании передающих и приемных антенн с круговой поляризацией одного направления вращения.

Флуктуации поляризации вектора радиосигнала проявляются сильнее на более низких частотах. На частотах выше 2 ГГц с этими флуктуациями можно не считаться.

Потери из-за изрезанности диаграмм направленности передающих и приемных антенн. При связи с летательными аппаратами (самолет, ИСЗ) со слабонаправленными или всенаправленными антеннами необходимо считаться с изрезанностью диаграмм направленности бортовых антенн. Типичная диаграмма направленности самолетной всенаправленной УКВ антенны показана на рис. 4. Изрезанность

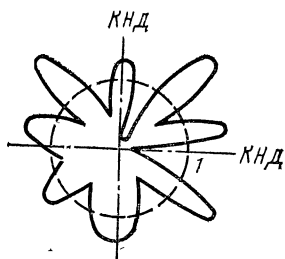


Рис. 4. Диаграмма направленности УКВ самолетной антенны

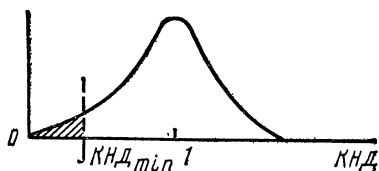


Рис. 5. Плотность вероятности КНД антенны

диаграммы направленности антенны обуславливается интерференцией сигнала, отраженного от отдельных частей летательного аппарата. Изрезанность возрастает с уменьшением длины волны. В диаграмме направленности антенны может быть ряд провалов, в том числе близких к нулю. В этих провалах поляризация, например, из линейной превращается в эллиптическую, приближаясь в круговой. Вращение поляризации может быть как левым, так и правым. Все это серьезно ухудшает условия радиосвязи, заставляя существенно увеличивать мощности передатчиков, чтобы компенсировать уменьшение полезного сигнала в приемнике из-за провалов диаграммы направленности антенны. Для расчета энергетического потенциала радиолинии необходимо построить кривую вероятности появления возможных значений КНД антенны во всех сферических углах. Эта плотность вероятности для одной какой-либо выбранной плоскости может иметь вид, показанный на рис. 5. Задаваясь вероятностью потери связи, которая определит минимально-допустимый КНД, определяют необходимый запас

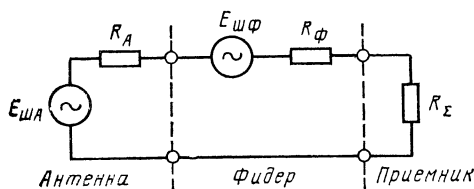


Рис. 6. Эквивалентная схема антенны и фидера

Шумы приемника. Собственные шумы приемника характеризуются температурой приемника $T_{пр}$, т. е. эквивалентным шумящим сопротивлением на входе приемника с температурой сопротивления $T_{пр}$. Спектральная плотность шумов приемника, приведенная к его входу, определяется известным выражением $N_{опр} = kT_0(N_{пр} - 1)$, где $T_0 = 290^\circ$ абсолютной шкалы, $N_{пр}$ — коэффициент шума приемника. Обозначив $T_{пр} = T_0(N_{пр} - 1)$, получим $N_{опр} = kT_{пр}$.

Характеристики малошумящих приемников непрерывно улучшаются. Снижать шумовую температуру приемников следует до уровня, при котором собственные шумы приемника становятся меньше уровня внешних шумов на входе приемника. Наименьшие внешние шумы создаются в дециметровом и сантиметровом диапазонах волн. Поэтому улучшение характеристик малошумящих приемников особенно важно именно в этих диапазонах.

В табл. 1 приведена шумовая температура современных малошумящих усилителей [67.]

Таблица 1

Усилитель	Шумовая температура (К) усилителя на частоте ГГц					
	2	4	7	11	18	35
Охлажденный параметрический	10	15	25	40	60	100
Неохлажденный параметрический	30	40	75	100	—	—
На полевом транзисторе	75	120	180	220	350	—

Рассмотрим шумы фидерного тракта приемника. Наличие потерь в фидерной линии означает, что имеется активное сопротивление потерь фидера, которое должно шуметь и тем самым вносить дополнительный шум в шумы антенны и приемника. Анализ шумов фидерного тракта будем проводить с помощью эквивалентной схемы, представленной на рис. 6, где: $E_{шД}$ — эффективное напря-

жение шумов антенны, $E_{шA}^2 = 4kT_A R_A \Delta f$; R_A — сопротивление излучения антенны; Δf — рассматриваемая полоса приемного устройства; $E_{шф}$ — эффективное напряжение шумов, обусловленное потерями в фидере, $E_{шф}^2 = 4kT_{\phi} R_{\phi} \Delta f$; R_{ϕ} — активное сопротивление потерь фидера; $R_{\Sigma} = R_A + R_{\phi}$ — согласованное входное сопротивление приемника. Коэффициент передачи фидера или его КПД $\eta_{\phi} = R_{\Sigma}' / (R_{\Sigma} + R_{\phi}) \approx R_A / R_{\Sigma}$. Тогда мощность шумов антенны и фидера на входном сопротивлении приемника будет равна:

$$P_{ш(A+\phi)} = \frac{1}{R_{\Sigma}} \left[\left(\frac{E_{шA}}{2} \right)^2 + \left(\frac{E_{шф}}{2} \right)^2 \right] = \frac{k\Delta f}{R_{\Sigma}} (R_A T_A + R_{\phi} T_{\phi}) = k\Delta f [\eta_{\phi} T_A + (1 - \eta_{\phi}) T_{\phi}].$$

Таким образом, результирующая шумовая температура на входе приемника $T = \eta_{\phi} T_A + (1 - \eta_{\phi}) T_{\phi} + T_{пр}$.

В частности, при $T_A = T_{\phi}$ мы имеем $T = T_A + T_{пр}$, т. е. такое же выражение, что и в случае отсутствия потерь в фидере. Тогда учет потерь в фидере сводится только к уменьшению мощности полезного сигнала, шумы же за счет новой согласованной нагрузки входа приемника остаются без изменения. При комнатной температуре фидера $T_{\phi} = 290^\circ \text{ К}$ шумовая температура фидера есть $(1 - \eta_{\phi}) 290^\circ \text{ К}$. Тогда потери в фидере в 0,1 дБ ($10 \log (1/\eta_{\phi})$) вызывают увеличение шумовой температуры на 7° К , потери в 1 дБ добавляют 60° К и т. д.

Шумы антенны. Шумы антенны складываются из шумов сопротивления потерь самой антенны, а также всех шумов, принимаемых антенной от внешних источников. Шумы сопротивления потерь антенны обычно малы, и ими пренебрегают. При необходимости их можно учесть с помощью методики, изложенной для нахождения шумов в фидере. Если внешние протяженные источники шумов одинаковы и расположены равномерно по сфере, окружающей антенну, то величина шумов на выходе антенны не зависит от формы диаграммы направленности антенны и ее геометрических размеров ($S_{пр}$). Это доказывается с помощью принципа взаимности приемных и передающих антенн. Поэтому в этом случае внешние шумы, перехватываемые антенной, удобно характеризовать только одним параметром — шумовой температурой антенны T_A , которую приписывают полному активному сопротивлению антенны, равному сопротивлению излучения антенны R_A плюс сопротивление потерь антенны r_{Π} :

$$R_{\Pi A} = R_A + r_{\Pi} \approx R_A.$$

Протяженные источники радиоизлучения (тепловое излучение атмосферы, радиоизлучение пространства, радиоизлучение Земли и ряд других) создают в точке приема некоторый поток мощности через единичную площадь в единичной полосе частот. Для характеристики этого излучения вводится яркостная температура $T_{я}$ источника излучения, определяемая как эквивалентная температура абсолютно черного тела, которое создает такой же поток мощности в точке приема, как и рассматриваемый источник излучения. Рассмотрим источник излучения с яркостной температурой $T_{я}$, видимый под телесным углом $\Omega_{я}$ из точки приема (рис. 7). Закон излучения Планка для абсолютно черного тела записывается следующим образом [40]:

$$W = \frac{2\pi\hbar^3}{c^2 [\exp(\hbar/kT_{я}) - 1]} \left[\frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \text{Гц}} \right],$$

где W — излучаемая мощность в 1 м^2 поверхности источника излучения в полосе 1 Гц , h — постоянная Планка.

Для радиодиапазона $hf \ll kT_{\text{я}}$ и получим

$$W = 2\pi kT_{\text{я}}/\lambda^2.$$

Пусть источник излучения является шаром радиуса $R_{\text{и}}$ и излучает энергию равномерно во всех направлениях. Тогда вся мощность излучения источника в полосе 1 Гц есть $W4\pi R_{\text{и}}^2$. Пусть H есть мощность, проходящая через единичную площадку в полосе 1 Гц в точке

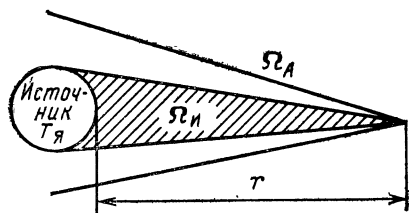


Рис. 7. Прием теплового радиоизлучения протяженного источника

приема, расположенной на расстоянии r от поверхности источника излучения. Проведем сферу радиусом $r + R_{\text{и}}$ относительно центра источника излучения. Тогда можно записать уравнение

$$W4\pi R_{\text{и}}^2 = H4\pi (r + R_{\text{и}})^2$$

или $H = \frac{W}{\pi} \frac{\pi R_{\text{и}}^2}{(r + R_{\text{и}})^2} = \frac{W}{\pi} \Omega_{\text{и}} = \frac{2kT_{\text{я}}}{\lambda^2} \Omega_{\text{и}},$

где телесный угол источника $\Omega_{\text{и}} = \pi R_{\text{и}}^2 / (r + R_{\text{и}})^2$, $\Omega_{\text{и}} = \pi \theta_{\text{и}}^2 / 4$, $\theta_{\text{и}}$ — плоский угол, под которым виден источник излучения.

По определению шумовой температуры антенны, мощность, принимаемая антенной в полосе 1 Гц , есть $kT_{\text{А}}$. С другой стороны, если антенна принимает только линейно-поляризованное излучение, можно записать

$$kT_{\text{А}} = \frac{1}{2} HS_{\text{пр}} = \frac{kT_{\text{я}}}{\lambda^2} \Omega_{\text{и}} S_{\text{пр}}$$

(это выражение справедливо и для антенны с круговой поляризацией).

Заменяя $S_{\text{пр}} = \lambda^2 G_{\text{пр}} / 4\pi$; $G_{\text{пр}} \approx 4\pi / \Omega_{\text{А}}$, где $\Omega_{\text{А}}$ — телесный угол, занимаемый основным лепестком диаграммы направленности приемной антенны, получим окончательно

$$T_{\text{А}} = T_{\text{я}} \Omega_{\text{и}} / \Omega_{\text{А}} = T_{\text{я}} (\theta_{\text{и}} / \theta_0)^2,$$

где θ_0 — ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности.

Здесь мы пренебрегаем изменением усиления антенны в пределах телесного угла $\Omega_{\text{А}}$. Если $\Omega_{\text{и}} \geq \Omega_{\text{А}}$, то $T_{\text{А}} = T_{\text{я}}$.

Реально внешние протяженные источники излучения расположены неравномерно на небесной сфере и имеют различную яркостную

температуру. Поэтому шумовая температура антенны будет представлять собой усредненную температуру окружающих источников, т. е.

$$T_A = \sum_i P_i T_{\text{я}i},$$

где $T_{\text{я}i}$ — температура источника, примерно постоянная в телесном угле Ω_i ; P_i — доля мощности, излучаемой антенной в телесном угле Ω_i , если бы антенна работала в качестве передающей.

Для «точечных» источников радиоизлучения («радиозвезд») мощность принимаемых шумов зависит, как и при приеме полезного сиг-

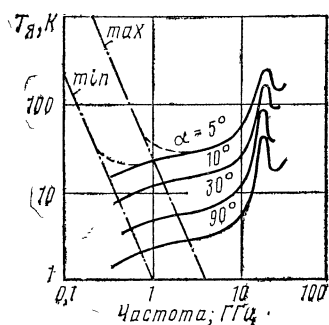


Рис. 8. Яркостные температуры космических шумов и атмосферы:

--- яркостная температура космических шумов; — результирующая яркостная температура

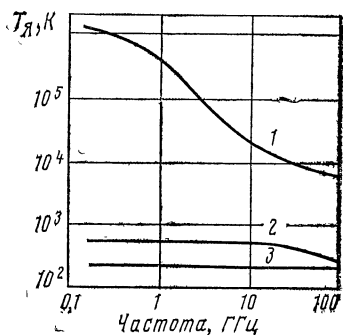


Рис. 9. Яркостная температура Солнца (1), Венеры (2), Луны (3)

нала, от площади приемной антенны. Эта мощность вычисляется по известным величинам H -потока мощности через единичную площадку в полосе 1 Гц, которые получены экспериментально.

Рассмотрим яркостную температуру протяженных источников радиоизлучения. Шумовая температура атмосферы может быть определена по кривым ослабления сигнала точно таким же образом, как это было найдено нами для фидера антенны. Если $\eta_{\text{атм}}$ есть коэффициент передачи атмосферы по мощности ($1/\eta_{\text{атм}}$ — потери мощности сигнала в атмосфере), то яркостная температура атмосферы вдоль пути распространения радиоволн

$$T_{\text{я атм}} = (1 - \eta_{\text{атм}}) T_{\text{ср атм}},$$

где $T_{\text{ср атм}}$ — средняя температура атмосферы вдоль пути распространения радиоволн. На рис. 8 представлены яркостные температуры космического пространства и атмосферы в зависимости от частоты. Суммарная яркостная температура имеет ярко выраженные минимумы, которые лежат в области 0,9—10 ГГц.

Рассмотрим яркостные температуры планет (рис. 9). При расчетах яркостную температуру Луны принимают равной 210 К независимо от частоты. Земля имеет как собственное тепловое излучение, так и

отраженное радионизлучение атмосферы и космических источников. При расчетах принимают яркостную температуру Земли равной 290 К. На частотах 100 ГГц и выше яркостная температура Солнца равна 6000 К.

Рассмотрим теперь, как выбрать оптимальный диапазон частот для космической связи с учетом характера внешних шумов в различных участках спектра радиодиапазона. Будем учитывать только космические шумы и шумы атмосферы. Тогда выражение для энергетического потенциала можно записать следующим образом, учитывая только зависящие от частоты сомножители:

$$\frac{P_c}{N_0} = k \frac{G_{\text{пер}}(f) S_{\text{пр}}(f)}{[T_{\text{пр}} + T_A(f)] L(f)},$$

где k — некоторая константа. Здесь мы считаем, что мощность передатчика берется одной и той же для любой длины волны, поляризационные потери отсутствуют и $L(f)$ отражает только потери в атмосфере. Представляет интерес рассмотреть три ситуации.

1. Величина $G_{\text{пер}}$ задана и не должна зависеть от длины волны, т. е. $G_{\text{пер}}(f) = \text{const}$. Также задана форма диаграммы направленности приемной антенны, т. е. $G_{\text{пр}} = \text{const}$ и $S_{\text{пр}} = G_{\text{пр}} \lambda^2 / 4\pi \sim \lambda^2 \sim 1/f^2$. Эта ситуация описывает, например, систему связи самолетов через ИСЗ-ретранслятор, когда антенна ИСЗ-ретранслятора охватывает всю Землю для обеспечения свободного доступа. Тогда получим

$$\frac{P_c}{N_0} = \frac{k_1}{f^2 [T_{\text{пр}} + T_A(f)] L(f)}.$$

Анализ показывает, что в этом случае оптимальным является метровый диапазон радиоволн и можно положить

$$L(f) \approx 1 \text{ и } \frac{P_c}{N_0} = \frac{k_1}{f^2 [T_{\text{пр}} + T_A(f)]}.$$

Пусть шумовая температура приемника задана: $T_{\text{пр}} = \text{const}$. В области частот, когда $T_{\text{пр}} > T_A$, оптимальны более низкочастотные диапазоны. При $T_A > T_{\text{пр}}$ космический шум возрастает быстрее, чем λ^2 , и появляется оптимум. Найдём этот оптимум. Шумовую температуру космического шума можно выразить аналитически следующим образом. Минимальная шумовая температура равна $T_{A \text{ мин}} = (20\lambda^{2,4})$ К, максимальная температура $T_{A \text{ макс}} = (600\lambda^{2,4})$ К. Тогда для минимальной температуры космических шумов получим

$$P_c/N_0 = k_1 \lambda^2 / (T_{\text{пр}} + 20\lambda^{2,4}).$$

Отсюда оптимальная длина волны равна

$$\lambda_{\text{опт}} = (5T_{\text{пр}}/20)^{1/2,4} = (T_{\text{пр}}/4)^{0,417}.$$

Аналогично для максимальной температуры космических шумов получим

$$\lambda_{\text{опт}} = (5T_{\text{пр}}/600)^{1/2,4} = (T_{\text{пр}}/30)^{0,417}.$$

Кривые оптимальных частот $f_{\text{опт}} = c/\lambda_{\text{опт}}$ в зависимости от шумовой температуры собственных шумов приемника показаны на рис. 10. Можно найти частоту (или длину волны) f^* , соответствующую точке пересечения кривой температуры космических шумов (рис. 8) и шумовой температуры приемника, как результат решения уравнений $T_{\text{А мин}} = T_{\text{пр}}$ или $T_{\text{А макс}} = T_{\text{пр}}$. Тогда получим

$$f_{\text{опт}} \approx f^*/2 \text{ или } \lambda_{\text{опт}} \approx 2\lambda^*.$$

2. Пусть теперь апертуры антенн на передающей и приемной сторонах фиксированы. Тогда

$$\frac{P_c}{N_0} = k_2 \frac{f^2}{[T_{\text{пр}} + T_A(f)] L(f)},$$

где $k_2 = \text{const}$. Анализ показывает, что в этом случае выгодны более высокочастотные диапазоны, исключая участки в областях сильного поглощения радиоволн на $\lambda = 5$ мм и $\lambda = 2,5$ мм (см. рис. 1).

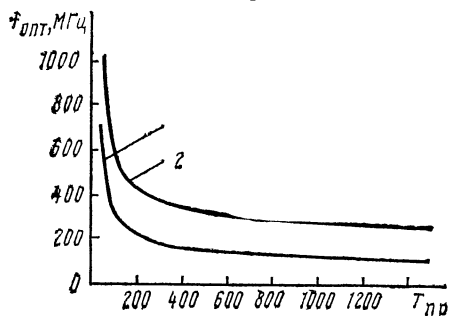


Рис. 10. Оптимальные частоты при $G_{\text{пер}} = \text{const}$, $G_{\text{пр}} = \text{const}$ для максимальных (1) и минимальных (2) космических шумов

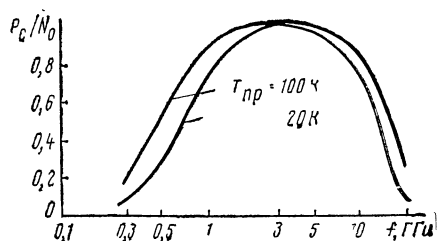


Рис. 11. Зависимость нормированного энергетического потенциала радиолинии от частоты при одной заданной апертуре антенны (передающей или приемной), $\alpha = 5^\circ$ и максимальных космических шумах

3. Если фиксирован размер апертуры только одной антенны, передающей или приемной, и задана диаграмма направленности другой антенны, то будем иметь

$$\frac{P_c}{N_0} = \frac{k_3}{[T_{\text{пр}} + T_A(f)] L(f)},$$

где $k_3 = \text{const}$. Зависимость энергетического потенциала радиолинии от частоты для угла места наземной антенны $\alpha = 5^\circ$ и максимальных космических шумов показана на рис. 11. Аналогичные кривые можно построить и для других значений углов места, максимальных и минимальных значений космических шумов.

1.2. Спутниковые системы с глобальным лучом ИСЗ-ретранслятора

В этих системах диаграммы направленности передающей и приемной антенн ИСЗ-ретранслятора охватывают всю Землю. Антенны с такой диаграммой направленности будем называть антеннами с глобальным лучом. Любой получатель или отправитель сообщений в спутниковой системе будет называться абонентом, независимо от вида сообщений или сигналов (связь, управление, навигация и др.). Тогда спутниковые системы можно разбить на два класса: 1) системы связи каждого абонента с каждым и 2) системы связи некоторого центра управления (ЦУП) со своими абонентами. Системами первого класса являются системы связи и обмена информацией между городами внутри страны или городами разных стран. Системы второго класса более многочисленны. К ним, в частности, относятся системы связи и управления самолетами, космическими аппаратами, морскими кораблями, причем в данной спутниковой системе может быть несколько ЦУПов и каждый ЦУП управляет только своей группой абонентов; например, в международной морской спутниковой системе связи каждая страна имеет свой ЦУП.

Оценим возможные скорости передачи информации между абонентами в спутниковой системе с глобальным передающим и приемным лучами ИСЗ-ретранслятора. В такой системе ограничения на скорость передачи информации накладывает, как правило, радиолиния «ретранслятор—абонент», поскольку в линии «абонент—ретранслятор» могут использоваться более мощные передатчики. Найдем зависимость скорости передачи информации в одноканальной радиолинии «ретранслятор—абонент» как функцию диаметра апертуры приемной антенны. Очевидно, что при глобальном луче передатчика и заданной апертуре антенны приемника абонента мощность сигнала на выходе приемной антенны не зависит от частоты сигнала и оптимальным является диапазон частот 1—10 ГГц.

Определим коэффициент усиления передающей антенны при глобальном луче. Со стационарного ИСЗ Земля видна под углом 18° . Тогда, считая, что ширина диаграммы направленности передающей антенны по уровню половинной мощности $\theta_0 = 18^\circ$, найдем, что коэффициент усиления антенны в максимуме диаграммы направленности есть $G_{\text{пер}} \approx (0,5) 4\pi S/\lambda^2 = 0,5 (\pi d_{\text{пер}}/\lambda)^2 = 0,5 (\pi/\theta_0)^2 = 50$, где S — площадь раскрыва передающей антенны, $d_{\text{пер}}$ — диаметр раскрыва антенны.

Примем, что на Земле используется приемная антенна параболического типа с диаметром раскрыва d . Тогда эффективная площадь приемной антенны равна $S_{\text{пр}} \approx (0,5) \pi d^2/4$. Также будем считать, что в радиолинии используется фазовая манипуляция на 180° и код без избыточности. В этом случае для достижения ошибки на символ порядка 10^{-6} потребуется пороговое отношение сигнал-шум $(E_{\text{с}}/N_0)_{\text{п}} = 10$. При использовании других методов модуляции и кодирования величину $(E_{\text{с}}/N_0)_{\text{п}}$ можно пересчитать, зная сравнительную помехо-

устойчивость этих методов модуляции и кодирования по отношению к фазовой манипуляции на 180° и безызбыточного кодирования:

$$P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} S_{\text{пр}} / 4\pi r^2 k T \Delta f L \geq E_b / N_0 = 10.$$

Обозначив $\Delta f = 1/\tau_0 = R$, где τ_0 — длительность двоичного символа и R — скорость передачи информации в битах в секунду, получим

$$R \leq P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} d^2 / 296 r^2 k T L.$$

Положим $P_{\text{пер}} = 1$ Вт, $G_{\text{пер}} = 25$, $r = 40000$ км, $T = 200$ К. Тогда получим $R \leq 20d^2/L$ Кбит/с. Коэффициент L должен учитывать потери в трактах антенно-фидерного устройства (АФУ) передатчика (~ 1 дБ), приемника ($\sim 0,5$ дБ), потери сигнала за счет неидеально-

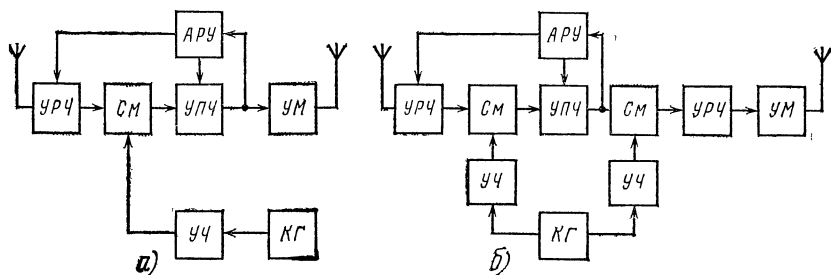


Рис. 12. Структурные схемы ретранслятора с одним (а) и с двумя (б) преобразованиями частоты

сти поляризационных характеристик антенн ($\sim 0,5$ дБ), потери сигнала из-за неточности наведения антенн ($\sim 0,5$ дБ), необходимость увеличения мощности бортового передатчика для компенсации мощности, затрачиваемой на переизлучение шумов бортового приемника ретранслятора ($0,5 - 1,5$ дБ), потери при демодуляции сигнала в приемнике за счет цепей синхронизации несущей и тактовой частоты (~ 1 дБ) и фазовых шумов генераторов (~ 1 дБ). Тогда, считая, что потери при распространении сигнала не превышают 1 дБ, получим, что $L \approx 5$ и $R \leq 4d^2$ Кбит/с.

Сравнение методов уплотнения каналов. Будем рассматривать ретранслятор без обработки сигналов на борту. В этом случае ретранслятор может быть выполнен с одним или двумя преобразованиями частоты. Структурная схема ретранслятора показана для этих двух случаев на рис. 12. Ретранслятор с двумя преобразованиями частоты используется для ретрансляции узкополосных сигналов, для фильтрации которых требуется относительно низкая промежуточная частота.

Рассмотрим частотное уплотнение и разделение каналов (ЧРК). В этом случае каждому каналу отводится своя полоса частот в общей полосе частот ретранслятора (рис. 13). ЧРК — наиболее широко используемый в настоящее время метод многоканальной работы. Его достоинством является простота и возможность передачи весьма широкополосных сообщений (телевизионных и др.). Однако этому мето-

ду присущ ряд недостатков, которые мы и рассмотрим. Первый недостаток метода ЧРК связан с плохим использованием мощности усилителя мощности ретранслятора.

Пусть амплитудная характеристика усилителя мощности имеет линейный участок $2U_0$, так что мы можем аппроксимировать ее так, как это показано на рис. 14. Если амплитуды напряжения на входе усилителя мощности во всех n каналах одинаковы и равны U_i , то для того, чтобы амплитуда суммарного сигнала от всех каналов не превышала U_0 , необходимо, чтобы $U_i \leq U_0/n^*$. Для поддержания суммарного сигнала в пределах линейной части усилителя мощности в составе ретранслятора должна быть схема АРУ, как показано на

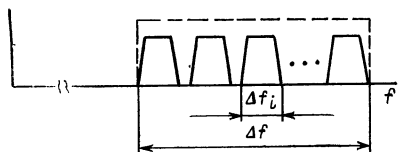


Рис. 13. Спектры сигналов при ЧРК

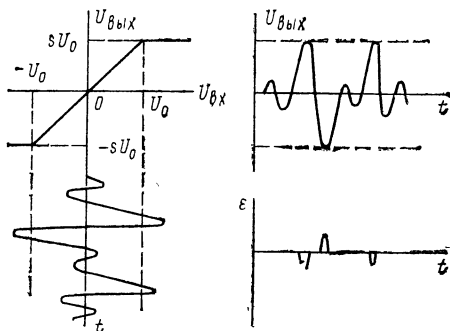


Рис. 14. Амплитудная характеристика усилителя мощности

рис. 12. При условии $U_i \leq U_0/n$ отсутствуют нелинейные искажения суммарного сигнала и, следовательно, перекрестные помехи между каналами. В то же время в идеальном случае, что, например, достигается при временном разделении каналов (ВРК), энергия ретранслятора может быть равномерно распределена между каналами, так что на каждый канал будет приходиться излучаемая средняя мощность $P_i = P_0/n$ вместо $P_i = P_0/n^2$ для ЧРК в отсутствие перекрестных помех. Поэтому при ЧРК требуется значительно большая максимальная мощность ретранслятора P_0 , чем для других методов уплотнения, и может оказаться, что при заданной пропускной способности спутниковой системы передатчики с такой необходимой максимальной мощностью не могут быть созданы при существующем уровне техники.

Ниже будет дана таблица достигнутых мощностей передатчиков и возможных мощностей передатчиков в перспективе. При заданной мощности передатчика пропускная способность системы с ЧРК будет существенно ниже, чем например, при ВРК. При работе на линейном участке усилителя мощности мощность, излучаемая на один канал и, следовательно, пропускная способность каждого канала будет при ЧРК в $n \gg 1$ раз меньше, чем для ВРК. Однако параметры системы с ЧРК можно существенно улучшить, если допустить возможность захода суммарного сигнала в область ограничения, так как при этом

*) Здесь и далее считается, что на выходе приемника ретранслятора отношение сигнал-шум велико, так что можно пренебречь шумами приемника ретранслятора. Это почти всегда справедливо на практике.

увеличивается излучаемая мощность для каждого канала. Степень ограничения суммарного сигнала зависит от допустимой величины перекрестных помех, которые образуются в этом случае. Найдем уровень этих перекрестных помех.

Суммарный сигнал на входе усилителя мощности состоит из $n \gg 1$ независимых напряжений с фазовой или частотной модуляцией (манипуляцией). При $n \gg 1$ суммарный сигнал представляет собой случайный процесс, хорошо описываемый гауссовской плотностью вероятности распределения амплитуд с нулевым средним и дисперсией $\sigma^2 = \sum_{i=1}^n U_i^2/2$. Ограниченный на уровне U_0 выходной сигнал (см. рис. 14)

можно представить в виде неискаженного сигнала, к которому добавлен некоторый сигнал ошибки ϵ , представляющий собой импульсы случайной амплитуды и длительности, случайно появляющиеся во времени. Такой сигнал ошибки имеет широкий спектр и попадает во все каналы. Найдем спектральную плотность такой перекрестной помехи. Известные из литературы приближенные методы анализа перекрестных помех не обеспечивают необходимой точности, поэтому ниже дается строгий анализ рассматриваемой проблемы.

Корреляционная функция гауссовского радиосигнала мощностью σ^2 , прошедшего ограничитель с линейным участком $\pm U_0$, дается выражением [52]:

$$K(\tau) = (\sigma^2)^2 \sum_{m=1}^{\infty} \left[F^{(m-1)}\left(\frac{U_0}{\sigma}\right) - F^{(m-1)}\left(-\frac{U_0}{\sigma}\right) \right]^2 \frac{R^m(\tau)}{m!},$$

где s — крутизна линейного участка ограничителя; $F^{(m-1)}(U_0/\sigma)$ есть $m-1$ производная функции $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-y^2/2} dy$; $x = U_0/\sigma$; $R(\tau)$ — коэффициент корреляции случайного процесса на входе ограничителя.

$$\text{Обозначим } \Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-y^2/2} dy.$$

$$\text{Тогда } K(\tau) = (\sigma^2)^2 \left\{ \Phi^2(x) R(\tau) + 4 \sum_{k=1}^{\infty} [F^{(2k)}(x)]^2 \frac{R^{2k+1}(\tau)}{(2k+1)!} \right\}.$$

где было использовано, что $F^{(m-1)}(-x) = (-1)^m F^{(m-1)}(x)$, $m = 2, 3, \dots$ Будем считать, что спектр входного процесса является узкополосным по сравнению со средней частотой f_0 входного спектра, так что можно записать $R(\tau) = R_0(\tau) \cos 2\pi f_0 \tau$, где $R_0(\tau)$ — коэффициент корреляции исходного спектра, смещенного на нулевую частоту. Определим функцию корреляции на выходе ограничителя для выходного процесса в области частоты f_0 (в первой спектральной зоне) и будем считать, что этот сигнал в первой спектральной зоне и излучается нашим передатчиком. Используя разложение

$$\begin{aligned} \cos^{2k+1} 2\pi f_0 \tau &= \frac{C_{2k+1}^k}{2^{2k}} \cos 2\pi f_0 \tau + \dots = \frac{(2k+1)!}{2^{2k} (k!)^2 (k+1)} \cos 2\pi f_0 \tau + \\ &+ \dots = \frac{(2k+1)!}{(2k!)^2 (k+1)} \cos 2\pi f_0 \tau + \dots, \end{aligned}$$

получим

$$\begin{aligned}
 K(\tau) &= (s\sigma)^2 \left\{ \Phi^2(x) R_0(\tau) + \sum_{k=1}^{\infty} 4 [F^{(2k)}(x)]^2 \frac{R_0^{2k+1}(\tau)}{(2k!)^2 (k+1)} \right\} \cos 2\pi f_0 \tau = \\
 &= (s\sigma)^2 \left[\Phi^2(x) R_0(\tau) + \sum_{k=1}^{\infty} A_{2k+1}(x) R_0^{2k+1}(\tau) \right] \cos 2\pi f_0 \tau = \\
 &= (sU_0)^2 \left[\frac{\Phi^2(x)}{x^2} R_0(\tau) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_{2k+1}(x)}{x^2} R_0^{2k+1}(\tau) \right] \cos 2\pi f_0 \tau,
 \end{aligned}$$

где $A_{2k+1}(x) = \frac{4 [F^{(2k)}(x)]^2}{(2k!)^2 (k+1)}.$

В частности, при $x = 0$ можно получить [52]:

$$\begin{aligned}
 \lim_{x \rightarrow 0} \frac{F^{(2k)}(x)}{x} &= \lim_{x \rightarrow 0} F^{(2k+1)}(x) = (-1)^k \frac{(2k)!}{\sqrt{2\pi} k! 2^k} = (-1)^k \frac{(2k-1)!!}{\sqrt{2\pi}}, \\
 K(\tau) &= (sU_0)^2 \frac{2}{\pi} \left\{ R_0(\tau) + \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{(2k-1)!!}{(2k)!} \right]^2 \frac{R_0^{2k+1}(\tau)}{(k+1)} \right\} \cos 2\pi f_0 \tau.
 \end{aligned}$$

В полученных выражениях, член содержащий $R_0(\tau)$, дает исходный неискаженный сигнал на выходе передатчика, а остальные члены характеризуют междуканальные помехи. Будем считать, что спектр входного многоканального сигнала с ЧРК близок к прямоугольному с результирующей шириной спектра Δf . Тогда $R_0(\tau) = [\sin(\pi \Delta f \tau)] / \pi \Delta f$. Вычислим спектральную плотность процесса на выходе ограничителя на частоте f_0 . На этой частоте уровень междуканальных помех является максимальным. Имеем

$$\begin{aligned}
 G(f_0) &= 4 \int_0^{\infty} K(\tau) \cos 2\pi f_0 \tau d\tau = \frac{(sU_0)^2}{\Delta f} \left[\frac{\Phi^2(x)}{x^2} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \times \right. \\
 &\quad \left. \times \frac{A_{2k+1}(x)}{x^2} \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin z}{z} \right)^{2k+1} dz \right].
 \end{aligned}$$

Функции $A_{2k+1}(x)$ могут быть выражены через любые подходящие функции, для которых имеются необходимые таблицы. Можно воспользоваться таблицами для производных интеграла вероятности $F^{2k}(x)$ [52, 64], таблицами полиномов Эрмита или таблицами функции параболического цилиндра [64]. Производные интеграла вероятности $F^{2k}(x)$ выражаются через полиномы Эрмита $H(x)$ следующим образом:

$$F^{(2k)}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} H_{2k-1}(x).$$

Аналогично можно найти, что

$$A_{2k+1}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \frac{(2k-1)!}{[(2k)!]^2 (k+1)} e^{-\frac{x^2}{2}} \Phi_{2k-1}^2 \left(\frac{x}{\sqrt{2}} \right),$$

где $\Phi(z)$ — функция параболического цилиндра, подробные таблицы которой приведены в [64].

Отдельные значения интеграла $\int_0^{\infty} \left(\frac{\sin z}{z}\right)^{2k+1} dz$ приведены в [12]. Для

$k \geq 2$ можно получить приближенную формулу с погрешностью не более 3%, которая тем точнее, чем больше k . Подынтегральную функцию $[(\sin z)/z]^{2k+1}$ можно рассматривать как произведение некоторых частотных характеристик $(\sin z)/z$ некоторого многокаскадного усилителя. Известно, что при большом числе каскадов результирующая частотная характеристика усилителя является гауссовской. Аппроксимируем характеристику $(\sin z)/z$ гауссовской кривой в области главного лепестка:

$$\frac{\sin z}{z} = 1 - \frac{z^2}{6} + \frac{z^4}{120} - \dots \approx e^{-z^2/6} = 1 - \frac{z^2}{6} + \frac{z^4}{72} - \dots$$

Тогда

$$\int_0^{\infty} \left(\frac{\sin z}{z}\right)^{2k+1} dz \approx \int_0^{\infty} e^{-\frac{(2k+1)z^2}{6}} dz = \sqrt{\frac{3\pi}{2(2k+1)}}.$$

Выразим спектральную плотность сигнала и перекрестных помех на выходе передатчика в окрестности частоты f_0 через пиковую мощность передатчика P_0 . При работе только одного канала в режиме предельного ограничения имеем

$$P_0 = \left(\frac{4}{\pi}\right)^2 \frac{(sU_0)^2}{2} = \frac{8}{\pi^2} (sU_0)^2; \quad (sU_0)^2 = \frac{\pi^2}{8} P_0.$$

Используя эти соотношения, получим

$$\varepsilon(f_0) \Delta f = \begin{cases} P_0 \frac{\pi^2}{8} \left[\frac{\Phi^2(x)}{x^2} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_{2k+1}(x)}{x^2} \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin z}{z}\right)^{2k+1} dz \right], & x \neq 0 \\ P_0 \frac{\pi}{4} \left\{ 1 + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{(2k-1)!!}{(2k)!!} \right]^2 \frac{1}{(k+1)} \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin z}{z}\right)^{2k+1} dz \right\} = \\ = P_0 \left(\frac{\pi}{4} + 0,126 \right), & (x=0). \end{cases}$$

Предположим, что защитными интервалами между каналами можно пренебречь.

Рассмотрим один канал с полосой $\Delta f_i = \Delta f/n$, частота которого расположена в окрестности частоты f_0 . Неискаженная мощность полезного сигнала в этом канале на выходе передатчика

$$P_{с\text{ вых}} = \frac{P_0}{n} \frac{\pi^2 \Phi^2(x)}{8x^2}.$$

Мощность перекрестных помех в полосе $\Delta f/n$ на выходе передатчика равна

$$P_{п\text{ вых}} = \frac{P_0}{n} \frac{\pi}{4} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_{2k+1}(x)}{x^2} \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin z}{z}\right)^{2k+1} dz.$$

Будем считать, что за счет ослабления сигнала при его распространении от ретранслятора до наземной станции мощность передатчика P_0 создает на выходе приемника мощность P_c . Тогда отношение мощностей сигнал-шум на входе приемника для одного канала, работающего на частоте около f_0 , будет равно

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_i = \frac{P_c \pi^2 \Phi^2(x)/8x^2}{N_0 \Delta f + P_c \frac{\pi}{4} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_{2k+1}(x)}{x^2} \int_0^{\infty} \left(\frac{\sin z}{z}\right)^{2k+1} dz}, \quad (3)$$

где N_0 — спектральная плотность шумов приемного устройства (собственных шумов приемника и шумов антенны), приведенная к его входу. В частности, для $x = 0$

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_i = \frac{\pi/4}{N_0 \Delta f / P_c + 0,126}.$$

Это отношение стремится к значению 6,25 при $N_0 \Delta f / P_c \rightarrow 0$.

Будем считать, что перекрестные помехи создают в полосе приемника непрерывный (не импульсный) шум с гауссовским распределением вероятности. Это справедливо, когда вероятность выхода амплитуды многоканального сигнала за пределы линейного участка ограничителя в передатчике достаточно велика (больше чем $1/n$).

В выражении (3) при некотором x достигается максимум величины $(P_c/P_{\text{ш}})_i$, который мы обозначим $(P_c/P_{\text{ш}})_{i\text{max}}$. Эта величина $(P_c/P_{\text{ш}})_{i\text{max}}$ должна быть равна пороговому отношению сигнал-шум в полосе приемника $(P_c/P_{\text{ш}})_n = h_n^2$, при котором достигается заданное качество приема сообщений в данном канале. Обозначим

$$\gamma = P_c / N_0 \Delta f = \frac{P_c}{n} \bigg/ \frac{N_0 \Delta f}{n} = \frac{P_c}{n} \bigg/ N_0 \Delta f_i.$$

Величина γ есть отношение мощности сигнала к мощности шумов приемного устройства для одного канала при идеальном распределении мощности передатчика по каналам. Эта величина γ , очевидно, больше величины h_n^2 и равна h_n^2 только в случае отсутствия перекрестных помех и идеального распределения мощности передатчика по каналам, когда каждому каналу отводится мощность P_0/n . Таким образом, отношение $\eta_{\text{чрк}} = \gamma/h_n^2$ будет характеризовать проигрыш по требуемой мощности передатчика системы с ЧРК при оптимально выбранной величине U_0/σ по сравнению с идеальной системой с ВРК. На рис. 15 приведены кривые $(P_c/P_{\text{ш}})_i$, построенные по формуле (3) при различных значениях γ , а на рис. 16 представлена кривая проигрыша $\eta_{\text{чрк}}$ системы с ЧРК в зависимости от требуемого значения h_n^2 . В частности, при фазовой манипуляции и безызбыточных кодах $h_n^2 = 10$. Для частотной манипуляции $h_n^2 \approx 20$ и т. д. Представленные кривые показывают, что оптимальное значение порога ограничения x и проигрыш системы с ЧРК зависит от требуемого значения h_n^2 . Чем ниже требуемое h_n^2 , тем большие суммарные шумы допускаются в системе, и тем самым допускается большее значение перекрестных помех, что приводит к лучшему использованию мощности передатчика. Напомним, что результаты для $\eta_{\text{чрк}}$ получены для случая отсутствия защитных частотных интервалов между каналами. Введение защитных интервалов уменьшает величину проигрыша $\eta_{\text{чрк}}$. Рассмотрим случай больших защитных интервалов между каналами, когда $\Delta f \gg n \Delta f_i$. Пренебрежем шумами приемного устройства ($P_c/N_0 n \Delta f_i \gg 1$) и рассмотрим отношение сигнал-перекрестный шум. Для режима предельного ограничения в ретрансляторе ($x = 0$) получим:

$$(P_c/P_{\text{ш}})_i = 6,25 \frac{\Delta f}{n \Delta f_i},$$

или в децибелах:

$$(P_c/P_{\text{ш}})_i = 8 + 10 \log (\Delta f / n \Delta f_i).$$

Это выражение следует из того факта, что суммарная мощность перекрестных помех при предельном ограничении многоканального сигнала не меняется при увеличении защитных интервалов между каналами. При большом числе каналов можно считать, что спектральная плотность перекрестных помех является равномерной в полосе Δf ретранслятора, следовательно, при увеличении Δf (при

увеличении защитных интервалов) спектральная плотность перекрестных помех и мощность этих помех в полосе Δf_i будет уменьшаться пропорционально $\Delta f / n \Delta f_i$.

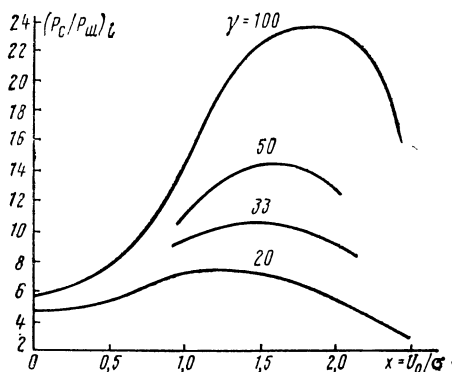


Рис. 15. Отношение сигнал-шум в приемнике для одного канала в зависимости от степени ограничения многоканального сигнала в ретрансляторе

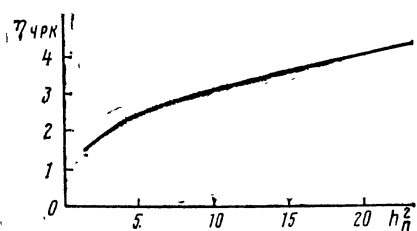


Рис. 16. Прогресс по мощности сигнала в системе с ЧРК по сравнению с ВРК

При $\Delta f \gg n \Delta f_i$ перекрестными помехами можно пренебречь. В этом случае режим предельного ограничения в ретрансляторе при ЧРК приводит только к отбору мощности за счет излучения перекрестных помех передатчиком ретранслятора. За счет этого полезная излучаемая мощность сигнала уменьшается в $4/\pi$ раз или на 1 дБ. В итоге получим, что $\eta_{\text{ЧРК}} = 4/\pi$.

Вторым недостатком системы с ЧРК является необходимость регулировать излучаемую мощность абонентов (наземных станций) для того, чтобы поддерживать напряжения всех каналов одинаковыми на входе усилителя мощности ретранслятора (в общем случае напряжения каналов должны взаимно устанавливаться в зависимости от пропускной способности отдельных каналов). В противном случае увеличение амплитуды в одном из каналов автоматически за счет АРУ приемника ретранслятора приведет к уменьшению амплитуд сигналов в остальных каналах, что вызовет уменьшение излучаемой мощности для этих каналов.

Пусть усредненная по всем каналам мощность сигнала на входе приемника ретранслятора для одного канала есть $P_{\text{ср}} = \frac{1}{n} \sum_i P_{\text{пр}i}$.

Если мощность наименьшего сигнала меньше на α дБ средней мощности $P_{\text{ср}}$, то и мощность, излучаемая ретранслятором для этого канала, будет на α дБ меньше по сравнению со случаем, когда мощность сигнала на входе приемника для рассматриваемого канала была бы равна номинальной величине, т. е. была бы равна $P_{\text{ср}}$. Чтобы получить на входе приемника абонента, работающего по наихудшему каналу, необходимое отношение сигнал-шум, необходимо, очевидно, увеличить излучаемую ретранслятором мощность на α дБ. Кроме того, для

наихудшего канала будут сильнее сказываться перекрестные помехи в ретрансляторе, поскольку их мощность определяется величиной $P_{ср}$; поэтому величину порога ограничения в ретрансляторе и проигрыш $\eta_{чрк}$ необходимо вычислять для наихудшего канала.

Оценим необходимое увеличение излучаемой мощности ретранслятора при ЧРК по сравнению, например, с системой с ВРК. Это увеличение связано со следующими основными факторами: 1) с необходимостью уменьшения перекрестных помех. Оптимизация при малых защитных интервалах между каналами дает коэффициент потерь $\eta_{чрк} \approx 4$ (6 дБ); 2) с переизлучением мощности шумов приемника ретранслятора, называемым отбором мощности. Эта величина может иметь значение порядка 1 дБ, на которую нужно увеличить излучаемую мощность ретранслятора для компенсации этого отбора мощности; 3) с увеличением излучаемой мощности ретранслятора за счет неравенства сигналов отдельных каналов на входе приемника ретранслятора. Ориентировочно можно положить $\alpha = 3$ дБ, где ± 1 дБ дается на неточность поддержания ЭИИМ абонентов с учетом неточности наведения антенн и до 2 дБ — на случайные потери сигнала при его распространении (дождь и др.). В результате ориентировочно можно считать, что при ЧРК излучаемая мощность ретранслятора должна быть увеличена на $6 + 1 + 3 = 10$ дБ по сравнению, например, с системой с ВРК.

Указанные недостатки систем с ЧРК устраняются при ВРК. В системе с ВРК усилитель мощности все время может работать в режиме максимальной мощности, взаимные помехи между каналами отсутствуют и не требуется регулировать мощности передатчиков абонентов, так как сигнал любой амплитуды каждого канала усиливается до ограничения. Характеристики систем с ВРК подробно будут проанализированы в гл. 2.

Отмеченные ранее недостатки системы с ЧРК полностью устраняются также при обработке принятых сигналов на ретрансляторе. Для этого надо принятые сигналы с ЧРК демодулировать и затем преобразовать на передаче в сигналы с ВРК.

Рассмотрим системы с разделением каналов по форме сигналов (РКФ), в которых для уплотнения и разделения каналов одновременно используются сигналы, занимающие одну и ту же полосу частот и различающиеся только формой сигналов (например, ансамбль псевдошумовых сигналов). В приемнике сигнал нужного абонента выделяется с помощью коррелятора, опорный сигнал которого имеет форму сигнала, присвоенного данному абоненту. РКФ наиболее выгодно использовать в системе с закрепленными каналами, когда абоненту присваивается своя форма сигнала, которая не изменяется в процессе работы системы. Возможность построения такой системы позволяет в ряде случаев существенно упростить как аппаратуру абонентов, так и организацию работы всей системы связи. Это имеет место, например, при связи абонентов с ЦУП.

Будем рассматривать асинхронную систему с РКФ, когда временные сдвиги между сигналами разных абонентов являются неуправляемыми и могут быть любыми. Такой системе свойствен ряд недостат-

ков. Например, в системе, как и при ЧРК, необходимо регулировать мощности передатчиков абонентов. Кроме того, в системе с РКФ появляются дополнительные помехи, называемые шумами неортогональности, которые возникают в приемном устройстве от других работающих абонентов системы из-за неортогональности используемых форм сигналов, присваиваемых абонентам. Ортогональность сигналов в системе с РКФ принципиально невозможна при асинхронной работе абонентов. С другой стороны, неортогональность сигналов позволяет создать ансамбли сигналов с необходимыми свойствами с числом сигналов, которое во много раз превышает число ортогональных сигналов при ЧРК или ВРК. Это и позволяет получить удобную систему связи с закрепленными каналами, закрепляя за каждым абонентом необходимое число форм сигнала.

Рассмотрим некоторые свойства ансамбля сигналов, пригодных для системы с РКФ. Сигналы этого ансамбля относятся к широкополосным сигналам с базой $B \gg 1$, где база $B = \Delta f t_0$ есть произведение длительности информационного символа на полосу частот, занимаемой сигналом. В качестве таких широкополосных сигналов, например, могут быть взяты сигналы частотно-временной матрицы и псевдошумовые сигналы (ПШС). На выходе коррелятора, настроенного на выбранную форму сигнала, от сигнала другого абонента появится напряжение, пропорциональное значению взаимокорреляционной функции опорного и принимаемого сигналов. Поэтому целесообразно рассмотреть ансамбли сигналов с минимальными значениями функции взаимной корреляции сигналов.

В настоящее время известны регулярные способы построения таких ансамблей сигналов. Для сигналов частотно-временной матрицы при работе передатчика в режиме непрерывного излучения ансамбль сигналов можно выбирать на базе кодов Риды—Соломона [46]. Пусть мы, например, имеем квадратную частотно-временную матрицу с q дискретами по времени и q дискретами по частоте. База такого сигнала, состоящего из q импульсов разных частот, будет равна $B = q^2$. Можно построить ансамбль [46], любая пара сигналов которого будет иметь совпадение при любом временном сдвиге этих периодически повторяющихся сигналов не более, чем в одном элементе матрицы. Тогда функция взаимной корреляции любой пары сигналов не превышает $1/q = 1/\sqrt{B}$ относительно максимальной амплитуды полезного сигнала на выходе коррелятора. Очевидно, что эта величина дает наименьшее значение функции взаимной корреляции в таких ансамблях.

Наибольший интерес для космических радиосистем с РКФ представляют псевдошумовые сигналы, поскольку для таких сигналов технически значительно проще построить когерентную радиолинию. Для получения нужного ансамбля ПШС целесообразно использовать последовательности Голда [68], которые образуются при суммировании по модулю два двух разных последовательностей максимальной длины регистра сдвига с обратными связями (рис. 17). На рисунке показано получение периодических последовательностей длиной (периодом) в 31 символ. Два генератора последовательностей максимальной длины (m -последовательностей) имеют разную структуру обратных

связей, но создают m -последовательности одной и той же длины в $2^6 - 1 = 31$ символ. Используя разные начальные заполнения регистров сдвига, мы будем получать новые последовательности Голда. Взяв еще пару генераторов m -последовательностей той же длины, где один из генераторов пары отличается обратными связями по отношению к ранее рассмотренной паре, дополнительно получим при разных начальных заполнениях регистров сдвигов новые последовательности Голда. Всего можно получить таким образом 495 последовательностей Голда с периодом в 31 символ [62].

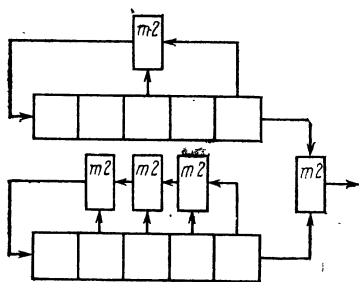


Рис. 17. Генератор последовательностей Голда

С увеличением периода исходных m -последовательностей объем ансамбля быстро возрастает. Последовательности Голда имеют достаточно малые функции взаимной корреляции. Если считать, что при формировании символа «единица» используется одна видеопоследовательность Голда, а при передаче символа «ноль» эта же последовательность, но инвертированная по фазе на 180° , то эффективное значение периодической функции взаимной корреляции любой пары по-

следовательностей Голда, включая комбинации из прямых и фазоинвертированных последовательностей, как это будет иметь место при передаче информации, будет равно $1/\sqrt{B}$ [62]. Если теперь рассмотреть радиосигналы, фаза которых манипулируется на 180° по закону видеопоследовательностей Голда, то при поступлении на вход коррелятора двух радиосигналов одинаковой мощности, полезного и от другого абонента, на выходе коррелятора отношение мощности полезного сигнала к мощности сигнала от постороннего абонента будет равно B . Это позволяет рассматривать воздействие псевдошумовых сигналов от других абонентов на данный приемник (коррелятор) как воздействие обычного шума с полосой, равной полосе нашего ПШС. Действительно, если на коррелятор воздействует нормальный шум в полосе нашего сигнала и с мощностью равной мощности нашего сигнала, то после коррелятора отношение мощностей сигнал-шум станет равным B [46].

Сравним параметры систем с РКФ, ЧРК и ВРК. Вначале рассмотрим идеальный линейный ретранслятор, в котором мощность передатчика идеально распределяется между каналами. Пусть в системе с РКФ на передачу одновременно работают m абонентов, т. е. система с РКФ имеет емкость в m каналов. Найдем отношение энергии символа к результирующей спектральной плотности шума в приемнике абонента:

$$\left(\frac{E_6}{N_\Sigma} \right)_i = \frac{E_6}{N_0 + N_3} = \frac{(P_c/m) \tau_0}{N_0 + N_3},$$

где N_0 — спектральная плотность шумов приемного устройства; N_3 — спектральная плотность взаимных помех в системе с РКФ, приведенная ко входу приемного устройства; P_c — мощность многоканально-

го сигнала на входе приемника; P_c/m — мощность сигнала на входе приемника рассматриваемого канала.

В соответствии с изложенным выше спектральная плотность взаимных помех на входе приемника абонента будет равна

$$N_g = (m-1) \frac{P_c/m}{\Delta f_{\text{ркф}}},$$

где $\Delta f_{\text{ркф}}$ — полоса частот ПШС, и спектр ПШС был принят равномерным в полосе $\Delta f_{\text{ркф}}$. Видно, что спектральная плотность взаимных помех может быть уменьшена увеличением полосы частот ПШС, т. е. увеличением базы. Получим

$$\left(\frac{E_g}{N_\Sigma} \right)_i = \frac{(P_c/m) \tau_0}{N_0 + (m-1) P_c/m \Delta f_{\text{ркф}}} = \frac{E_g}{N_0} \left[\frac{1}{1 + (E_g/N_0) (m-1)/B} \right],$$

где обозначено $E_g/N_0 = (P_c/m) \tau_0/N_0$, $B = \Delta f_{\text{ркф}} \tau_0$.

Положим $m \gg 1$ и $m-1 \approx m$. Тогда

$$\left(\frac{E_g}{N_\Sigma} \right)_i = \frac{E_g}{N_0} \left(\frac{1}{1 + (E_g/N_0) m/B} \right). \quad (4)$$

При увеличении мощности сигнала так, что $E_g/N_0 \rightarrow \infty$, можно пренебречь шумами приемного устройства. Тогда получим $(E_g/N_\Sigma)_i = B/m$.

Будем считать, что в каждом канале системы с РКФ используется двоичный код и в приемнике для заданной вероятности ошибки на символ требуется определенная величина $(E_g/N_\Sigma)_i$. Пусть в системе с ВРК эта же вероятность ошибки на символ достигается при $(E_g/N_0)_{\text{врк}} = (E_g/N_\Sigma)_i$. Тогда для системы с РКФ по сравнению с ВРК потребуется мощность сигнала, большая в $\eta_{\text{ркф}} = (E_g/N_0)/(E_g/N_0)_{\text{врк}}$ раз, где E_g/N_0 берется из выражения (4). Тогда получим

$$\eta_{\text{ркф}} = \frac{1}{1 - (m/B) (E_g/N_0)_{\text{врк}}}.$$

Отсюда следует, что при заданном числе каналов m проигрыш по требуемой мощности сигнала в системе с РКФ может быть уменьшен либо за счет увеличения полосы частот системы (увеличения базы сигнала), либо при уменьшении требуемой величины $(E_g/N_\Sigma)_i = (E_g/N_0)_{\text{врк}}$, что может быть достигнуто за счет помехоустойчивого кодирования сообщений, так как при этом могут быть допущены большие шумы N_g . Например, в системе РКФ может быть использовано многоосновное кодирование за счет большого избытка возможного числа сигналов в ансамбле. Пусть для каждого канала используется не два ПШС, а алфавит из M сигналов ($M/2$ ПШС и $M/2$ фазоинвертированных ПШС). Тогда каждый из M сигналов переносит $\log_2 M$ бит. Поэтому каждый из M сигналов теперь имеет длительность $\tau_0 \log_2 M$, и выигрыш κ в требуемой мощности сигнала на входе приемника соответствует выигрышу, даваемому M биортогональными сигналами по сравнению с безызыточным двоичным кодированием. Например, при $M = 32$

$\kappa \approx 2$ [46]. Тогда, при условии, что полоса частот, занимаемая системой, осталась прежней, будем иметь

$$\eta_{\text{РКФ}} = \frac{1}{1 - (m/B\kappa) (E_0/N_0)_{\text{ВРК}}}, \quad (5)$$

где, как и ранее, $B = \Delta f_{\text{РКФ}} \tau_0$ и $\kappa = 1$ при $M = 2$.

Можно считать, что в системах с ЧРК число каналов в идеальном случае (без учета защитных интервалов) равно базе многоканального сигнала $n = \Delta f / \Delta f_i = \Delta f \tau_0 = B_{\text{ЧРК}}$. Тогда для системы с РКФ величина B/m будет характеризовать дополнительное расширение полосы частот системы по сравнению с ЧРК или ВРК при одинаковом числе каналов $n = m$. Из (5) получим:

$$\frac{B}{m} = \frac{\eta_{\text{РКФ}}}{(\eta_{\text{РКФ}} - 1) \kappa} \left(\frac{E_0}{N_0} \right)_{\text{ВРК}}.$$

Рассмотрим теперь ретранслятор с ограничителем, имеющим линейный участок. Отношение сигнал-шум для одного канала в приемнике может быть получено по аналогии с формулой (3), где нужно еще учесть шумы неортогональности. Получим

$$\begin{aligned} \left(\frac{E_0}{N_\Sigma} \right)_i &= \frac{\frac{P_c}{m} \frac{\pi^2 \Phi^2(x)}{8x^2} \tau_0}{N_0 + \frac{(m-1) P_c}{m \Delta f_{\text{РКФ}}} \frac{\pi^2 \Phi^2(x)}{8x^2} + \frac{P_c}{\Delta f_{\text{РКФ}}} \frac{\pi}{4} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_{2k+1}(x)}{x^2} \times} \\ &\quad \dots \frac{\int_0^{\infty} \left(\frac{\sin z}{z} \right)^{2k+1} dz}{\frac{\pi^2 \Phi^2(x)}{8x^2}} = \\ &= \frac{\frac{N_0}{(P_c/m) \tau_0} + \frac{(m-1)}{B} \frac{\pi^2 \Phi^2(x)}{x^2} + \frac{m}{B} \frac{\pi}{4} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{A_{2k+1}(x)}{x^2} \times} \\ &\quad \dots \frac{\int_0^{\infty} \left(\frac{\sin z}{z} \right)^{2k+1} dz}{\frac{\pi^2 \Phi^2(x)}{8x^2}}, \end{aligned}$$

где спектральная плотность шумов неортогональности на входе приемника равна

$$N_0 = (m-1) \frac{P_c}{m \Delta f_{\text{РКФ}}} \frac{\pi^2 \Phi^2(x)}{x^2}.$$

Важным свойством системы с РКФ является то, что спектральная плотность перекрестных помех в системе с РКФ в $\Delta f_{\text{РКФ}} / \Delta f \gg 1$ раз меньше по сравнению с системой с ЧРК с полосой частот Δf .

Из выражения для $(E_0/N_\Sigma)_i$ видно, что в знаменателе для любых значений x второе слагаемое всегда много больше третьего слагаемого, т. е. шумы неортогональности всегда значительно больше перекрестных помех. Поэтому оптималь-

ное значение $x = 0$ и нужно использовать жесткий ограничитель в ретрансляторе. Для этого случая, полагая $m - 1 \approx m$, имеем:

$$\left(\frac{E_6}{N_\Sigma} \right)_i = \frac{\pi/4}{\frac{N_0}{E_6} + \frac{\pi(m-1)}{4B} + 0,126 \frac{m}{B}} \approx \frac{E_6}{N_0} \left(\frac{\pi/4}{1 + 0,9 \frac{E_6}{N_0} \frac{m}{B}} \right).$$

Отсюда получим аналогично тому, как это сделано выше для двоичного канала связи с линейным ретранслятором:

$$\eta_{\text{РКФ}} = \frac{4/\pi}{1 - 1,14 \frac{m}{B} \left(\frac{E_6}{N_0} \right)_{\text{ВРК}}}; \quad \frac{B}{m} = \frac{1,14 \eta_{\text{РКФ}}}{\eta_{\text{РКФ}} - 4/\pi} \left(\frac{E_6}{N_0} \right)_{\text{ВРК}}.$$

Формулы для системы с РКФ показывают, что эта система всегда проигрывает системе с ВРК по требуемой мощности и полосе системы. При равенстве $\eta_{\text{РКФ}} = \eta_{\text{ЧРК}}$ система с РКФ будет проигрывать системе с ЧРК с незакрепленными каналами по требуемой полосе системы. Эти проигрыши являются платой за использование закрепленных каналов в системе с РКФ. Можно указать ситуации, когда система с РКФ будет наиболее выгодной. Это произойдет, когда по условиям связи в каждом канале должны использоваться широкополосные сигналы, например ПШС для борьбы с многолучевостью, узкополосными помехами или организованными помехами. В этом случае выгодно необходимое расширение полосы частот системы использовать для создания системы с закрепленными каналами с РКФ.

Трафик спутниковой системы связи. Рассмотрим спутниковую систему с ЧРК и ВРК с незакрепленными каналами. Число каналов системы равно n , число абонентов $N > n$. Примем, что статистические характеристики всех источников сообщений (абонентов) одинаковы. Обозначим λ_i — среднее число в секунду вызовов на связь от i -го абонента, β — среднюю продолжительность сеанса связи одного абонента. Тогда $\lambda_i \beta T$ есть чистое время работы одного абонента за время T ; $\lambda_i \beta T / T = \lambda_i \beta = \alpha \leq 1$ — относительное время работы одного абонента или среднее время работы одного абонента за одну секунду. Будем называть величину α нагрузкой или активностью абонента, α измеряется в эрлангах.

Будем рассматривать стационарные потоки вызовов абонентов. Считаем, что все абоненты являются независимыми источниками сообщений. Рассмотрим вначале суммарный поток вызовов от всех абонентов как простейший, без последствий, который описывается распределением Пуассона. Это справедливо при $N \gg n$, когда тот факт, что часть абонентов уже ведет связь и в это время не создает вызовы, не влияет на статистику суммарного потока вызовов. В этом случае независимо от распределения длительности сеансов связи каждого абонента вероятность того, что в системе из n каналов будут заняты k каналов дается формулой Эрланга [19]:

$$P_k = \frac{(N\alpha)^k / k!}{\sum_{m=0}^n (N\alpha)^m / m!}. \quad (6)$$

Вероятность того, что все n каналов будут заняты так, что будет дан отказ любым другим абонентам, равна

$$P_{\text{отк}} = \frac{(N\alpha)^n / n!}{\sum_{m=0}^n (N\alpha)^m / m!}.$$

На рис. 18 представлены кривые допустимых величин $N\alpha$ в зависимости от числа каналов системы n при заданных вероятностях отказа абоненту в связи. Величина N/n характеризует выигрыш в пропускной

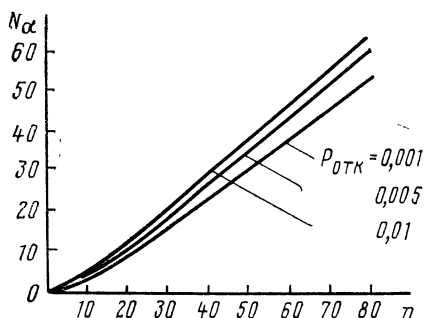


Рис. 18. Допустимая нагрузка системы $N\alpha$ в зависимости от числа каналов связи системы

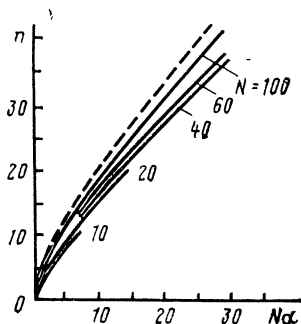


Рис. 19. Требуемое число каналов в системе связи при различном числе абонентов N и $P_{\text{отк}} = 0,005$: — — — кривая для системы с РКФ

способности системы связи с незакрепленными каналами по сравнению с системой с закрепленными каналами. Из рис. 18 следует, что при $n > 20$, например, для $P_{\text{отк}} = 0,01$

$$\frac{N}{n} = \frac{1}{\alpha} \left(0,86 - \frac{4,5}{n} \right).$$

Случай, когда условие $N \gg n$ не выполняется, требует более детального исследования. Действительно, если в системе связи занято k каналов, то суммарная нагрузка системы есть $(N - k)\alpha$ эрланг и вероятность отказа в системе уменьшается по сравнению с простейшим потоком без последствия. Таким образом, пуассоновская статистика вызовов в системе является наиболее неблагоприятной. Поток, в котором текущая нагрузка системы равна $(N - k)\alpha$, называется примитивным потоком с простым последствием. Для него найдены формулы (формулы Энгсета), аналогичные формулам Эрланга [19]. На рис. 19 представлена зависимость требуемого числа каналов n от нагрузки системы при различном числе абонентов N . Из рис. 19 следует, что при $N \geq 100$ можно пользоваться моделью простейшего потока без последствия.

Рассмотрим систему РКФ с закрепленными каналами. В этой системе с увеличением числа работающих абонентов уменьшается отно-

шение сигнал-шум для каждого канала, поэтому, если не принимать во внимание качество канала связи, можно говорить, что система с РКФ имеет бесконечное число каналов. Тогда из выражения (6) для бесконечного числа каналов можно получить, что вероятность того, что в системе связи занято k каналов, равна

$$P_k = \frac{(N\alpha)^k / k!}{\sum_{m=0}^{\infty} (N\alpha)^m / m!} = \frac{(N\alpha)^k}{k!} e^{-N\alpha}.$$

Это есть распределение Пуассона. Будем считать, что качество связи удовлетворяет необходимым требованиям при работе одновременно не более n каналов. Тогда отказ системы возникнет, когда n и более каналов заняты. Вероятность этого равна

$$P_{\text{отк}} = \sum_{k=n}^{\infty} \frac{(N\alpha)^k}{k!} e^{-N\alpha}.$$

Требуемое число каналов для системы с РКФ в зависимости от нагрузки системы показано на рис. 19 штриховой линией.

Повышение пропускной способности и эффективности систем связи с глобальным лучом. Повысить пропускную способность системы связи можно за счет увеличения мощностей передатчиков и улучшения чувствительности приемников ретранслятора. Однако в настоящее время эти возможности остаются ограниченными.

В табл. 2 и 3 приведены существующие и прогнозируемые мощности передатчиков ретранслятора на ЛБВ и транзисторах, а в табл. 4 — данные для перспективных маломощных усилителей [67]. Причем следует отметить, что транзисторный передатчик для достижения максимально возможной мощности состоит из большого числа (10—16) параллельно включенных на общую нагрузку усилителей мощности. Дальнейшее увеличение числа параллельно включенных усилителей мощности становится малоэффективным.

Таблица 2

Частота, ГГц		2	4	7	12	18	35	90
Мощность передатчика на ЛБВ, Вт	1970	50	5	5	—	—	—	—
	1977	50	45	40	20	10	10	—
	1995	—	—	—	1500	1000	500	100

Таблица 3

Частота, ГГц		2	4	7	12	18	35	90
Мощность транзисторного передатчика, Вт	1972	40	1	0.1	—	—	—	—
	1977	80	6	3	2	1	0.1	—
	1995	1000	500	400	300	200	100	10

Таблица 4

Год	Усилитель	Шумовая температура усилителя (К) на частоте, ГГц						
		2	4	7	12	18	35	90
1987	На полевом транзисторе	30	30	30	40	50	60	80
1997	Твердотельный охлажда- емый прибор	20	20	20	20	20	20	20

Для увеличения ЭИИМ ретранслятора при ограниченной мощности передатчиков можно использовать метод формирования глобального луча из большого числа узких перекрывающихся на некотором уровне лучей. На рис. 20 изображена антенна ретранслятора в виде параболического отражателя (ПО) большого размера и решетки облучателей. К каждому облучателю подключен отдельный передатчик. Облучатель и параболический отражатель формируют узкий луч. Очевидно, что ЭИИМ ретранслятора в этом случае увеличивается в число раз, равное числу передатчиков. С помощью большого числа узких

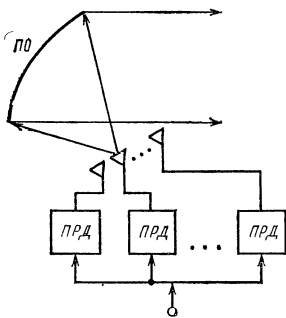


Рис. 20. Формирование глобального луча из узких лучей:

ПО — параболический отражатель

лучей можно сформировать глобальный или некоторый зонный луч необходимой формы. Форма зонного луча для покрытия территории СССР показана на рис. 21. Формирование широкого луча нужной формы из узких лучей имеет то преимущество, что позволяет облучать только те участки земной поверхности, которые необходимы. Это позволяет более экономно расходовать мощности передатчиков ретранслятора.

Рассмотрим вопросы экономии занимаемой полосы частот в спутниковых системах. Полоса радиочастот является одним из видов природных ресурсов Земли и требует экономного расходования. Рассмотрим основные направления экономии радиоспектра: 1) уменьшение защитных ин-

тервалов между каналами в системах с ЧРК, 2) сжатие данных, например, использование вокодеров при цифровой передаче телефонных сообщений, 3) применение узкополосных методов модуляции и кодирования, 4) повторное использование спектра радиочастот при разделении каналов по пространству и поляризации. Например, при формировании двух неперекрывающихся зонных лучей для них может быть использован один и тот же участок радиоспектра. Аналогично, тот же участок радиоспектра может быть использован при разнесении передаваемых ретранслятором сигналов по поляризации. В настоящее время может быть получена развязка передаваемых сиг-

налов по поляризации 27—30 дБ, что позволяет надежно разделять эти сигналы при приеме.

Рассмотрим более подробно узкополосные методы модуляции и кодирования. Степень расходования полосы канала связи можно характеризовать скоростью передачи информации, приходящейся на 1 Гц полосы канала связи. Например, если для передачи сообщений используется фазовая манипуляция импульсов на 180° , то скорость передачи сообщений $R = 1/\tau_0$, где τ_0 — длительность символа сообщения. Тогда скорость передачи сообщений на 1 Гц полосы $\beta = R/\Delta f$,

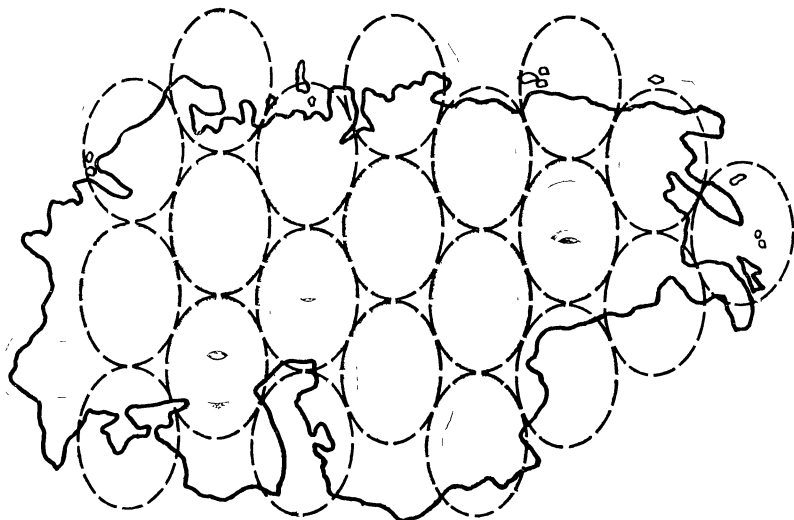


Рис. 21. Покрывание территории СССР узкими лучами

где Δf — полоса канала связи. Для фазовой манипуляции на 180° $\Delta f \approx 1/\tau_0$ и $\beta = 1 \frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}}$. Другими словами, для радиосигнала β есть число бит на символ передаваемого сообщения. Величина $\beta > 1$ характеризует выигрыш по полосе канала связи в системе.

При узкополосных методах модуляции (кодирования) $\beta > 1$. Так как при этом каждый символ переносит больше одного бита информации, он будет иметь длительность $\beta\tau_0 > \tau_0$, что и приводит к сокращению занимаемой полосы частот. При узкополосных методах модуляции каждый символ может иметь несколько градаций по амплитуде или фазе, так как увеличение числа градаций по амплитуде и фазе импульса той же самой длительности не изменяет форму его спектра.

Выбор формы сигнала для получения $\beta > 1$ следует рассматривать с позиций теории кодирования. Теория кодирования устанавливает, что эффективность кода зависит от $n = 2FT$ — числа измерений сигналов, которые используются для кодирования сообщений, где F — полоса частот, T — время, занимаемое сигналами. Для каждого значения n могут быть определены оптимальные системы сигналов [46], причем при увеличении n эффективность кодирования возрастает и

при $n \rightarrow \infty$ идеальная линия связи описывается известным выражением Шеннона для пропускной способности канала связи.

Итак, будем считать, что на вход канала связи поступают сообщения, представленные в двоичной форме со скоростью $R = 1/\tau_0$, где τ_0 — длительность двоичного символа. Будем считать, что поступающие двоичные символы являются независимыми. На выходе канала связи мы должны принятые сигналы независимо от их формы (кода) опять превратить в поток двоичных символов, идентичных символам на входе канала связи.

Рассмотрим вначале одномерные сигналы. К таким сигналам относятся видеопульсы или радиопульсы в передаче одной боковой полосы. Возьмем в качестве символов нашего кода видеопульсы с числом градаций по амплитуде, равным b , причем будем использовать $(b-1)/2$ импульсов положительной полярности, $(b-1)/2$ — отрицательной полярности и одно значение символа, равное нулю. Пусть мощность шума в канале связи есть $P_{\text{ш}}$ и разность двух соседних амплитудных уровней сигнала есть Δ . Ошибка при приеме сигнала произойдет тогда, когда шум превысит $\pm \Delta/2$. Вероятность этого равна

$$P_{\text{ош}} = 2 \int_{\Delta/2}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi P_{\text{ш}}}} \exp\left(-\frac{x^2}{2P_{\text{ш}}}\right) dx = 1 - \Phi\left(\frac{\Delta}{2\sqrt{P_{\text{ш}}}}\right).$$

Будем считать, что при возникновении ошибки в приемном устройстве генерируется $\log_2 b$ бит, часть из которых случайно будет иметь правильную полярность. При независимых двоичных символах на входе канала связи, все b уровней сигнала являются равновероятными и, следовательно, в среднем, при возникновении ошибки случайно половина символов будет восстановлена правильно. Поэтому примем, что вероятность ошибочного восстановления двоичного символа исходного сообщения равна $p = P_{\text{ош}}/2$. Тогда

$$p = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left(\frac{\Delta}{2\sqrt{P_{\text{ш}}}}\right) \right] = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi\left(\frac{k}{2}\right) \right], \quad k = \frac{\Delta}{\sqrt{P_{\text{ш}}}}.$$

Положим, что $p = 10^{-6}$, тогда $k/2 = 4,76$ и имеем следующее уравнение:

$$\frac{\Delta^2}{4P_{\text{ш}}} = \frac{\Delta^2}{4N_0 \Delta F} = \frac{\Delta^2 \tau}{2N_0} = \frac{\Delta^2 \tau_0 \log b}{2N_0} = \frac{F k^2}{4}, \quad (7)$$

где $\Delta F = 1/2\tau$ — ширина спектра, занимаемого b -ичным символом длительностью $\tau = \tau_0 \log b$. (Здесь и далее символом \log обозначается логарифм по основанию два).

Выразим величины Δ и b через среднюю мощность сигнала

$$P_c = \frac{1}{b} \sum_{i=-(b-1)/2}^{(b-1)/2} (i\Delta)^2 = \Delta^2 \frac{(b^2-1)}{12}.$$

Это выражение справедливо и для четных b . Отсюда $\Delta^2 = 12P_c/(b^2-1)$ и имеем

$$\frac{6P_c \tau_0 \log b}{N_0 (b^2-1)} = \frac{k^2}{4}$$

или

$$\frac{E_6}{N_0} = \frac{P_c \tau_0}{N_0} = \frac{k^2 (b^2 - 1)}{24 \log b} = 3,77 \frac{(b^2 - 1)}{\log b}. \quad (8)$$

Из этого уравнения и находим требуемое значение E_6/N_0 для заданного b . Определим величину β . Имеем

$$R = 2\Delta F \log b \text{ или } \beta = R/\Delta F = 2 \log b.$$

Используя это уравнение и уравнение (8), построим зависимость β от отношения E_6/N_0 , которая представлена на рис. 22.

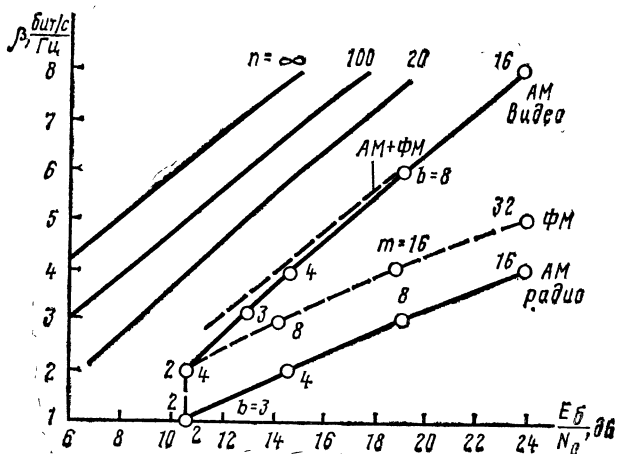


Рис. 22. Скорость передачи сообщений на 1 Гц полосы канала связи

Из уравнения (8) можно найти

$$\beta = \log \left(1 + \frac{24}{k^2} \frac{E_6}{N_0} \log b \right) = \log \left(1 + \frac{12}{k^2} \frac{E_6}{N_0} \beta \right),$$

где $\beta = 2 \log b$.

Это выражение также можно получить из формулы для скорости передачи информации при b -ичной КИМ [46]:

$$\frac{R}{\Delta F} = \log \left(1 + \frac{12}{k^2} \frac{P_c}{P_{ш}} \right), \quad (9)$$

заменяя $\frac{P_c}{P_{ш}} = \frac{P_c}{N_0 \Delta F} = 2 \frac{P_c \tau}{N_0} = 2 \frac{P_c \tau_0}{N_0} \log b = \frac{E_6}{N_0} \beta$.

Рассуждая аналогично, получим из выражения для скорости передачи информации в идеальном канале связи при использовании для кодирования сигналов n числом измерений $n = 2FT$ [46]:

$$\beta = \frac{R(n)}{\Delta F} = \log \left(1 + \frac{1}{\psi} \frac{P_c}{P_{ш}} \right) = \log \left(1 + \frac{1}{\psi} \frac{E_6}{N_0} \beta \right), \quad n \gg 1,$$

где коэффициент ψ показывает, во сколько раз в идеальном канале связи с n -мерными сигналами требуется увеличить мощность сигнала по сравнению со случаем $n \rightarrow \infty$ для достижения той же самой ско-

рости передачи информации. При $n \rightarrow \infty$ получим $\psi = 1$, и мы имеем формулу Шеннона. На рис. 22 изображены кривые β для идеальных каналов связи для $n = 20, 100, \infty$, где коэффициент ψ взят из рис. 55 работы [46].

Рассмотрим теперь радиосигнал. Пусть радиоимпульс имеет $(b-1)/2$ градаций по амплитуде с фазой высокочастотного колебания φ_0 , $(b-1)/2$ градаций по амплитуде с фазой высокочастотного колебания $\varphi_0 + \pi$ и одно значение амплитуды, равное нулю. После когерентного детектирования получим видеопульсы с числом градаций по амплитуде, равным b . Рассмотрим выражение (7). Так как после синхронного детектора спектральная плотность шумов удваивается [46] (коэффициент передачи синхронного детектора равен единице), то

$$\frac{\Delta^2}{4P_{\text{ш}}} = \frac{\Delta^2}{8N_0 \Delta F} = \frac{\Delta^2 \tau_0 \log b}{4N_0} = \frac{k^2}{4};$$

$$P_c = \frac{2}{b} \sum_{i=1}^{(b-1)/2} \frac{(i\Delta)^2}{2} = \Delta^2 \frac{(b^2-1)}{24}; \quad \frac{E_6}{N_0} = \frac{k^2 (b^2-1)}{24 \log b} = 3,77 \frac{(b^2-1)}{\log b};$$

$$R = \Delta f \log b = \frac{1}{2} \Delta f \log b^2 = \frac{1}{2} \Delta f \log \left(1 + \frac{24}{k^2} \frac{E_6}{N_0} \log b \right);$$

$$\Delta f = 1/\tau;$$

$$\beta = \frac{R}{\Delta f} = \frac{1}{2} \log \left(1 + \frac{24}{k^2} \frac{E_6}{N_0} \log b \right).$$

Полученное выражение говорит о том, что величина β для радиосигналов в два раза меньше, чем для видеосигналов.

Рассмотрим двумерные сигналы, к которым можно отнести как видео-, так и радиосигналы, поскольку радиоимпульс (отрезок синусоидального колебания длительностью τ) характеризуется двумя координатами синусоидальной и косинусоидальной проекциями вектора сигнала на две координатные оси. Остановимся вначале на многократной фазовой манипуляции с числом сигналов или числом разных фаз, равным m . На рис. 23 показаны векторы сигналов при многофазной манипуляции. Угол между векторами сигналов равен $\alpha = 2\pi/m$. Оценим помехоустойчивость двух таких ближайших сигналов. Вероятность того, что вместо истинного сигнала будет принят ближайший к нему, при идеальном методе приема, как известно, дается формулой вероятности ошибки для двоичных сигналов [46]:

$$p_1 = 0,5 [1 - \Phi(\sqrt{E_0(1-\rho)/N_0})],$$

где E_0 — энергия сигнала (оба сигнала имеют равную энергию), ρ — коэффициент корреляции сигналов, равный косинусу угла между векторами сигналов в пространстве сигналов. Для нашего случая $\rho = \cos \alpha$, $E_0 = E_6 \log m$, $1 - \rho = 1 - \cos \alpha = 2 \sin^2(\alpha/2)$. Тогда

$$p_1 = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\sin \frac{\alpha}{2} \sqrt{\frac{2E_6}{N_0} \log m} \right) \right].$$

Учитывая только ближайшие сигналы, можно записать, что $P_{0\text{ш}} \leq 2p_1$ и вероятность ошибки на символ исходной информации $p \approx P_{0\text{ш}}/2 = p_1$. Тогда из уравнения для $p = 10^{-6}$ имеем

$$\left(\sin \frac{\pi}{m}\right) \sqrt{\frac{2E_6}{N_0} \log m} = 4,76$$

или $\frac{E_6}{N_0} = \frac{11,3}{[\sin^2(\pi/m)] \log m}$; $\beta = \log m$.

График величины β представлен на рис. 22, где $E_6/N_0 = 11,3$ (10,5 дБ) как для $m = 2$, так и для $m = 4$. Этот график показывает, что при равной помехоустойчивости четырехфазная манипуляция занимает в два раза более узкую полосу частот по сравнению с манипуляцией на 180° . Это свойство четырехфазной манипуляции делает ее одним из самых привлекательных видов манипуляции в цифровых радиоприемниках.

Рассмотрим теперь совместную амплитудную и фазовую манипуляцию. Обозначим число градаций по амплитуде сигнала по одной координате через b , включая нулевую амплитуду. Расстояние между векторами сигналов в пространстве сигналов обозначим через d . Рассмотрим вначале случай $b = 3$. Расстояние между сигналами, отличающимися только фазой, равно $2d \sin(\alpha/2)$, где α — угол между векторами сигналов. Это расстояние, очевидно, должно быть равно расстоянию и до нулевого сигнала. Тогда из уравнения $2d \sin(\alpha/2) = d$ получим $\alpha = 60^\circ$, т. е. в системе с амплитудной и фазовой манипуляцией для $b = 3$ допустимо $m = 2\pi/\alpha = 6$ градаций фаз. Всего, включая нулевой сигнал, имеем $M = 7$ сигналов. Эти сигналы показаны на рис. 24 точками внутри кругов диаметром d . Из рисунка видно, что эта система сигналов образует код плотнейшей укладки в двумерном пространстве и поэтому является оптимальной для $b = 3$. Аналогично, для $b = 5$ и $b = 7$ получим сигналы, показанные на рис. 25, где заштрихованные круги совпадают с зонами сигналов плотнейшей укладки. Из рис. 25 видно, что АМ + ФМ сигналы при $b = 5$, $b = 7$ и далее уже не образуют кода плотнейшей укладки. Незаштрихованные круги на рис. 25 можно несколько приблизить к началу координат, уменьшив тем самым требуемую мощность соответствующих сигналов. Однако для $b = 5$ и $b = 7$ эта экономия в мощности является незначительной и АМ + ФМ сигналы можно считать весьма близкими в оптимальной системе сигналов.

Для $b = 5$ число фаз импульсов сигнала с амплитудой 2Δ определится из уравнения $\sin(\alpha/2) = 1/4$, что дает $\alpha \approx 30^\circ$, $m = 12$ и общее число сигналов $M = 1 + 6 + 12 = 19$. В общем случае число разных сигналов с амплитудой $0,5(b-1)\Delta$ равно $3(b-1)$, где $b = 3, 5, 7, \dots$ Будем считать, что все M сигналов являются равновероятными. Тогда, полагая $b = 2i + 1$, $3(b-1) = 6i$, получим

$$P_0 = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{(b-1)/2} 6i \frac{(i\Delta)^2}{2} = \frac{3\Delta^2}{M} \sum_{i=1}^{(b-1)/2} i^3 = \frac{3\Delta^2 (b^2 - 1)^2}{64M}.$$

После когерентного детектирования

$$\Delta^2/4P_{\text{ш}} = (\Delta^2\tau_0 \log M)/4N_0 = k^2/4.$$

Отсюда имеем окончательно

$$\frac{E_6}{N_0} = \frac{3k^2(b-1)^2}{64M \log M} = 4,24 \frac{(b^2-1)^2}{M \log M}; \quad \beta = \log M.$$

График величины β для АМ + ФМ сигналов представлен на рис. 22.

В заключение следует сделать два замечания. Во-первых, использование многофазной или многоуровневой амплитудной модуляции при-

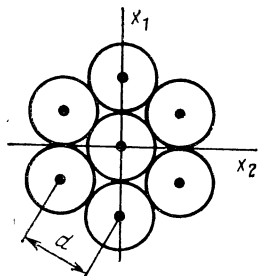


Рис. 24. Зоны АМ + ФМ сигналов для $b=3$

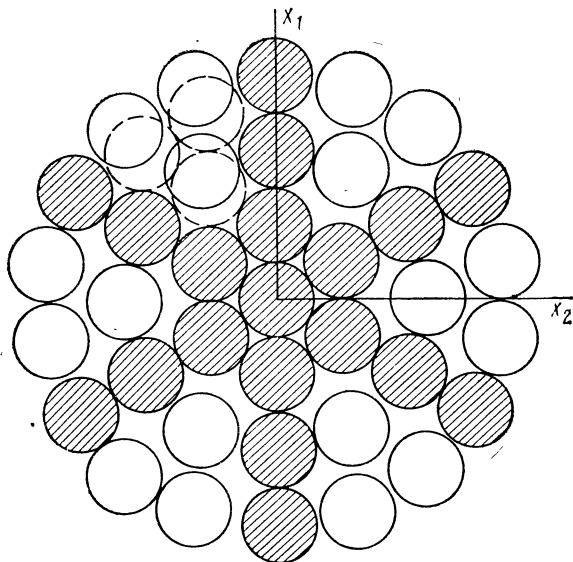


Рис. 25. Зоны АМ + ФМ сигналов для $b=7$

водит к существенному влиянию переходных процессов при приеме импульсов сигнала в приемнике, т. е. возрастает влияние «хвостов» от предыдущих импульсов в приемнике на помехоустойчивость приема последующих импульсов. Поэтому требуются специальные методы обработки сигналов в приемнике для подавления этой межсимвольной интерференции. Во-вторых, резонно ставить вопрос об излучении вместо импульсов прямоугольной формы (которые дают спектр типа $(\sin x)/x$) импульсов с прямоугольной формой спектра. Такие импульсы имеют во времени форму $(\sin x)/x$ и могут быть синтезированы с необходимой точностью.

Проблемы электромагнитной совместимости спутниковых систем связи. В настоящее время в диапазонах частот 1—10 Гц и ниже нет свободных участков спектра, поэтому на приемники спутниковых систем будут действовать помехи от других работающих радиосистем,

точно так же передатчики спутниковых систем будут создавать помехи другим радиосистемам. Так передатчик спутника-ретранслятора с глобальным лучом будет создавать помехи радиорелейным, радиолокационным и другим системам почти на половине поверхности земного шара. Для уменьшения помех до приемлемого уровня от передатчиков ИСЗ-ретранслятора установлены нормы на поток мощности у поверхности Земли от этих передатчиков. Например, в диапазоне 1—10 ГГц поток мощности у поверхности Земли в любой полосе 4 кГц не должен превышать — 152 дБ Вт [28]. При этом энергетический потенциал радиолинии рассчитывается для среды распространения без потерь. Тогда для стационарного ИСЗ ретранслятора допустимая ЭИИМ в полосе 4 кГц определяется из уравнения

$$\frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}}}{4\pi r^2} \leq \frac{1}{1,6 \cdot 10^{15}}$$

Отсюда для $r = 36000$ км найдем, что $P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} \leq 10$ Вт/4 кГц = 2,5 Вт/кГц. Допустимая мощность передатчика ретранслятора $P_{\text{доп}}$ в ваттах ИСЗ-ретранслятора представлена в табл. 5 для различных значений ширины спектра радиосигнала и коэффициентов усиления бортовой антенны.

Таблица 5

$G_{\text{пер}}$	Допустимая мощность передатчика ретранслятора $P_{\text{доп}}$ Вт, при Δf , Гц				
	10^3	10^4	10^5	10^6	10^7
100	0,1	0,25	2,5	25	250
1000	0,01	0,025	0,25	2,5	25

Рассмотрим пример. Пусть для связи с летательным аппаратом через ИСЗ нам требуется мощность передатчика ИСЗ-ретранслятора 25 Вт при $G_{\text{пер}} = 10^3$ для скорости передачи информации 10^5 бит/с. Как следует из табл. 5, для того чтобы удовлетворить международным нормам на поток мощности у поверхности Земли требуется применить дополнительную широкополосную модуляцию (например, ПШС) с полосой 10 МГц. При этом период ПШС не должен быть меньше 1/4 кГц = 250 мкс, чтобы спектральные линии периодического ПШС отстояли друг от друга не менее, чем на 4 кГц. В итоге необходимая база ПШС равна $B = 2500$. База сигнала может быть уменьшена до $B = 10^7 \cdot 10^{-5} = 100$, если принять меры по исключению длинных серий единиц или нулей в потоке двоичных символов, поступающих на передатчик ИСЗ-ретранслятора, поскольку эти серии приводят к появлению квазипериодического ПШС.

Как видно из этого примера, требования электромагнитной совместимости радиосистем приходят в противоречие с требованиями экономии полосы частот системы.

Защита приемника ИСЗ-ретранслятора от воздействия сигналов других радиосистем представляет собой очень трудную задачу, особенно при использовании приемной антенны с глобальным лучом. Реше-

ние этой проблемы может быть обеспечено, как правило, только с помощью целого комплекса мер защиты приемника, среди которых можно отметить: 1) выбор участка диапазона с минимальными помехами; 2) увеличение ЭИИМ абонентов, 3) использование адаптивных антенных решеток с формированием нулей диаграмм направленности приемной антенны на источник помех, 4) использование обработки сигналов на ретрансляторе для подавления импульсных и узкополосных помех и др.

1.3. Спутниковые системы передачи информации с многолучевыми антеннами на ретрансляторе

Анализ энергетических потенциалов радиолиний «абонент—ретранслятор» и «ретранслятор—абонент» показывает, что при одинаковых шумовых температурах приемников этих радиолиний пропускная способность радиолинии «абонент—ретранслятор» больше пропускной способности радиолинии «ретранслятор—абонент» в число раз, равное отношению мощности передатчика абонента к мощности передатчика ретранслятора, эффективно используемой для одной радиолинии «ретранслятор—абонент». Поэтому первым шагом увеличения пропускной способности спутниковой системы является увеличение коэффициента усиления только передающей антенны ретранслятора при использовании приемной антенны ретранслятора с глобальным лучом. Однако при этом передающий луч ретранслятора становится узким и для связи со многими абонентами необходима многолучевая передающая антенна. Наиболее простой многолучевой антенной является антенна с неподвижными лучами. Однако если абоненты могут находиться в любой точке в пределах глобального луча или могут произвольно перемещаться относительно поверхности Земли, то лучи многолучевой антенны должны, перекрываясь по уровню, например, половинной мощности, полностью покрыть всю заданную зону связи. Очевидно, что при связи с заранее известными неподвижными абонентами, например, при связи заранее выбранных городов между собой, лучи могут быть весьма узкими и не перекрываются.

Увеличение коэффициента усиления передающей антенны ретранслятора $G_{\text{пер}} = 4\pi S_{\text{пер}}/\lambda^2$ может быть достигнуто за счет увеличения апертуры передающей антенны или за счет использования более высокочастотного диапазона длин волн, в связи с чем для спутниковых систем перспективными являются диапазоны частот 11—14 ГГц; 20—30 ГГц и т. д.

С другой стороны, резкое увеличение ЭИИМ ретранслятора при использовании многолучевых антенн позволяет при многолучевой приемной антенне ретранслятора резко уменьшить ЭИИМ абонентов, уменьшая размеры их антенн и мощности передатчиков. Для перспективных ИСЗ-ретрансляторов с многолучевыми передающими и приемными антеннами возможна передача стандартного телевидения при антенне абонента диаметром 1 м и мощности передатчика абонента порядка 1 Вт. Это существенно расширяет число возможных пользователей спутниковой системы, включая в их число самолеты, орбиталь-

ные КА, всевозможные подвижные объекты и даже малогабаритные индивидуальные радиостанции. Таким образом, создание ИСЗ-ретрансляторов с многолучевыми антеннами является магистральным путем развития спутниковых систем передачи информации.

Рассмотрим основные типы многолучевых антенн для ИСЗ-ретранслятора: антенны отражательного типа, линзовые и фазированные антенные решетки (ФАР).

Антенны отражательного типа перспективны из-за их конструктивной простоты, малой массы и низкой стоимости. На рис. 26 показаны различные варианты выполнения многолучевой антенны отража-

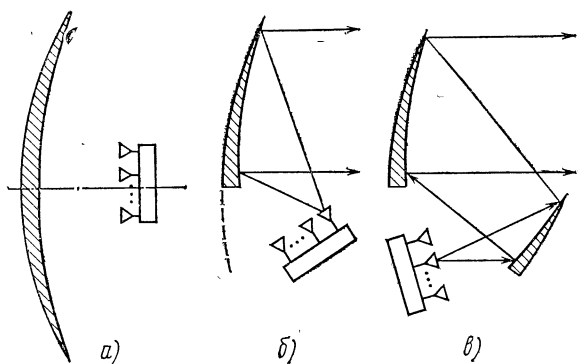


Рис. 26. Многолучевые антенны отражательного типа

тельного типа. Антенна на рис. 26, а имеет тот недостаток, что решетка облучателей с фидерами затеняет поле, создаваемое параболическим отражателем, в результате чего образуются большие боковые лепестки диаграммы направленности антенны. Антенна такой конфигурации целесообразна только для параболических отражателей очень больших размеров, когда относительное затенение поля невелико. Антенна, показанная на рис. 26, б, не имеет затенения, но создает также значительные боковые лепестки из-за смещения облучателей относительно оси параболического отражателя. В антенне с двумя отражателями (рис. 26, в) за счет выбора формы вторичного отражателя и расположения относительно него облучателей возможно создание квазитейлоровского распределения поля в раскрыве основного зеркала и вследствие этого возможно получение уровня боковых лепестков до -30 дБ. Следует отметить, что сам одиночный облучатель тоже может иметь сложную структуру, включая в себя ряд элементарных облучателей для создания необходимого распределения поля в раскрыве зеркала.

Линзовые антенны изображены на рис. 27. Они не имеют затенения и позволяют создать многолучевую антенну с малым уровнем боковых лепестков. Недостаток линзовой антенны рис. 27, а — ее большая масса. Для уменьшения массы антенны были предложены [67] пустотелые линзы (сантиметрового диапазона) с большим чис-

лом линий передачи (например, полосковые линии) внутри них (рис. 27,б). Такие линзы имеют все необходимые электрические характеристики, однако являются весьма сложными.

Фазированные антенные решетки не имеют особенностей, связанных с построением многолучевых антенн, и мы будем считать характеристики ФАР известными.

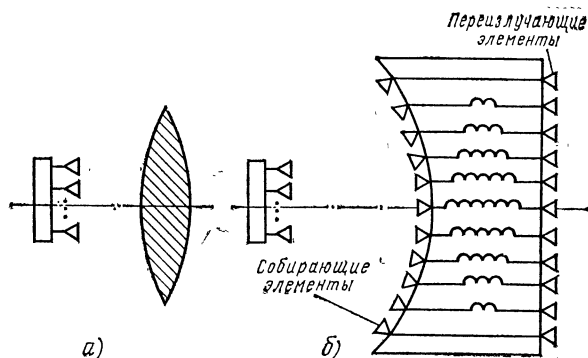


Рис. 27. Линзовые антенны

Рассмотрим требования к боковым лепесткам диаграммы направленности многолучевой антенны. Они определяются структурой системы связи. В наихудшем случае диаграммы направленности соседних лучей должны перекрываться по уровню половинной мощности

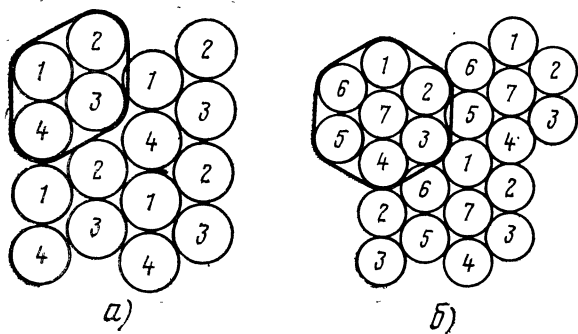


Рис. 28. Способы присвоения частот соседним лучам

и по этим лучам должна передаваться информация разным абонентам одновременно. Тогда, например, можно использовать частотное разделение каналов в лучах. Например, в системе связи возможно использование всего только четырех разных частотных участков спектра. На рис. 28, а приведены номера частотных полос, присваиваемых разным лучам. При этом лучи, имеющие одинаковые частотные полосы, разделены защитным пространственным промежутком, соответствующим ширине одного луча. На рис. 28, б защитный промежуток равен двойной ширине луча, однако в системе требуется уже семь разных

частотных полос и т. д. В общем случае, конечно, в соседних лучах можно использовать не только ЧРК, но и ВРК и РКФ. Тогда номера лучей на рис. 28 могут означать номера либо разных частотных полос, либо разных временных интервалов, либо номера групп разных форм сигналов, используемых в системе для развязки соседних лучей. Многократное использование одной и той же полосы радиочастот в разных лучах приводит к большой экономии частотного спектра в таких системах.

Боковые лепестки i -го луча будут создавать помехи приемным устройствам, принимающим сообщения в других лучах с тем же номером i . Величина бокового лепестка зависит от требуемого отношения сигнал-шум в отдельном канале. Пусть требуемое минимальное отношение сигнал-шум для одного канала есть E_6/N_0 и за счет воздействия помех от боковых лепестков остальных лучей допускается увеличение ЭИИМ ретранслятора, приходящейся на данный канал, не более чем на $\delta \cdot 100\%$. Тогда N_1 ближайших лучей с одним и тем же номером создадут помеху мощностью $N_1 \Delta_1 (E_6/N_0) (1 + \delta)$, где Δ_1 — уровень того бокового лепестка от ближайшего одноименного луча, который попадает в зону луча рассматриваемого канала. Следующие по отдаленности N_2 луча того же самого номера с уровнем бокового лепестка Δ_2 в зоне данного канала создадут помеху мощностью $N_2 \Delta_2 \times \times (E_6/N_0) (1 + \delta)$ и т. д. Эти все помехи по условию не должны превышать величины $\delta E_6/N_0$. Тогда имеем

$$\frac{E_6}{N_0} \delta \geq N_1 \Delta_1 \frac{E_6}{N_0} (1 + \delta) + N_2 \Delta_2 \frac{E_6}{N_0} (1 + \delta) + \dots$$

Отсюда при $\delta \ll 1$

$$\Delta_1 \leq \delta \left/ \left(N_1 + N_2 \frac{\Delta_2}{\Delta_1} + N_3 \frac{\Delta_3}{\Delta_1} + \dots \right) \right.$$

Пусть, например, $\delta = 0,1$. Тогда для 4-ячеечной структуры соседних лучей (рис. 28, а) найдем, что $N_1 = 5$, $N_2 = 10$ и т. д. Следовательно, $\Delta_1 \leq 0,01$ или уровень бокового лепестка должен составлять — 20 дБ.

Рассмотрим некоторые характеристики спутниковой системы связи с узкими лучами антенны ретранслятора. Полагая, что для бортовой параболической антенны потенциально достижима величина $d/\lambda = 10^3$, получим, что минимальная достижимая ширина луча параболической антенны есть $\theta_{\min}^0 = 60 \frac{\lambda}{d} = 0,06^\circ$. Такой луч на поверхности Земли имеет диаметр пятна всего 36 км, если используется стационарный ИСЗ-ретранслятор. Ширина луча $0,06^\circ$ обеспечивает дополнительное усиление передающей антенны ретранслятора по сравнению с глобальным лучом в $(18/0,06)^2 \approx 10^5$ раз. Ранее мы получили, что для глобального луча и мощности бортового передатчика 1 Вт при стационарном ИСЗ-ретрансляторе достижима скорость передачи информации порядка $4d^2$ кбит/с, где d — диаметр наземной антенны. Тогда при тех же условиях, но при предельном узком луче $\theta^0 = 0,06^\circ$, достижимая скорость передачи информации есть $R = 400d^2$ Мбит/с. В этом случае размеры антенн абонентов могут быть весьма малы.

Рассмотрим особенности спутниковых систем передачи информации с многолучевыми антеннами на ретрансляторе при различных методах уплотнения и разделения каналов.

Спутниковые системы с многолучевой передающей антенной на ретрансляторе и приемной антенной ретранслятора с глобальным лучом. Как указывалось выше, такая спутниковая система может иметь пропускную способность, существенно более высокую, чем система с глобальными лучами. Так как скорости передачи информации в радиодлиниях «абонент-ретранслятор» и «ретранслятор—абонент» должны

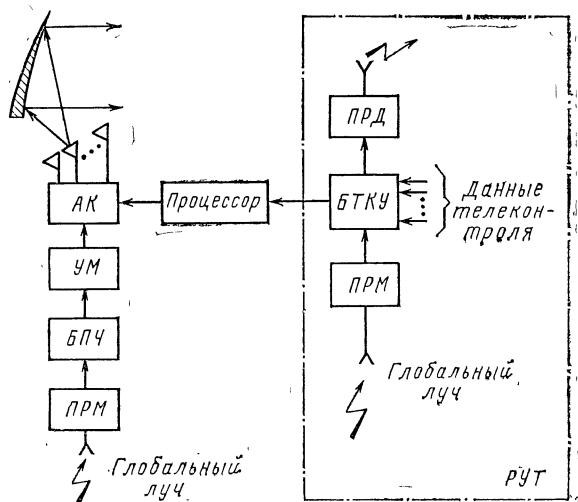


Рис. 29. Структурная схема ретранслятора с многолучевой коммутуруемой антенной при ВРК:

БТКУ — блок телеконтроля и управления; РУТ — радиолиния управления и телеконтроля

быть одинаковыми, то при одинаковых шумовых температурах приемников абонента и ретранслятора мощность передатчика абонента должна быть не менее $P_i (18/\theta_0^\circ)^2$ Вт, где P_i — мощность, излучаемая ретранслятором для i -го абонента; θ_0° — ширина одного луча по уровню половинной мощности (в градусах) многолучевой антенны ретранслятора. При малых величинах θ_0° могут потребоваться значительные мощности передатчиков абонентов, что в отдельных случаях вызовет затруднение, если абонентами являются летательные аппараты, однако, например, для морской системы спутниковой связи рассматриваемый вариант системы является весьма привлекательным.

Рассмотрим построение такой системы при ВРК, ЧРК и РКФ. Структурная схема аппаратуры ретранслятора для ВРК показана на рис. 29. Здесь предполагается многолучевая антенна отражательного типа с неподвижными облучателями. Выбор нужного облучателя производится процессором, в котором записана программа работы ретранслятора. Эта программа меняется с помощью вспомогательной

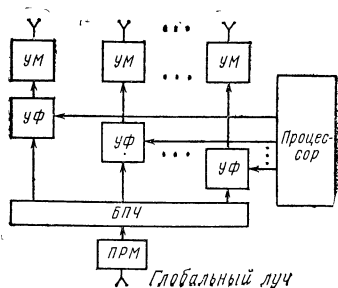
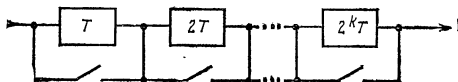


Рис. 30. Структурная схема ретранслятора с ФАР при ВРК

Рис. 31. Дискретный фазовращатель на отрезках линий задержки с цифровым управлением фазой



радиолинии управления и телеконтроля. Временная синхронизация системы может осуществляться либо по этой вспомогательной радиолинии, либо с помощью основной аппаратуры ретранслятора. В последнем случае для синхронизации системы выделяются специальные кадры синхронизации.

В рассмотренной схеме ретранслятора не предъявляются особые требования к боковым лепесткам диаграммы направленности антенны, поэтому в качестве многолучевой антенны может быть взята антенна простейшего типа (рис. 28, б). Недостатком такой системы является необходимость иметь один мощный передатчик, что ограничивает ЭИИМ ретранслятора. Использование нескольких передатчиков приводит к необходимости демодуляции принимаемых сигналов и сложной схеме распределения этих сигналов по передатчикам.

При ограниченных мощностях передатчиков для увеличения ЭИИМ ретранслятора целесообразно использовать ФАР на ретрансляторе. Как известно, управление фазовращателями можно осуществлять либо в цепях АФУ, либо на входах усилителей мощности. Структурная схема многолучевой ФАР для ВРК представлена на рис. 30 и 31. Здесь каждый отдельный излучатель создает глобальный луч, так что при m облучателях формируется луч с шириной диаграммы направленности $\theta_0 = 18/\sqrt{m}$.

Рассмотрим системы с ЧРК. Структурная схема ретранслятора с многолучевой антенной отражательного типа показана на рис. 32. Система имеет n частотных каналов и m передатчиков. Обычно $n > m$ и со-

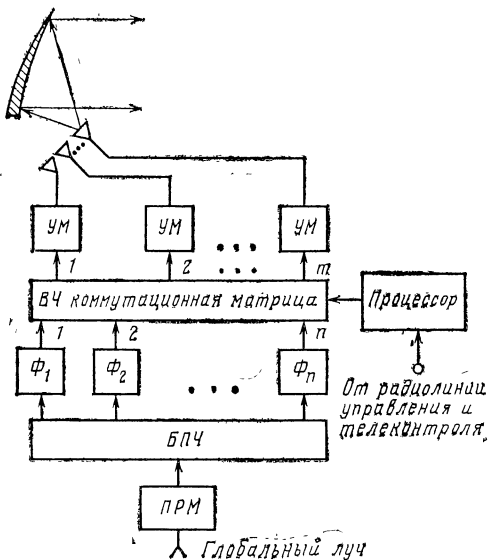


Рис. 32. Структурная схема ретранслятора с многолучевой передающей антенной отражательного типа при ЧРК

соединение лучи должны перекрываться. Ясно, что за счет частотной селекции сигналов в приемниках абонентов к многолучевой антенне ретранслятора не предъявляются жесткие требования к уровням боковых лепестков. В радиолиниях «ретранслятор—абонент» в принципе можно повторно использовать одни и те же участки спектра с целью экономии радиоспектра, но это приводит к значительному ус-

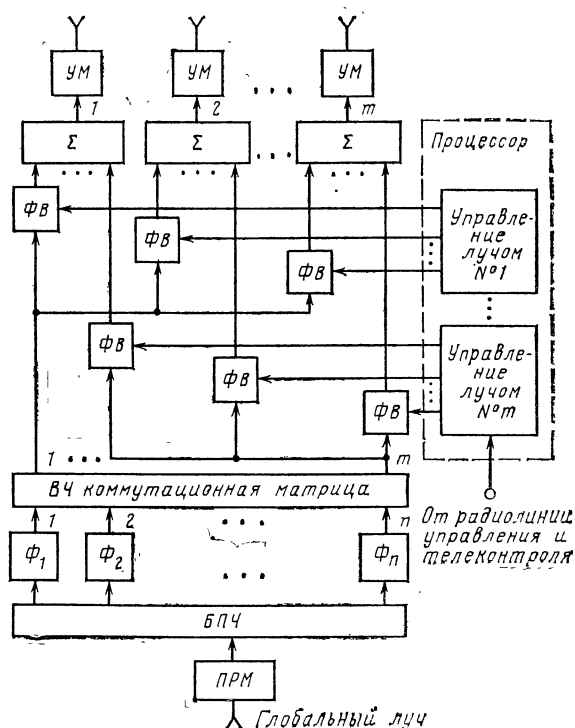


Рис. 33. Структурная схема ретранслятора с ФАР при ЧРК

ложнению схем управления и коммутации ретранслятора, а также самой антенны, которая должна иметь малые боковые лепестки. Схема ретранслятора, изображенного на рис. 32, имеет недостаток, который проявляется при неравномерном распределении абонентов по поверхности Земли и, в первую очередь, при подвижных абонентах. Если большинство абонентов окажется в одном и том же луче, ЭИИМ ретранслятора будет определяться одним усилителем мощности, что ведет к резкому снижению пропускной способности всей системы. От этого недостатка свободна схема ретранслятора с ФАР, которая показана на рис. 33. В этой схеме все усилители мощности одинаково участвуют в создании ЭИИМ для каждого канала независимо от расположения абонентов.

Рассмотрим теперь систему с РКФ. Она похожа на систему с ЧРК, только вместо фильтров, стоящих после блока переноса частот и предназначенных для выделения каждого отдельного канала, включаются корреляторы, выделяющие сигналы отдельных абонентов. Если абоненты неподвижные, то схема выделения сигналов от абонентов может иметь вид, показанный на рис. 34. Так как в основном варианте система с РКФ есть система с закрепленными каналами, то схема содержит n_a перемножителей (где n_a — общее число абонентов), на которые подаются опорные ПШС соответствующих видов. Свернутые сигналы выделяются фильтрами (интеграторами) на суммарной или разностной

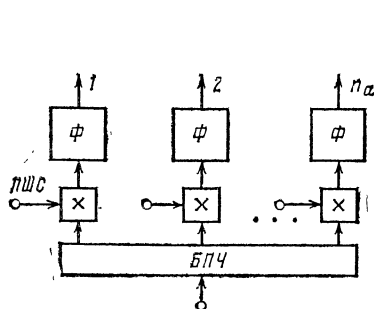


Рис. 34. Блок выделения ПШС абонентов на ретрансляторе

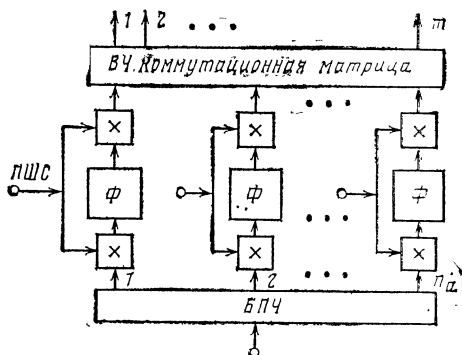


Рис. 35. Блок выделения и формирования ПШС абонентов на ретрансляторе

частоте принимаемого и опорного сигналов. При неподвижных абонентах узкополосные сигналы после фильтров подключаются к своим усилителям мощности, уплотняясь по частоте в соответствии с методом присвоения частотных полос (рис. 28). Ясно, что при неподвижных абонентах коммутационная матрица здесь не нужна. Для получения свертки сигнала на борту ретранслятора осуществляется поиск ПШС по задержке известными методами.

При подвижных абонентах переизлучаемый сигнал также может быть псевдошумовым (или другой формы). В этом случае схема обработки ПШС сигналов на ретрансляторе может иметь вид, показанный на рис. 35.

Система спутниковой связи «абоненты—ЦУП» с многолучевой приемной антенной ретранслятора. Если абонентами являются орбитальные ИСЗ или самолеты, то основной поток информации идет от абонентов в ЦУП. Радиолиния «ЦУП—абоненты» является узкополосной и командная информация в ней может передаваться абонентам поочередно. Для увеличения энергетического потенциала радиолинии «абонент—ретранслятор» необходимо увеличивать рабочую частоту радиолинии и апертуру приемной антенны ретранслятора. Это и приводит к многолучевой приемной антенне ретранслятора. Для абонентов — летательных аппаратов — желательно использовать передатчики в режиме непрерывного излучения, поэтому в первую очередь не

обходимо рассматривать системы с ЧРК или РКФ. Если использовать ретранслятор без обработки сигнала, то на ретрансляторе необходимо использовать дополнительное уплотнение сигналов, снимаемых с разных лучей, так, чтобы выходное напряжение с выхода луча передавалось в ЦУП по своему каналу. Суммирование сигналов с выходов лучей недопустимо, так как это приводит к увеличению шумов в m раз в каждом канале, где m — число лучей. Структурная схема ретранслятора с ФАР в качестве многолучевой приемной антенны приведена на рис. 36. Фазовращатели, схемы формирования узких лучей приемной

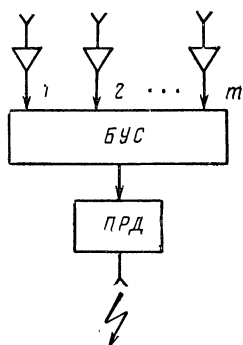


Рис. 36. Структурная схема ретранслятора с ФАР в качестве приемной антенны
БУС — блок уплотнения сигналов

антенны ретранслятора и блоки выделения сигналов абонентов располагаются в ЦУП. Если используется приемная многолучевая антенна отражательного типа с неподвижными облучателями, то уплотняются сигналы с выхода облучателей так, как показано на рис. 36.

Система спутниковой связи с многолучевыми передающими и приемными антеннами ретранслятора. Такая система связи является наиболее сложной. Особенно сложными являются системы с РКФ и ЧРК, если система должна обеспечивать связь каждого абонента с каждым. Сигнал абонента (в данном луче приемной антенны) должен быть выделен фильтром или коррелятором и подключен к нужному лучу передающей антенны с учетом того, что каждому передающему лучу присваивается свой частотный диапазон в соответствии с рис. 28. Наиболее простой системой является система с ВРК, поскольку функции выделения сигналов с выходов

лучей приемной антенны выполняются коммутаторами. Система спутниковой связи «каждый с каждым» может иметь неподвижные абоненты. Типовой ситуацией является связь больших городов между собой. Рассмотрим схему ретранслятора для данного случая. Наиболее целесообразно выбрать антенну отражательного типа с таким размером отражателя, чтобы отдельные лучи были настолько узкими, чтобы не создавать помех наземным приемникам, принимающим сигналы от соседних лучей. В этом случае передатчики во всех случаях могут работать в одном и том же участке радиоспектра.

Далее, считается [67], что матрица, коммутирующая высокочастотные сигналы, имеет допустимую сложность и массу при размерах 16×16 . Если размер коммутирующей матрицы возрастает до 50×50 и более, необходимо переходить на матрицу, коммутирующую видеосигналы; масса такой матрицы, построенной на логических элементах весьма мала и слабо зависит от ее размера. В этом случае мы должны иметь ретранслятор с демодуляцией сигналов. Демодуляция сигналов в ретрансляторе также позволяет улучшить энергетику радиолиний «абонент-ретранслятор» и «ретранслятор-абонент». Когда в радиолиниях без демодуляции сигналов в ретрансляторе на входе приемника абонента требуется отношение сигнал-шум $P_c/P_{ш}$, то, если считать

радиолинии «абонент—ретранслятор» и «ретранслятор—абонент» равнопрочными, потребуется отношение сигнал-шум, равное $2P_c/P_{\text{ш}}$ для приемника ретранслятора. Так как к шумам приемника абонента добавляется переизлученный шум приемника ретранслятора, это приводит к увеличению результирующего шума, которое необходимо компенсировать увеличением мощности передатчика ретранслятора в два раза. В радиолиниях с демодуляцией сигналов в ретрансляторе потребуется в обеих радиолиниях отношение сигнал-шум, равное

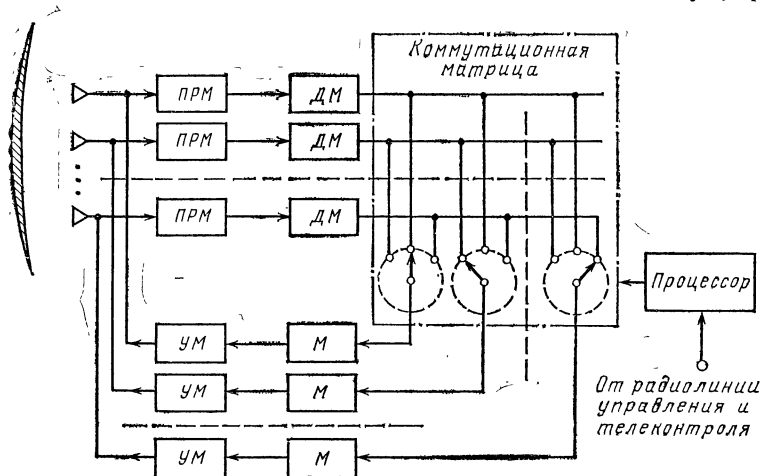


Рис. 37. Структурная схема ретранслятора с многолучевыми передающей и приемной антеннами при ВРК

$P_c/P_{\text{ш}}$, т. е. демодуляция сигналов ретранслятора обеспечивает выигрыш по требуемой мощности передатчика в 3 дБ в обеих радиолиниях.

Структурная схема ретранслятора с многолучевыми передающей и приемной антеннами для системы с ВРК представлена на рис. 37.

Системы спутниковой связи со сверхузкими диаграммами направленности антенн абонентов и ретранслятора. Такие системы могут быть созданы в оптическом и миллиметровом диапазонах длин волн. В этих системах каждый узкий луч предназначается только для одного абонента. Преимущества таких систем: большая пропускная способность радиолиний, скрытность и помехозащищенность систем. Ретранслятор может быть стабилизирован в пространстве с использованием сверхузких диаграмм направленности приемных антенн по специальным радио- или лазерным маякам, расположенным на поверхности Земли. В этом случае упрощается процесс вхождения в связь с неподвижными абонентами. Для подвижных абонентов требуется взаимный поиск приемных и передающих антенн абонента и ретранслятора в некоторой зоне неопределенности, определяемой погрешностями целеуказания и угловыми флуктуациями стабилизированных платформ, на которых устанавливаются антенны.

Спутниковые системы связи с временным разделением каналов

2.1. Особенности построения спутниковых систем связи с временным разделением каналов

В дальнейшем будем рассматривать спутниковые системы связи, в которых для активной ретрансляции сигналов используются искусственные спутники Земли, выведенные либо на стационарную орбиту, либо на эллиптическую.

Выбор орбиты во многом определяется назначением системы связи и условиями запуска ИСЗ. Спутник, выведенный на стационарную орбиту, находится на высоте $\sim 35\,800$ км, движется по круговой орбите, лежащей в экваториальной плоскости, и по отношению к любой точке Земли будет теоретически неподвижен. При смещении орбиты из экваториальной плоскости и неизменной высоте спутник будет описывать траектории в виде восьмерки относительно Земли. Обычно отклонения траектории стационарного ИСЗ от заданной составляют по широте и долготе величину не более $0,1^\circ$, по высоте не более $\pm 0,1\%$ [22], и, следовательно, спутник будет постоянно перемещаться относительно Земли в некоторой области пространства. Существенным преимуществом использования стационарной орбиты является то, что неподвижные приемопередающие станции могут работать в ИСЗ без отслеживания перемещений спутника и без перехода на связь с одного ИСЗ на другой, что характерно при использовании нестационарного спутника. Три спутника, соответствующим образом размещенные в пространстве, позволяют организовать связь между любыми точками Земли, в области, примыкающей к экватору. Однако при этом в приполярных районах, расположенных на широтах выше 75° , обеспечить надежную связь становится затруднительным. Свободны от этого недостатка системы связи, использующие ИСЗ, выведенные на эллиптическую орбиту. Примером служат советские спутники «Молния», сильно вытянутая эллиптическая орбита которых имеет апогей в северном полушарии. Положение спутников в пространстве стабилизируется, что позволяет устанавливать на борту ИСЗ направленные антенны, постоянно ориентированные в направлении Земли.

Структурная схема спутниковой системы связи с ВРК приведена на рис. 38. Приемопередающие станции (ППС) передают групповые сигналы, полученные в результате уплотнения сигналов обслуживаемых ими абонентов A_i . Станции, осуществляя первичное уплотнение сигналов отдельных абонентов, используют любой из известных методов уплотнения. ППС могут устанавливаться на подвижных объектах (кораблях, самолетах) и передавать одноканальное сообщение. В этом случае первичное уплотнение отсутствует.

При многостанционном доступе с временным разделением каждой станции выделяется для передачи определенный временной интервал

в групповом сигнале и все станции передают информацию данному ретранслятору на одной и той же несущей частоте. Ретранслятор принимает сигналы отдельных станций и передает сформированный групповой сигнал станциям—получателям сообщений. Отличием спутниковых систем связи с многостанционным доступом от телеметрических, командных радиосистем состоит в том, что групповой сигнал образуется на входе ретранслятора в области СВЧ и в образовании этого сигнала участвуют станции, расположенные в территориально разнесен-

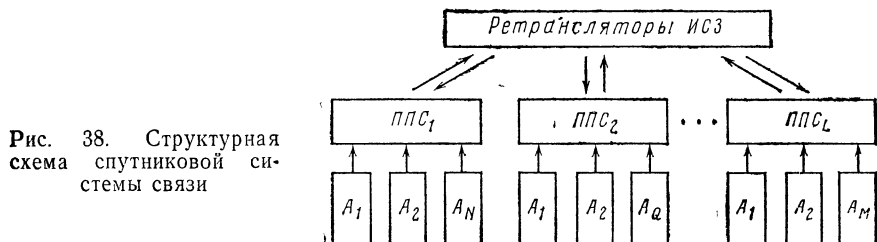


Рис. 38. Структурная схема спутниковой системы связи

ных точках, расстояние от которых до ИСЗ различно и может меняться. Выделение соответствующих временных интервалов отдельным станциям для передачи сообщений и формирование группового сигнала осуществляется с помощью системы синхронизации.

Один кадр группового сигнала системы связи в ВРК приведен на рис. 39. Длительность кадра T_K выбирается равной или кратной интервалу дискретизации по Котельникову T_0 наиболее широкополосного аналогового сообщения; в подавляющем большинстве случаев — это телефонный сигнал. Полоса сообщений, передаваемых в спутниковых системах связи, стандартизируется и измеряется в единицах

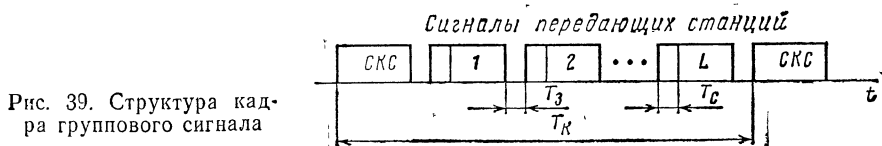


Рис. 39. Структура кадра группового сигнала

условного телефонного или телевизионного каналов. Если длительность кадра выбирается кратной интервалу дискретизации $T_K = iT_0$ ($i = 2, 3, \dots$), то на передающей станции сообщения в выхода источника записываются в накопитель в интервале времени между опросами со скоростью поступления сообщений R и считываются из накопителя при передаче в канал связи со скоростью $R_1 = iR$ в i раз большей. В приемной станции осуществляется обратное преобразование скоростей: запись со скоростью R_1 , списывание со скоростью R . Групповому сигналу каждой станции — субкадру — отводится интервал времени, положение которого в групповом сигнале системы связи определяется относительно сигнала кадровой синхронизации (СКС). При временном уплотнении сигналов абонентов каждому для передачи сообщения выделяется канал—интервал времени T_i в субкадре станции.

Структура субкадра одной передающей станции, адресованного двум приемным станциям, приведена на рис. 40. Положение канала на оси времени определяется относительно синхропосылки (СП), расположенной либо в начале субкадра, либо перед сигналом, адресованным каждой j -й станции. Так как расстояние станций до ретранслятора различно и может меняться в результате перемещения ИСЗ, между сигналами станций во избежание их наложения вводятся защитные промежутки, величина которых T_3 определяется точностью системы синхронизации системы связи и изменением расстояния.

В системах связи с закрепленными каналами каждой паре станций и абонентов на некоторый отрезок времени или по расписанию выделяются в групповом сигнале определенные каналы независимо от ре-

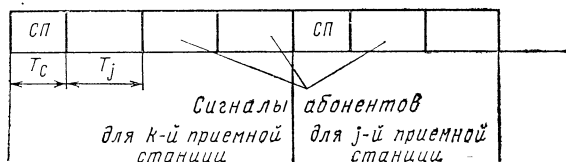


Рис. 40. Структура группового сигнала одной передающей станции

альной потребности этих абонентов в связи. Отличительным признаком данного абонента, на основании которого его сигнал может быть выделен из группового, является положение закрепленного за ним канала (его номер) относительно сигнала кадровой синхронизации.

В системе связи «каждый с каждым» любой из N_1 абонентов должен иметь возможность передать информацию остальным $N_1 - 1$ абонентам, поэтому каждый кадр системы с закрепленными каналами должен содержать $n = N_1(N_1 - 1)$ канал, который будет занят абонентом только в случае передачи сообщений. При малой активности абонентов, т. е. при малой вероятности появления сообщений на выходе источников, большинство каналов будет свободно и, следовательно, эффективность подобной системы связи будет низкой. Использование закрепленных каналов оправдано в системах связи абонентов с установившимся длительным обменом информацией.

В системах связи с меняющимся во времени объемом передаваемой информации более эффективным с точки зрения использования каналов является предоставление каналов по требованию. Для передачи информации абоненту и станции выделяется канал или совокупность каналов только в том случае, когда абоненту необходим доступ к ретранслятору. При неизменной длине кадра длительность субкадров может меняться в зависимости от числа активных абонентов. Незакрепленные каналы занимают поочередно несколькими станциями, и, следовательно, номер канала не может служить постоянным отличительным признаком станции и абонента. Поэтому в системах связи с предоставлением каналов по требованию каждой станции и каждому абоненту с целью их различения присваивается адрес, например кодовая комбинация, не используемая для передачи информации.

В большинстве спутниковых систем связи каналы предоставляются абонентам по требованию. При этом возможны два основных принципа управления системой связи: децентрализованное и централизованное. При централизованном управлении организация связи между станциями осуществляется центром управления, который может быть совмещен с одной из приемопередающих станций.

Структурная схема приемопередающей станции цифровой системы связи приведена на рис. 41. Абонент-инициатор связи передает через коммутатор каналов (КК1) в устройство управления сигнал вызова

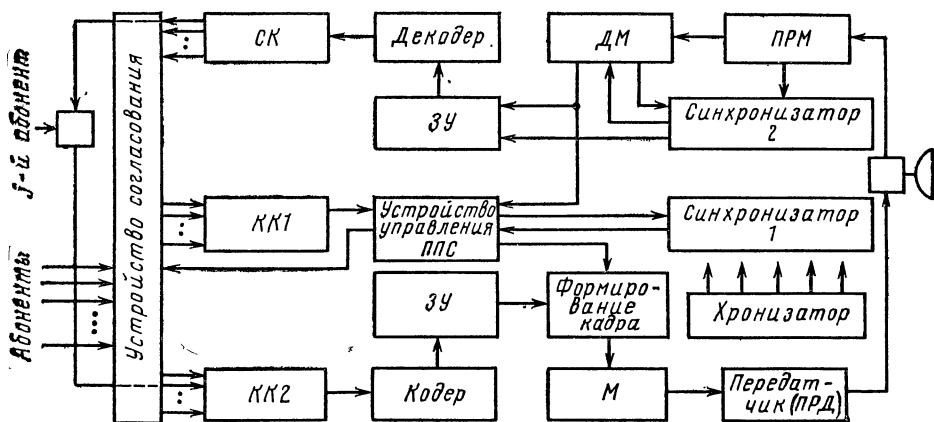


Рис. 41. Структурная схема приемопередающей станции

абонента, с которым должен быть осуществлен обмен информацией. Устройство управления формирует и передает в центр управления сигналы своего адреса и адреса вызываемого абонента. Центр управления осуществляет поиск свободных каналов, предупреждает абонента о вызове, сообщая ему адрес вызывающей станции, передает станциям сигналы номеров свободных каналов, предоставляемых этим станциям для обмена информацией. Получив сигналы центра управления, устройство управления подает команду на устройство согласования, в соответствии с которой вызывающий абонент занимает выделенные ему каналы, т. е. подключается к соответствующим отводам коммутатора и селектора. Кодер преобразует уплотненный по времени сигнал в последовательность кодовых комбинаций. В устройстве формирования кадра к информационной последовательности добавляются сигналы синхронизации, вырабатываемые устройством управления. Передача информации осуществляется после введения системой синхронизации 1 передающей части станции в синхронизм со всей системой связи. В приемной части вызываемой станции устройство управления выделяет из группового сигнала адресованные ей сигналы отдельных абонентов, которые поступают на селектор. При использовании преобразования скорости передачи информации в передающей и приемной части устанавливаются запоминающие устройства (ЗУ).

Необходимые для работы приемной части сигналы управления выделяются схемой синхронизации 2 из входящего сигнала. Сигналы управления передающей части станции вырабатываются хронизатором.

При одноканальной передаче схема, приведенная на рис. 41, соответственно упрощается. Поиск свободных каналов в центре управления осуществляется с помощью входящей в состав его оборудования ЭВМ, в памяти которой содержится информация о всех занятых каналах. Одновременно центр управления осуществляет контроль вызовов, коррекцию данных о занятости каналов и, если предусмотрено приоритетное обслуживание абонентов, предоставляет свободные каналы в первую очередь наиболее важным сообщениям. Обмен служебной информацией между приемопередающими станциями и центром управления при организации связи осуществляется по служебному каналу. В зависимости от назначения системы связи, характеристик станций часть вышеперечисленных функций центра управления может выполняться станциями. Например, центр управления может только маркировать свободные каналы, в то время как все остальные операции, необходимые при установлении связи, выполняются наземными станциями.

При децентрализованном управлении связь между любыми двумя станциями организуется непосредственно этими станциями без участия центра управления. Схема приемопередающей станции в принципе не отличается от приведенной на рис. 41. Устройство управления при поступлении сигнала требования канала от j -го абонента станции в результате анализа группового сигнала, принятого от ретранслятора, находит свободные каналы, по одному из которых, используя систему синхронизации 1, посылает сигнал вызова. Сигнал вызова содержит адреса абонентов, принимающего и передающего информацию, и номера каналов, по которым будет осуществлен обмен информацией. Приемник вызываемой станции, находящийся в ждущем режиме, выделив адрес своего абонента, вырабатывает команду, и станция с помощью системы синхронизации 1 занимает выделенный ей для передачи канал, по которому посылает сигнал, подтверждающий факт организации связи, или сигнал отказа. Вызывные сигналы могут передаваться по служебным каналам либо в общем групповом сигнале совместно с информацией.

Централизованный способ управления системой связи имеет преимущества перед децентрализованным. Центр управления, контролируя связи отдельных станций, имеет возможность выбрать наилучший способ обслуживания, снижающий вероятность отказа в доступе к ретранслятору. Использование приоритетного обслуживания, реализация которого затруднительна при децентрализованном управлении, позволяет повысить эффективность системы связи. Аппаратура приемопередающих станций упрощается, так как функции организации связи выполняются центром управления, что способствует удешевлению системы в целом. Централизованное управление целесообразно использовать в системах связи с большим числом приемопередающих станций, каждая из которых обслуживает много абонентов. Оценить в такой системе изменения во времени активности источников и оп-

тимально, с точки зрения минимума вероятности отказа, распределить каналы между меняющимися по длительности субкадрами отдельных станций в состоянии только центр управления.

Эффективность спутниковых систем связи во многом зависит от типа используемого ретранслятора и от параметров входящих в его состав устройств. В простейшем случае ретранслятор осуществляет перенос принятого сигнала с частоты f_1 на частоту передачи f_2 . Для приема и передачи информации на борту ИСЗ используются антенны с шириной диаграммы направленности $\theta_0 \cong 18^\circ$, охватывающей всю видимую с ИСЗ часть поверхности Земли. С точки зрения надежности простой ретранслятор является наиболее приемлемым. Однако улучшение параметров электронных приборов, увеличение мощности ракет-носителей позволяет реализовать все более сложные ретрансляторы, которые помимо преобразования частот выполняют дополнительную обработку принятого сигнала на борту — регенерацию сигнала.

Ретранслятор в процессе регенерации сигнала КИМ осуществляет его усиление, преобразование по частоте, демодуляцию и последующую модуляцию несущей. Подобный способ обработки устраняет помехи, сопровождающие передачу сигналов в радиолинии Земля—ИСЗ, и, как следствие, позволяет избежать бесполезных затрат мощности ретранслятора на передачу мешающих паразитных сигналов. Здесь и далее, без специальной оговорки, под термином «земля» будет пониматься не только поверхность земного шара, но и любая зона околоземного пространства, в которой может находиться приемопередающая станция, установленная на самолете, на низколетящем ИСЗ и т. д. Независимость передающей и приемной частей ретранслятора в регенерацией сигнала позволяет осуществить преобразование видов модуляции. Преобразование вида модуляции может быть применено на выходе демодулятора. Например, для повышения помехоустойчивости радиолинии ИСЗ—Земля 8-кратная ФМ может быть преобразована в 4-кратную. Ретранслятор с регенерацией может быть реализован достаточно просто только при временном уплотнении сигналов приемопередающих станций. При частотном уплотнении и уплотнении по форме для регенерации сигналов должна быть использована многоканальная схема, реализация которой при большом числе каналов связана с дополнительным усложнением ретранслятора.

Перспективными и наиболее сложными с точки зрения технической реализации являются ретрансляторы с регенерацией сигнала и его коммутацией к соответствующим остронаправленным бортовым антеннам [1]. С остронаправленной антенны (рис. 37) на вход приемника поступает групповой СВЧ сигнал от станций, входящих в зону, обслуживаемую данной антенной. Видеосигналы с выходов демодуляторов подаются на коммутирующую матрицу, переключающую сигналы абонентов на вход модуляторов тех ретрансляторов, антенны которых направлены на станции, ожидающие приема этих сигналов.

Каналы в групповом сигнале предоставляются всем станциям системы связи центром управления в таком порядке, чтобы два сигнала, предназначенные одной и той же приемной станции, не поступали на ретрансляторы одновременно (рис. 42). Разработаны алгоритмы [1]

такого построения группового сигнала, при котором число переключений в матрице будет минимальным. При выбранной структуре кадра матрица переключается в соответствии с законом коммутации, который вводится в запоминающее устройство схемы управления по командной радиолинии (КРЛ) центром управления системы связи. Так как переключение матрицы должно происходить в строго определен-

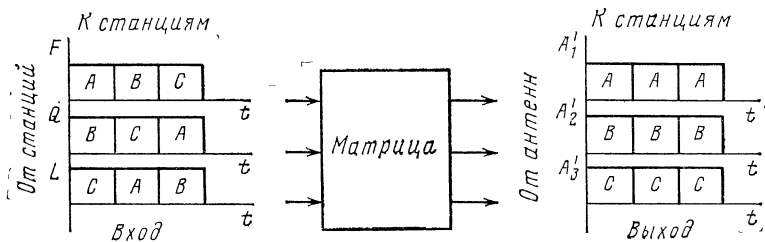


Рис. 42. Схема коммутации сигналов

ные моменты, совпадающие с окончанием сигналов отдельных абонентов, на борту предусматривается система синхронизации принятых сигналов и матрицы.

При построении бортовой аппаратуры согласно рис. 37 антенны ИСЗ должны создавать большое количество узких лучей, зоны обслуживания которых перекрывают всю охватываемую связью поверхность

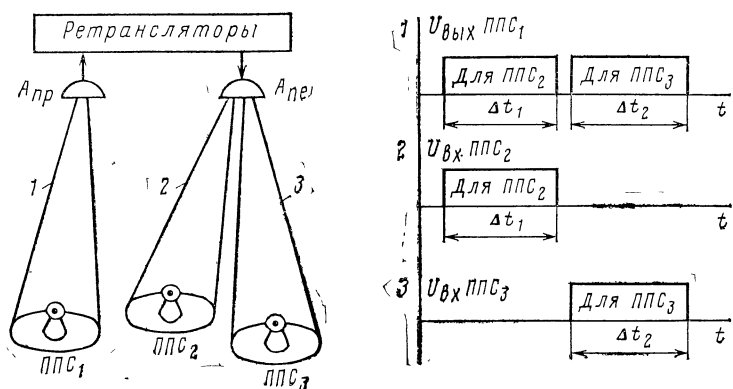


Рис. 43. Схема системы связи с коммутацией антенн

Земли. Эффективность подобной системы связи велика только при достаточно высокой активности абонентов и постоянной передаче по этим лучам информации. Стремление сузить диаграмму антенн приводит к увеличению числа ретрансляторов, которое может превысить значение, определяемое активностью абонентов. Проводя некоторую аналогию с системой с закрепленными каналами, можно считать, что в этом случае эффективность системы связи будет уменьшаться.

Может быть использован иной способ организации связи. Приемная антенна $A_{пр}$ каждого ретранслятора рис. 43 опрашивает передающие станции в течение интервала времени, отведенного данной станции для передачи сообщения. Одновременно передающая антенна $A_{пер}$ направлена на ту приемную станцию, которой это сообщение адресовано. Связь длится в течение интервала времени, отведенного для приема сообщения. В следующий интервал времени лучи антенн коммутируются и направляются на другие станции. Данный способ ретрансляции сигналов может быть использован только при временном уплотнении каналов, так как переключение антенн предполагает дискретность сигналов во времени.

2.2. Синхронизация спутниковых систем связи

Спутниковая система связи в ВРК имеет три степени синхронизации.

Первая ступень — синхронизация передающих станций системы связи (на рис. 41 синхронизатор 1), в процессе которой сигналы отдельных станций занимают выделенный им в групповом сигнале интервал времени.

Вторая ступень используется для взаимной синхронизации по словам и по кадрам приемопередающих станций и блока коммутации модуляторов, или многолепестковых антенн на борту ИСЗ.

Третья ступень — синхронизация приемных устройств станций (на рис. 41 синхронизатор 2) осуществляется схемами, выделяющими их синхропосылки приходящего сигнала опорное гармоническое колебание, импульсы тактовой частоты, необходимые для когерентного приема сигналов, а также сигналы начала субкадра, используемые

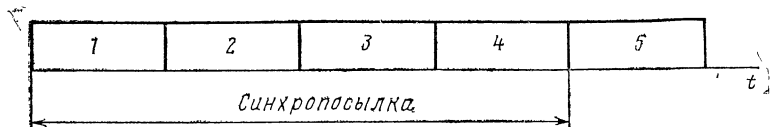


Рис. 44. Структура синхропосылки:

1 — сигнал синхронизации несущей; 2 — сигнал тактовой синхронизации; 3 — сигнал начала субкадра; 4 — код опознавания станции; 5 — информация

при разделении сигналов соответствующим абонентам. Структура синхропосылки может меняться в зависимости от организации системы связи и характеристик систем синхронизации. Типичная синхропосылка приведена на рис. 44.

В качестве сигнала синхронизации несущей используется гармоническое колебание, а для тактовой синхронизации в большинстве случаев применяется меандр. Для синхронизации субкадров используются сигналы с узкой автокорреляционной функцией, например m -последовательности. Код опознавания передающей станции вводится в синхропосылку при децентрализованной работе малого числа станций, когда станции организуют связь без предварительного вызова.

Выделение опорного гармонического колебания и тактовой частоты осуществляется системами синхронизации, содержащими, как правило, схемы фазовой автоподстройки (ФАП). Например, системой с обратной связью по решению или системой со снятием модуляции [20]. Параметры ФАП выбираются в результате компромиссного решения, удовлетворяющего двум противоречивым требованиям: требованию быстрой перестройки от синхросылки одного субкадра к синхросылке другого субкадра и требованию малых шумовых ошибок. Действительно, так как несущие и тактовые частоты двух соседних синхросылок некогерентны и отличаются на случайную величину из-за нестабильности и эффекта Доплера, для быстрого и точного выделения несущей и тактовой частот шумовую полосу ФАП следует увеличивать. Полное время вхождения в синхронизм [20] $T = T_f + T_\phi$, где T_f — время захвата по частоте, T_ϕ — время захвата по фазе, равное времени переходного процесса, затрачиваемому на достижение заданной фазовой ошибки. При отношении сигнал-шум в полосе ФАП $h^2 = P_c/N_0\Delta f_{ш} \gg 1$ и при расстройке частоты входного сигнала $\Delta f \ll \Delta f_{ш}$, что, как правило, выполняется в спутниковых системах связи, величина $T_f \approx 1/\Delta f_{ш}$, допускается $T_\phi \approx (3 \div 4)/\Delta f_{ш}$ и тогда $T \approx (4 \div 5)/\Delta f_{ш}$.

С другой стороны, в результате воздействия шума работа ФАП системы синхронизации сопровождается ошибкой, и фаза сформированного опорного сигнала будет отличаться на величину $\Delta\phi$ от истинного значения. Эта ошибка будет выражаться в непрерывных случайных флуктуациях фазы ($0 < \Delta\phi < 2\pi$) опорного сигнала на выходе находящейся в синхронизме ФАП и в случайных резких изменениях фазы $\Delta\phi = i 2\pi$ ($i = 1, 2, \dots$) при срывах синхронизации ФАП. Непрерывные случайные флуктуации фазы характеризуются дисперсией $\sigma_\phi^2 \approx 1/h^2$ [20]. Срыв синхронизации возникает тогда, когда мгновенное значение отношения сигнал-шум в полосе $\Delta f_{ш}$ ФАП $h^2 < 1$. Вероятность этого события прямо пропорциональна полосе $\Delta f_{ш}$. С учетом шумовой ошибки ФАП полосу выбирают из условия $\Delta f_{ш} \approx 1/(3 \div 4)\tau_0$, где τ_0 — длительность импульса кодовой комбинации информационного сигнала. Длительность сигнала синхронизации T_c (либо несущей, либо тактовой частоты) принимается равной времени захвата $T_c = T$. Тогда при оговоренном выше значении полосы $\Delta f_{ш}$

$$T_c = (12 \div 20)\tau_0.$$

Рассмотрим синхронизацию первой и второй ступени. Синхронизация передающей части станции есть осуществляемая специальной системой последовательность операций, в результате выполнения которых сигнал каждой передающей станции занимает в кадре определенный временной интервал, выделенный ей для передачи информации. При формировании группового сигнала на входе ретранслятора сигналы отдельных станций не будут накладываться друг на друга и могут быть выделены соответствующими приемными станциями. Необходимость такой синхронизации объясняется незнанием точного расстояния, а следовательно, и времени распространения сигнала между спутником с ретранслятором и станциями, передающими сигнал.

Как отмечалось в начале параграфа, истинная траектория спутника отличается от идеальной стационарной траектории по долготе, широте и высоте, что приводит к непрерывным перемещениям спутника в объеме пространства $25 \times 25 \times 75$ км³ [22]. Длина диагонали этого условного параллелепипеда (~ 83 км) соответствует максимальному изменению задержки сигнала в канале «станция—ИСЗ» $\Delta\tau_{\max} \approx 250$ мкс. Полная задержка сигнала j -й станции $t_{0j} = \Delta t_{cj} \pm \Delta\tau_j(t)$, где $0 \leq \Delta\tau_j(t) \leq \Delta\tau_{\max}$ — текущее значение изменения задержки; $\Delta t_{cj} = H_j/C$; C — скорость света; H_j — расстояние j -й станции до ретранслятора, выведенного на идеальную орбиту; значению $H_j \approx$

$\approx 36\,000$ км соответствует $\Delta t_{cj} = 120$ мс. Изменение задержек сигналов относительно друг друга $\Delta t_{ij}(t) = \Delta t_i(t) - \Delta t_j(t)$ при смещении ИСЗ на $\Delta R = 25$ км составляет примерно 30 мкс. При больших длительностях кадра можно было бы ограничиться однократным измерением величин Δt_{cj} , а все дальнейшие изменения $\Delta t_{ij}(t)$ учесть введением между сигналами защитных интервалов одного порядка с величиной $\Delta t_{ij}(t)$. Но так как длительность кадров в системах с ВРК составляет несколько сотен микросекунд, необходимы регулярные измерения задержек t_{oj} . Принципиально необходимы эти измерения при подвижных приемопередающих станциях. Зная задержку сигнала, можно выбором момента излучения добиться, чтобы сигнал поступал на вход ретранслятора в выделенный ему интервал времени. И если мгновенное положение спутника неизвестно, система синхронизации каждой станции должна регулярно измерять полную задержку t_{cj} или функционально связанную с ней величину и по результатам измерения корректировать момент излучения сигнала. Получили распространение следующие принципиально отличающиеся методы синхронизации [22]:

- 1) метод опорного сигнала, используемый в системах связи через ретранслятор с глобальными антеннами;
- 2) метод окна, применяемый при коммутации сигнала на борту ИСЗ с остронаправленными антеннами.

При использовании первого метода одна из приемопередающих станций системы связи, называемая ведущей, передает через ретранслятор периодический опорный сигнал всем остальным станциям. Каждая станция излучает периодический сигнал синхронизации, аналогичный опорному сигналу, который после прохождения ретранслятора обрабатывается приемником данной станции и сравнивается с опорным. Непосредственное измерение задержки t_{oj} в процессе синхронизации не проводится, однако величина t_{oj} используется косвенно при измерении разности $\Delta t = t_{cj} - 2t_{oj}$, где t_{cj} — время распространения сигнала от ведущей станции до j -й станции системы. В результате автоматической коррекции момента излучения сигнала, обеспечивающей $\Delta t \rightarrow 0$, осуществляется слежение за изменениями дальности до спутника. При измерении Δt может быть использован любой из известных способов измерения дальности: частотный, фазовый или с применением псевдошумового сигнала. Выбор опорного сигнала и сигнала синхронизации во многом определяется используемым способом разделения сигналов информации и сигналов синхронизации отдельных станций. Классифицируя системы синхронизации по этому признаку, можно выделить системы с частотным разделением сигналов информации и синхронизации, с временным разделением, разделением сигналов по форме и с комбинированным разделением.

Рассмотрим особенности построения системы синхронизации с разделением сигналов по форме, использующей в качестве опорного сигнала кадровой синхронизации. Начальная часть каждой посылки сигнала отводится для выделения несущей и тактовой частот, необходимых для когерентного приема псевдошумового сигнала, передаваемого после начальной части.

Структурная схема системы синхронизации приведена на рис. 45. На этапе грубой синхронизации каждая станция выделяет из передаваемого ведущей станцией сигнала кадровый синхронизации псевдослучайный сигнал и использует его для кадровой синхронизации приемопередающего устройства. На этапе точной синхронизации j -я станция излучает в одном диапазоне с информацией повторяющийся с частотой кадров псевдослучайный сигнал. Чтобы снизить взаимные помехи, уровень мощности псевдослучайного сигнала синхронизации выбирается меньше мощности сигнала информации. Длительность псевдослучайного

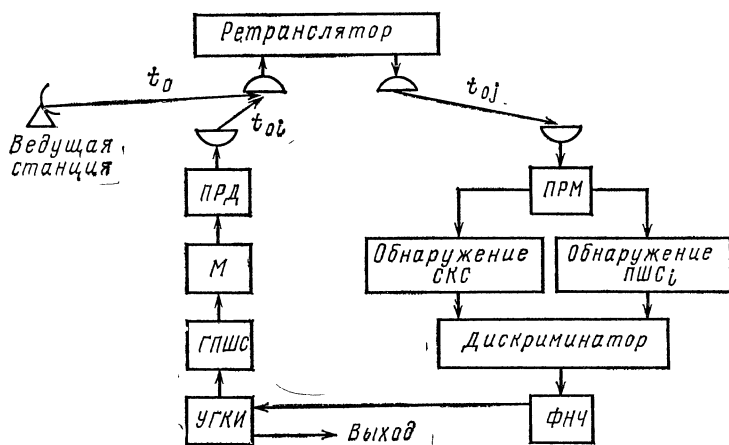


Рис. 45. Структурная схема системы синхронизации с опорным сигналом:

УГКИ — управляемый генератор кадровых импульсов

вого сигнала выбирается таким образом, чтобы в результате некогерентного приема сигнала обеспечить заданную вероятность обнаружения и точность синхронизации. Излучаемый псевдослучайный сигнал отличается по форме от сигналов, используемых другими станциями. Это отличие по форме позволяет выделить сигнал в приемной части j -й станции после переизлучения его ретранслятором. Временной дискриминатор измеряет величину взаимного сдвига Δt между опорным сигналом и сигналом синхронизации данной станции и вырабатывает сигнал ошибки $u = k_0 \Delta t$.

Под воздействием сигнала ошибки u фаза посылок сигнала синхронизации, излучаемого j -й станцией, изменяется до тех пор, пока не будет выполнено условие $\Delta t \rightarrow 0$. Далее в системе синхронизации осуществляется слежение за величиной Δt .

Определим условие синхронизации станций, считая, что посылки опорного $U_{оп}$ сигнала кадровой синхронизации (СКС) ведущей станции излучаются относительно $t_n = 0$ в моменты $t_i = iT_K$ ($i = 0, 1, 2, \dots$) и начало временного интервала, предоставляемого j -й станции, смещено относительно t_i на $t_j < T_K$ (рис. 46, а). Тогда время появления интервалов на входе ретранслятора $t_{из} = t_j + t_0 + iT_K$ (рис. 46, в),

где t_0 — время распространения сигнала ведущей станции до ретранслятора. Если j -я станция начинает излучать следующие с периодом T_K сигналы информации (СИ) в момент времени t , смещенный относительно $t_H = 0$ на величину $t = \tau_j$ (рис. 46, б), то на вход ретранслятора они поступают в моменты $t_{ocj} = \tau_j + t_{0j} + iT_K$ (рис. 46, в).

Чтобы сигнал станции поступил на вход ретранслятора в выделенном ему интервале времени, необходимо обеспечить $t_{Hj} = t_{ocj}$, и, следовательно, он должен быть излучен в момент $\tau_j = t_j + t_0 - t_{0j}$. Так как при синхронизации используются периодические сигналы, то, пренебрегая целыми частями задержек $t_0 = mT_K + t'_0$, $t_{0j} = vT_K + t'_{0j}$,

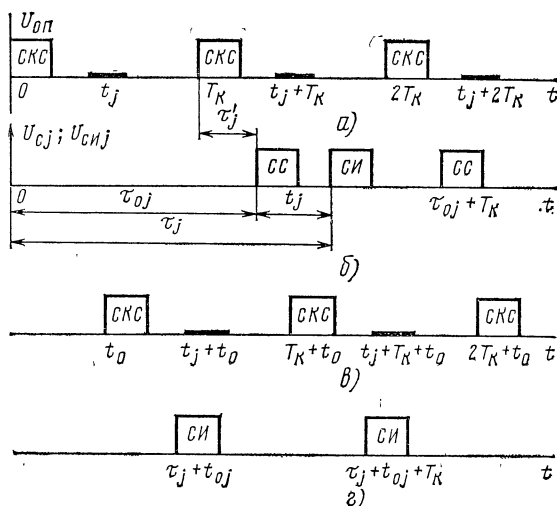


Рис. 46. Структура сигналов системы синхронизации

где $0 < t'_0 < T_K$, $0 < t'_{0j} < T_K$, запишем окончательное выражение временного смещения излучаемого сигнала информации относительно посылки опорного сигнала $\tau'_j = t_j + t'_0 - t'_{0j}$. Это условие реализуется системой синхронизации в процессе вышеописанных преобразований сигналов в приемной части станции.

Посылки опорного сигнала, излучаемого ведущей станцией относительно некоторого условного момента $t_H = 0$, поступают на вход приемника в моменты $t_{cj} = t_0 + t_{0j} + iT_K$. Сигнал синхронизации U_{cj} j -й станции (рис. 46, б), излучаемый в момент $t = \tau_{0j}$ относительно принятого за начало отсчета t_{cj} и переизлучаемый ретранслятором, принимается в моменты $t_{Hj} = \tau_{0j} + 2t_{0j} + iT_K$. Временной сдвиг $\Delta t = t_{cj} - t_{Hj} = t_0 - \tau_{0j} - t_{0j} + (q - i) T_K$ между двумя любыми q и i , принятыми последовательно посылками опорного сигнала и сигнала синхронизации в результате изменения τ_{0j} уменьшается до $\Delta t \approx 0$, что выполняется при $\tau_{0j} = t_0 - t_{0j} + (q - i) T_K$. Не учитывая задержки, кратные T_K , и вводя при излучении сигнала информации известную задержку t_j , получим значение временного сдвига

$t_j' = t_{0j}' + t_j = t_j + t_0' - t_{0j}'$, удовлетворяющее условию синхронизации.

Характерной особенностью систем синхронизации спутниковых систем связи является запаздывание напряжения на выходе временно́го дискриминатора относительно управляющего напряжения, подаваемого на генератор сигнала синхронизации. Задержка возникает в результате распространения сигнала синхронизации до ретранслятора и обратно и равна $\tau_3 = 2t_{0j} = 240$ мс. Такое значительное запаздывание отклика на изменение управляющего напряжения может привести к самовозбуждению системы синхронизации, выражающемуся в периодическом изменении частоты генератора сигнала синхронизации относительно некоторого среднего значения.

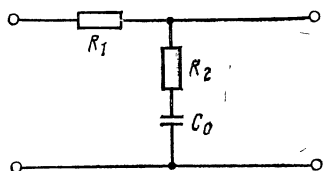


Рис. 47. Пропорционально-интегрирующий фильтр

Для возникновения автоколебаний в замкнутой системе необходимо и достаточно, чтобы сумма фазовых сдвигов в тракте автоподстройки, разомкнутом на выходе управляющего элемента, равнялась величине, кратной 2π , т. е. $\varphi = i \cdot 2\pi$, где $i = 0, 1, 2, \dots$. При этом модуль частотной характеристики разомкнутой цепи автоподстройки должен удовлетворять условию $|K(j\omega)| \geq 1$.

Запаздывание приводит к появлению фазового сдвига $\Delta\varphi = \omega\tau_3$ и на частотах, для которых выполняются указанные выше условия, управляющее напряжение не только не устранил рассогласования между сравниваемыми сигналами, но будет поддерживать его и увеличивать. Следовательно, необходимо таким образом выбрать величину $|K(j\omega)|$ и связанную с ним полосу пропускания $\Delta f_{ш}$ системы, чтобы условия самовозбуждения не выполнялись.

Рассмотрим линейную модель системы синхронизации с пропорционально-интегрирующим фильтром нижних частот (рис. 47). Считаем, что частотная характеристика разомкнутой системы синхронизации с задержкой τ_3 описывается выражением [20]

$$K(j\omega) = AK \exp(-j\omega\tau_3)F(j\omega)/j\omega, \quad (10)$$

где K — коэффициент усиления разомкнутого кольца; A — амплитуда опорного сигнала; $F(j\omega)$ — частотная характеристика фильтра на выходе дискриминатора.

В соответствии с критерием Найквиста система считается устойчивой, если для заданной частотной характеристики разомкнутой системы

$$K(j\omega) = |K(j\omega)| \exp[j\varphi(\omega)]$$

при соблюдении условия баланса фаз $\varphi(\omega) = i2\pi$ модуль $|K(j\omega)| < 1$. Подставляя в (10) выражение частотной характеристики для пропорционально-интегрирующего фильтра

$$F(j\omega) = (1 + j\omega\tau_2)/(1 + j\omega\tau_1),$$

где $\tau_1 = (R_1 + R_2)C_0$, $\tau_2 = R_2C_0$, и переходя к переменной $x = \omega\tau_1$, получим

$$\varphi(x) = -\arctg(x\tau_2/\tau_1) + \arctg x + x\tau_3/\tau_1 - \pi/2 = 2\pi i, \quad (11)$$

$$|K(j\omega)|^2 = r^2 (\tau_1/\tau_2)^4 [1 + x^2 (\tau_2/\tau_1)^2]/x^2 (1 + x^2) < 1,$$

где $r = \tau_2 AKF_0$; $F_0 = \tau_2/\tau_1$.

Найдя решение неравенства при условии $r\tau_1 \gg \tau_2$

$$x > \sqrt{0,5(1 + \sqrt{1 + 4/r^2})} r\tau_1/\tau_2$$

и подставляя его в выражение аргумента (11) при $i = 0$, определим наименьшее граничное значение нормированной задержки, при котором выполняется условие устойчивости

$$\tau_3/\tau_2 < \frac{\arctg \left[r \sqrt{0,5(1 + \sqrt{1 + 4/r^2})} \right]}{r \sqrt{0,5(1 + \sqrt{1 + 4/r^2})}}.$$

Шумовая полоса системы синхронизации с пропорционально-интегрирующим фильтром при условии $r\tau_1 \gg \tau_2$ равна $\Delta f_{\text{ш}} \approx (r + 1)/4\tau_2$ [20]. Тогда, например, при $r = 2$, $\tau_3/\tau_2 \leq 0,52$ и $\tau_3 \approx 240$ мс, величина $\Delta f_{\text{ш}} \leq 1,5$ Гц.

Оценим точность определения τ'_j системой синхронизации в режиме слежения, считая, что погрешность вызвана воздействующим на вход приемника белым гауссовским шумом. В приемнике псевдошумовой сигнал ведущей станции, имеющий длительность $T_1 = B\tau$ и амплитуду A , после усиления и преобразования в линейной части и демодуляции поступает на вход согласованного фильтра, с выхода которого снимается напряжение $u_{\text{сф}}$, совпадающее по форме с корреляционной функцией сигнала. Сигнал синхронизации станции после некогерентной демодуляции может накапливаться согласованным фильтром, либо обрабатываться схемой слежения за задержкой [44], содержащей корреляторы со смещенными во времени опорными сигналами. Для обнаружения сигнала на фоне шума используется пороговое устройство. Аномальные ошибки, связанные с пропаданием полезных импульсов или с появлением импульсов помех в паузах, при оценке точности не учитываем, считая, что при выбранном отношении сигнал-шум вероятность их появления мала. Погрешность определения τ'_j возникает в процессе компенсации схемой слежения временного рассогласования Δt между импульсами, снимаемыми с выходов фильтров, согласованных с принимаемыми псевдошумовыми сигналами. Так как фронты импульсов флуктуируют в результате воздействия помех, величина Δt содержит случайную составляющую и, следовательно, сигнал ошибки $u = k_0 \Delta t$, под воздействием которого изменяется τ'_j , также будет случайно флуктуировать. При нормальной плотности распределения вероятностей случайных изменений величины τ'_j точность синхронизации можно оценить дисперсией этих изменений

$$\sigma_{\tau}^2 = (\sigma_0^2 + \sigma_d^2) T_K \Delta f_{\text{ш}},$$

где $\sigma_0^2 = \tau^2/2h_0^2$ — дисперсия флуктуаций одного импульса на выходе фильтра, согласованного с опорным сигналом; $\sigma_d^2 = \tau^2/h_0^2$ — дисперсия флуктуаций одного импульса на выходе фильтра, согласованного с сигналом синхронизации станции; $h_0^2 = E/N_0$ — отношение энергии сигнала $E = P_0 B\tau$ длительностью $B\tau$ к спектральной плотности N_0 шума на входе приемника; T_K — период следования импульсов; $\Delta f_{\text{ш}}$ — шумовая полоса системы синхронизации.

Как следует из приведенного выражения, применение замкнутой системы синхронизации позволяет снизить погрешность в $\kappa = 1/T_K \Delta f_{\text{ш}}$ раз за счет уреднения флуктуаций отдельных импульсов узкополосной системой. Среднеквадратическое значение $\sigma_{\tau} = \tau \sqrt{1,5 T_K \Delta f_{\text{ш}} / h_0^2}$ определяет защитный интервал между сигналами станций $T_3 = k_1 \sigma_{\tau}$, превышаемой с заданной вероятностью, k_1 — некоторая константа.

Параметры сигналов синхронизации станций: уровень мощности, база B выбираются таким образом, чтобы уменьшить взаимное влияние систем синхронизации и каналов передачи информации друг на друга. При заданной мощности сигналов информации $P_{\text{сн}}$ и мощности шума $P_{\text{ш}}$ уровень мощности $P_{\text{с}j}$ каждого из n одновременно излучаемых сиг-

налов синхронизации должен иметь значение, обеспечивающее заданное отношение сигнал-шум на выходе приемника символов информации

$h_1^2 = P_{сш}/(\sum_{i=1}^n P_{сi} + P_{ш})$ и необходимую вероятность ошибки. Длительности символов сигнала синхронизации и сигнала информации, как правило, равны.

Уменьшение мощности сигнала синхронизации компенсируется увеличением его длительности и соответственно базы B , значения которых выбираются таким образом, чтобы отношение сигнал-шум на

выходе приемника $h_2^2 = P_{сj}B/(\sum_{i=1}^{n-1} P_{сi} + P_{сш} + P_{ш})$ обеспечивало за-

данную вероятность обнаружения и дисперсию σ_f^2 флуктуации τ_f' . Например, когерентный прием символов информации с вероятностью ошибки 10^{-3} — 10^{-4} возможен при $h_1^2 = 5 \div 10$. Чтобы обеспечить вероятности пропуска $P_{п} = 10^{-4}$ и ложного обнаружения $P_{л} = 10^{-4}$ сигнала синхронизации при некогерентном приеме, требуется получить $h_2^2 = 40$. Тогда при передаче одного сигнала синхронизации $n = 1$ и $P_{сj} = P_{ш}$ база сигнала синхронизации $B \cong h_2^2 h_1^2 (1 + P_{ш}/P_{сj}) = (400 \div 800)$.

Взаимные помехи между каналами синхронизации и каналами передачи информации можно устранить, изменив порядок работы системы связи при неизменной функциональной схеме. В этом случае для синхронизации всех станций выделяются периодически повторяющиеся временные интервалы, в течение которых информация не передается, т. е. используется временное разделение каналов информации и каналов синхронизации. В результате движения спутника временные соотношения между моментами работы отдельных станций, установленные в процессе синхронизации системы связи, будут постепенно утрачиваться. Это выразится в смещении сигналов станций относительно друг друга и относительно сигнала кадровой синхронизации ведущей станции. В момент взаимного наложения сигналов станций необходимо провести повторную синхронизацию системы. Максимальное время смещения сигналов, а следовательно, и период повторения интервалов синхронизации τ_c определяется величиной защитного интервала T_3 между сигналами станций. Величина τ_c будет минимальна при горизонтальном движении ретранслятора относительно ведущей станции и синхронизируемой. В этом случае скорость изменения положения ретранслятора, а следовательно, и скорость взаимного смещения сигнала информации станции и выделенного ей на входе ретранслятора временного интервала будет максимальной. Допущение о горизонтальности перемещения ретранслятора при малых T_3 можно считать приемлемым. Тогда при горизонтальной скорости движения ретранслятора V период $\tau_c \approx T_3 C/2V \sin \theta_1$, где C — скорость распространения электромагнитных волн; θ_1 — угол излучения станции, отсчитываемый от линии, связывающей ретранслятор с центром Земли. Коэффициент 2 учитывает уменьшение τ_c , вызванное взаимным смещением во времени как сигналов информации, так и момента начала кадра, задаваемого ведущей станцией.

В системах синхронизации с частотным разделением сигналов информации и сигналов синхронизации в ретрансляторе выделяется полоса частот Δf_c для передачи разнесенных по частоте узкополосных сигналов синхронизации приемопередающих станций и опорного сигнала ведущей станции. В качестве сигналов синхронизации и опорного сигнала используются гармонические колебания, частоты которых равны частоте повторения кадров F_k . Передача этих сигналов осуществляется путем частотной модуляции соответствующего несущего колебания f_i , лежащего в полосе Δf_c . Структурная схема системы синхронизации приемопередающей станции приведена на рис. 48. Тактовые

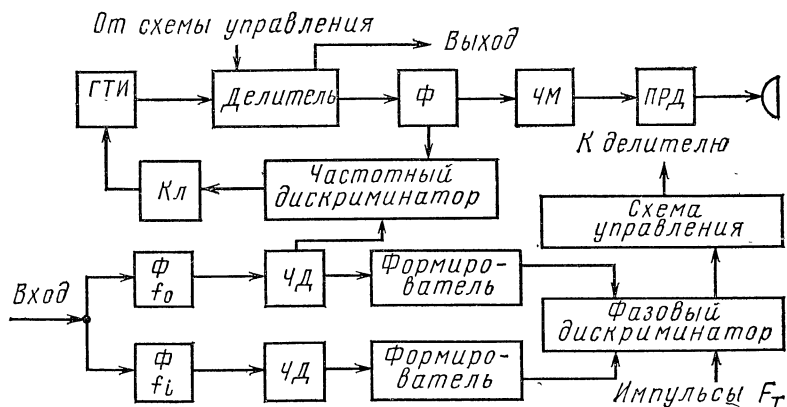


Рис. 48. Структурная схема системы синхронизации с разделением сигналов информации и синхронизации по частоте

импульсы с выхода местного генератора импульсов F_T подаются на управляемый делитель — счетчик импульсов. С выхода делителя снимаются импульсы, следующие с частотой F'_k , близкой к частоте повторения кадров F_k , из которых с помощью фильтра (Φ) выделяется синусоида с частотой F'_k , используемая в качестве сигнала синхронизации станции. Момент пересечения нулевой линии началом положительной полуволны синусоиды совпадает с началом кадра. На этапе грубой синхронизации опорный сигнал ведущей станции F_k , выделенный в результате фильтрации и детектирования ЧМ колебания f_0 , используется для подстройки частоты генератора тактовых импульсов (ГТИ) F_T . В процессе подстройки управляющее напряжение с выхода частотного дискриминатора изменяет величину F_T таким образом, чтобы частота синусоиды $F'_k = F_k$. По окончании подстройки цепь обратной связи разрывается с помощью ключа и начинается передача сигнала синхронизации станции. Все станции осуществляют прием и выделение опорной синусоиды и смещенной относительно нее на Δt собственной синусоиды; формируют из них последовательности импульсов кадровой частоты; производят измерение величины Δt . В дискриминаторе рассогласование Δt между сравниваемыми сигналами выражается числом импульсов N_T тактовой частоты, подаваемых с выхода генератора F_T . С по-

мощью схемы управления [46] формируется сигнал, в результате воздействия которого на делитель время появления импульсов на выходе делителя смещается таким образом, чтобы обеспечивалось условие $\Delta t \rightarrow 0$. Скорость управления делителем определяется с учетом задержки на распространение сигнала до ретранслятора и обратно. Импульсы на выходе делителя задают начало отсчета τ_0 , при формировании кадра.

Оценим точность измерения величины τ_0 системой синхронизации. Рассмотрим две составляющие погрешности измерения: погрешность из-за дискретности счета импульсов и погрешность, возникающую в результате воздействия шумов. Дискриминатор заменяет истинное значение $\Delta t = N_\tau T_\tau + \Delta T$ целым числом импульсов N_τ , следующих с периодом $T_\tau = 1/F_\tau$, и, следовательно, измерение Δt осуществляется с точностью ΔT , где ΔT — погрешность дискретности. Так как величина ΔT распределена равномерно в пределах $0 \leq \Delta T \leq T_\tau$, дисперсия погрешности дискретности $\sigma_{\Delta T}^2 = T_\tau^2/12$ [27].

Воздействующий на вход приемника шум вызывает случайные изменения фазы синусоидального сигнала на выходе частотного детектора, которые преобразуются формирующим каскадом в случайные смещения $\Delta t'$ импульсов кадровой частоты F_κ . В результате этих флуктуаций число импульсов на выходе дискриминатора отличается от истинного значения на некоторую случайную величину. При большом отношении сигнал-шум h_d^2 на выходе частотного детектора флуктуации фазы $\varphi = 2\pi F_\kappa \Delta t'$ и соответствующие случайные изменения N_τ описываются нормальным законом. Дисперсия погрешности в определении числа импульсов на интервале $T_\kappa = 1/F_\kappa$ равна $\sigma_N^2 = \sigma_\varphi^2 \times \times (F_\tau/2\pi F_\kappa)^2$, где $\sigma_\varphi^2 = 1/h_d^2$ — дисперсия флуктуаций фазы синусоиды. Считая обе составляющие погрешности независимыми, запишем выражение дисперсии погрешности измерения величины Δt :

$$\sigma_{\Delta t}^2 = \sigma_N^2 T_\tau^2 + \sigma_{\Delta T}^2$$

или с учетом значений σ_N^2 и $\sigma_{\Delta T}^2$ получим

$$\sigma_{\Delta t}^2 = 2T_\kappa^2/(2\pi h_d)^2 + T_\tau^2/12.$$

Множитель 2 учитывает независимые флуктуации опорного сигнала и сигнала станции. При условии, что полоса фильтра ΔF_ϕ на выходе частотного детектора не превосходит шумовую полосу $\Delta f_\text{ш}$ замкнутой системы, измеряющей момент передачи информации $\tau_i' = \tau_{0i} + t_i$, дисперсия погрешности, определения τ_i' равна $\sigma_i^2 \approx \sigma_{\Delta t}^2$. При $\Delta F_\phi \gg \Delta f_\text{ш}$ необходимо учитывать усреднение шума замкнутой системой и соответствующее уменьшение в $T_\kappa \Delta f_\text{ш}$ раз дисперсии погрешности, которая в данном случае определяется выражением $\sigma_\text{ш}^2 = \sigma_N^2 \times \times T_\kappa \Delta f_\text{ш}$.

Передача сигналов синхронизации будет сопровождаться междуканальными помехами, свойственными всем системам с частотным разделением каналов. Мощность этих помех задается выбором амплитуд отдельных сигналов и вида функций, описывающих нелинейность амплитудных характеристик устройств, обрабатывающих суммарный сигнал.

Рассмотренный метод может быть использован для синхронизации систем связи с коммутацией сигналов и антенн на борту ИСЗ. В этом случае для связи с ведущей станцией и для синхронизации приемопередающих станций один из ретрансляторов должен быть постоянно подключен к приемопередающей антенне с «глобальным» лучом. Опорный сигнал ведущей станции, выделенный и обработанный в ретрансляторе, используется для синхронизации коммутационной матрицы. В системах связи с коммутацией антенн данный метод, несмотря на определенное усложнение бортовой аппаратуры, является наиболее приемлемым.

При использовании на борту ИСЗ остронаправленных антенн и коммутации сигналов может быть применен метод синхронизации, не требующий для своей реализации дополнительной антенны с широкой диаграммой направленности. В такой системе связи каждая приемная бортовая антенна может в любой момент времени принимать сигналы, передаваемые станциями, находящимися в зоне действия антенны. Передающие бортовые антенны передают сигналы станциям только при наличии предназначенных этим станциям сообщений от других источников, подключаемых матрицей к антеннам в строго определенные моменты времени. Подобная пространственная и временная селекция не позволяют осуществить непрерывную синхронизацию станций, аналогичную рассмотренной выше. Поэтому для вхождения в синхронизм приемопередающих станций в начале каждого кадра выделяется периодически повторяющийся интервал времени, получивший название «окно» синхронизации. В течение этого интервала приемная и передающая антенны, направленные на данную группу станций, включаются коммутирующей матрицей в ретранслятор, который используется для переизлучения только сигналов синхронизации, переданных этими станциями. Так как станции заранее неизвестен момент появления «окна», синхронизация осуществляется в два этапа. На этапе поиска определяется время излучения синхросигнала, при котором сигнал станции пройдет «окно» синхронизации на спутнике и вернется к приемнику. На этапе точной синхронизации измеряется и компенсируется временное рассогласование между «окном» и сигналом синхронизации. Управляющие сигналы, задающие моменты переключения матрицы при коммутации сигналов и формировании «окон», синфазны, так как вырабатываются общим задающим генератором на борту ИСЗ. Поэтому точное измерение положения сигнала синхронизации относительно «окна» позволяет станции установить кадровую синхронизацию и одновременно осуществить вторую ступень синхронизации, т. е. привязать во времени момент передачи сигнала станцией к моменту его коммутации на борту.

В системах связи, использующих ретрансляторы с преобразованием частоты принятого сигнала, возможны два метода поиска «окна»: последовательный поиск [71], основанный на применении узкополосных сигналов синхронизации с частотной или фазовой манипуляцией; вхождение в синхронизм [65], использующий кодовые последовательности.

При последовательном поиске станция излучает сигнал синхронизации в виде последовательности N периодически повторяющихся импульсов, например, в частотной модуляции (рис. 49).

Период повторения импульсов равен периоду появления «окон» синхронизации, т. е. длительности кадра. Сигналы синхронизации отдельных станций, находящихся в зоне действия данной приемопередающей антенны отличаются по частоте. Возможен случай, когда сигнал синхронизации, излучаемый станцией, поступит на вход ее приемника в течение интервала передачи данных, предоставляемого другим станциям зоны для обмена информацией. Чтобы отличить сигнал, прошедший ретранслятор во время «окна» синхронизации, от сигнала, принятого в интервале передачи

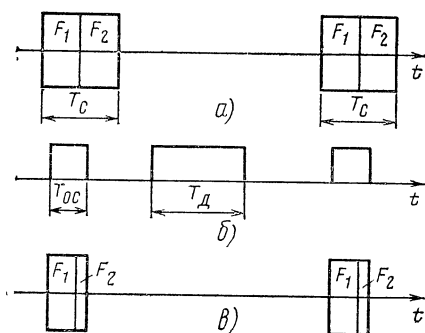


Рис. 49. Структура сигнала в системе синхронизации, использующей «окно»

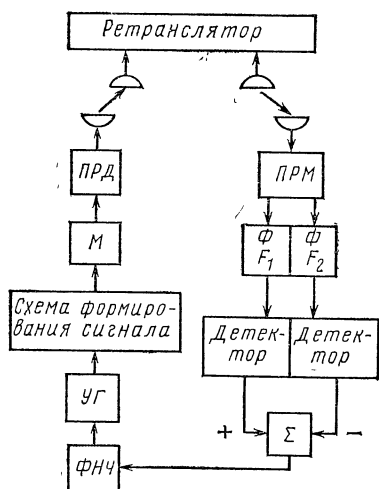


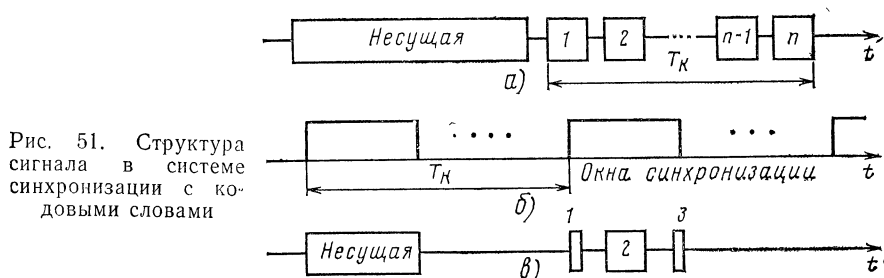
Рис. 50. Структурная схема системы синхронизации, использующей «окно»:

УГ — управляемый генератор

данных, длительность ЧМ сигнала T_c выбирается меньшей или равной длительности интервала передачи данных T_d и большей длительности T_{oc} «окна» синхронизации $T_d \geq T_c > T_{oc}$ (рис. 49). Если сигналы синхронизации передаются в полосе сигналов информации, то для уменьшения междуканальных помех мощность сигналов синхронизации выбирается меньше мощности сигнала информации.

Решение о приеме сигнала синхронизации выносится в результате обработки всех N импульсов излученной последовательности, число которых должно обеспечивать необходимую вероятность пропуска сигнала при заданной вероятности ложного обнаружения. Если излученный сигнал не обнаруживается приемником, спустя время его распространения до ретранслятора и обратно $\tau_a \approx 240$ мс, момент излучения сигнала смещается на интервал времени, меньший длительности «окна» синхронизации. Эта процедура повторяется последовательно вплоть до момента обнаружения сигнала. На этапе точной синхронизации, структурная схема которой в аналоговом варианте приведена на рис. 50, сигналы синхронизации, прошедшие «окно», после обычной

обработки и демодуляции в приемнике поступают на фильтр нижних частот. Величина сигнала ошибки на выходе фильтра будет пропорциональна времени смещения сигнала ЧМ относительно «окна»; знак ошибки определяется направлением смещения. Под воздействием сигнала ошибки управляемый генератор смещает во времени излучаемый сигнал до тех пор, пока площади сигналов с частотами F_1 и F_2 на входе приемника не станут одинаковыми. Недостатком последовательного поиска является значительное время процедуры поиска, максимальное значение которого равно $T_{\text{п}} = (\tau_{\text{з}} + NT_{\text{к}}) T_{\text{к}}/T_{\text{ш}}$, где $T_{\text{ш}}$ — время смещения момента излучения сигнала синхронизации, на каждом шаге поиска.



Свободным от указанного недостатка является метод поиска [65], при котором в качестве сигнала синхронизации используется периодическая последовательность различных кодовых слов, длительность которой равна длительности кадра (рис. 51, а). Если при передаче кодовых комбинаций применяется фазовая манипуляция, то вначале передается отрезок немодулированной несущей, используемый в приемнике для демодуляции кодовых слов. Сигнал, прошедший ретранслятор и поступивший на вход приемника (рис. 51, в) состоит из последовательности импульсов несущей и кодового слова, по структуре которого можно определить необходимый момент излучения сигнала. Для дальнейшей точной синхронизации может быть использован узкополосный ФМ или ЧМ сигнал и схема, описанная выше (рис. 50). Так как время поиска равно нескольким кадрам, для вхождения в синхронизм можно выбрать интервал времени, не занятый передачей информации, что приведет к отсутствию междуканальных помех. С другой стороны, малое время поиска позволяет станциям одной зоны входить в синхронизм последовательно, не мешая друг другу. Указанные особенности обеспечивают станциям возможность передачи кодовых слов без снижения уровня мощности.

2.3. Прием сигналов, переданных по каналу с ограниченной полосой пропускания

Непрерывный рост числа радиосистем, в том числе и спутниковых, приводит к необходимости достаточно жесткой регламентации выделенного для связи диапазона частот и к ограничению полос пропус-

кания радиосистем различного назначения. Стремление максимально использовать полосу частот, отведенную системе, приводит к тому, что передача сигналов по реальным каналам связи сопровождается искажениями, обусловленными переходными процессами, возникающими на выходе линейных устройств — фильтров с ограниченной полосой пропускания Δf . Полоса приемной части радиолинии ограничивается для повышения избирательности системы, полоса передающей части — для уменьшения мощности побочных, мешающих другим радиосистемам, излучений передатчика.

Выбор параметров фильтра на входе приемника во многом зависит от применяемого в приемнике способа оптимальной обработки сигнала. Если оптимальная обработка сигнала осуществляется на радиочасто-

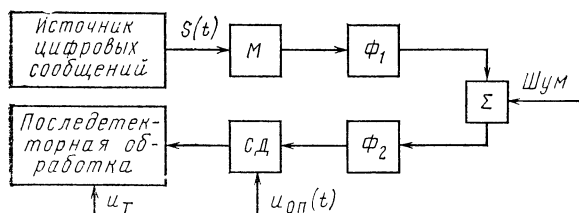


Рис. 52. Структурная схема радиолинии

те, то на входе приемника ставится согласованный фильтр — устройство, позволяющее получить на выходе максимальное отношение сигнал-шум. Частотная характеристика фильтра $K(j\omega)$ согласуется со спектром сигнала $S(j\omega)$ и удовлетворяет условию $K(j\omega) = kS^*(j\omega)$, где k — коэффициент пропорциональности; $S^*(j\omega)$ — функция, комплексно сопряженная с $S(j\omega)$.

На практике вместо достаточно сложного при технической реализации согласованного фильтра применяются более простые линейные устройства с определенным образом выбранной полосой пропускания. Эти устройства, не являясь оптимальными, незначительно уступают согласованному фильтру в отношении сигнал-шум. Например, при использовании одиночного колебательного контура с полосой Δf , связанной с длительностью импульса τ_0 соотношением $\Delta f = 0,4/\tau_0$, проигрыш в отношении сигнал-шум по сравнению с согласованным фильтром составляет около 1 дБ. Однако следует иметь в виду, что переходный процесс, сопровождающий окончание каждого импульса, длится время $t \geq (2 \div 3) \tau_0$ и, накладываясь на соседние импульсы, искажает их форму, уменьшает их амплитуду, снижая тем самым помехоустойчивость.

В подавляющем большинстве случаев оптимальная обработка осуществляется на видеочастоте интегратором, устанавливаемым на выходе синхронного детектора (СД) (рис. 52). Стробирование интегратора импульсами тактовой синхронизации в моменты окончания символов устраняет переходные процессы. Частотная характеристика линейных устройств канала $K(j\omega) = |K(j\omega)| \exp[j\varphi(\omega)]$ выбирается таким образом, чтобы передаваемый сигнал претерпевал минимальные искажения. В соответствии с этим требованием амплитудно-частотная

характеристика $|K(j\omega)|$ должна быть равномерной, а фазо-частотная характеристика $\varphi(\omega)$ — линейной в заданном диапазоне частот $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$, т. е.

$$|K(j\omega)| = K; \quad \varphi(\omega) = \omega\tau', \quad (12)$$

где τ' — наклон фазовой характеристики.

Канал, удовлетворяющий условиям (12), называют идеальным. При выполнении условий (12) символы кодовой комбинации не будут искажаться только в том случае, когда диапазон $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ выбран бесконечно большим. В случае оговоренного выше ограничения полосы пропускания фильтров передача каждого символа будет сопровождаться переходными процессами, которые в зависимости от значения $\Delta\omega$ могут оказать существенное мешающее воздействие на остальные символы кодовой комбинации.

С другой стороны, создать фильтры, параметры которых удовлетворяют условию (12), технически достаточно сложно. Отличие частотной и фазовой характеристик фильтров от требуемых (12) приводит к появлению эхо-сигналов, искажающих основной сигнал, что выражается в изменении его формы и увеличении длительности.

Отмеченные искажения символов передаваемого сигнала в конечном итоге приводят к снижению помехоустойчивости радиолинии и должны не только учитываться при анализе приемных устройств, но по возможности компенсироваться в процессе обработки сигнала. В особенности это относится к рассмотренным в гл. 1 перспективным системам с многоуровневыми методами модуляции, которые рассчитаны на использование минимальной полосы частот.

Рассмотрим подробнее особенности передачи сигнала в радиолинии, приведенной на рис. 52.

Сигнал в виде последовательности фазоманипулированных импульсов

$$s(t) = \sum_{i=0}^{\infty} a_i s(t - i\tau_0), \quad (13)$$

где

$$s(t - i\tau_0) = \begin{cases} S(t - i\tau_0) \cos[\omega(t - i\tau_0)] \\ \text{при } i\tau_0 \leq t \leq (i+1)\tau_0, \\ 0 \text{ при остальных } t; \end{cases}$$

$$S(t) = 1 \text{ при } 0 \leq t \leq \tau_0;$$

τ_0 — длительность импульса; $a_i = \pm 1$, при передаче через фильтры (Φ_1 и Φ_2) с общей импульсной характеристикой $h(\tau^*)$ претерпевает искажения, которые выражаются в изменении формы отдельных импульсов и в увеличении их длительности. Искаженный сигнал на выходе фильтра приемной части радиолинии описывается выражением

$$u_c(t) = \sum_{i=0}^{\infty} a_i u(t - i\tau_0), \quad (14)$$

где $u(t - i\tau_0) = \int_0^{\infty} h(\tau^*) s(t - i\tau_0 - \tau^*) d\tau^*$ — отклик от i -го импульса,

начинающийся в момент $t = i\tau_0$ и занимающий во времени интервал $i\tau_0 \leq t < \infty$.

При воздействии на вход приемника белого гауссовского шума сигнал на входе синхронного детектора $y(t) = u_c(t) + u_{\text{ш}}(t)$, где $u_{\text{ш}}(t)$ — гауссовский шум, спектральная плотность которого в результате прохождения фильтра Φ_2 является функцией частоты. На выходе синхронного детектора вместо исходной последовательности видеоимпульсов $s(t) = \sum_i a_i s(t - i\tau_0)$ (рис. 53, а) выделяется сигнал, представляющий совокупность перекрывающихся во времени откликов линейных устройств (рис. 53, б) на отдельные импульсы по-

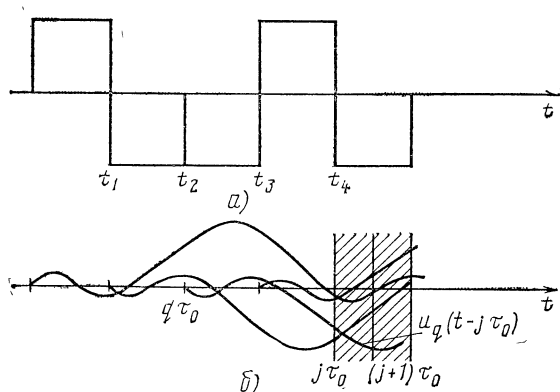


Рис. 53. Преобразование сигнала линейными устройствами

следовательности. На любом интервале $j\tau_0 \leq t \leq (j+1)\tau_0$ существования полезного сигнала $u_q(t - j\tau_0)$ (рис. 53, б) он будет искажаться мешающим сигналом

$$u_{\text{п}}(t) = \sum_{i=0}^j a_i u(t - i\tau_0), \quad j\tau_0 \leq t \leq (j+1)\tau_0, \quad i \neq q, \quad q \leq j < \infty, \quad (15)$$

возникающим в результате наложения откликов от импульсов последовательности, предшествующих моменту $j\tau_0$. Эти искажения называют межсимвольными искажениями, а совокупность мешающих сигналов $u_{\text{п}}(t)$ — межсимвольной помехой. В результате межсимвольных искажений изменяется форма отдельных импульсов кодовой комбинации и уменьшается их амплитуда, что приводит к снижению помехоустойчивости радиолинии. Уровень межсимвольных помех зависит от вида частотных характеристик фильтров, от структуры излучаемой кодовой последовательности, от согласования полосы фильтров Δf с длительностью импульса τ_0 , которое характеризуется параметром $Q = \Delta f \tau_0$. При $Q \gg 1$ межсимвольные помехи можно практически не учитывать. В случае $Q < 1$ при строгом расчете межсимвольных искажений импульса кодовой комбинации необходимо учитывать отклики от всех импульсов, предшествующих рассматриваемому, и отклики от всех импульсов, следующих за ним. Однако, как отмечается в [21], при значении $Q > 0,75$ переходные процессы на выходе фильтров

затухают достаточно быстро и при расчете искажений можно рассматривать влияние на данный символ двух смежных с ним — предыдущего и последующего. Например, при расчете искажений символа «1» должны исследоваться комбинации: 111, 110, 011, 010. Следует отметить, что, несмотря на достигнутое в результате подобного допущения упрощение аналитических зависимостей, описывающих искажения, вычисления для конкретных частотной и фазовой характеристик используемых линейных устройств выполняются, как правило, на ЭВМ.

Предварительная фильтрация сигнала на входе синхронного детектора (рис. 52) приводит к изменениям схемы последетекторной обработки. Если при неограниченной полосе фильтра ($Q \gg 1$) оптимальная обработка осуществляется интегратором, то при ограничении полосы ($Q < 1$) лучшие результаты дает применяемая на практике схема стробирования искаженного сигнала в моменты окончания импульсов $t_1 - t_3$ (рис. 53, а). Это подтверждается графиком $\kappa = f(Q)$ (рис. 54) [21], где κ — коэффициент, учитывающий уменьшение амплитуды реального сигнала на выходе схемы последетекторной обработки по отношению к амплитуде сигнала на выходе интегратора, обрабатывающего неискаженный межсимвольными помехами прямоугольный импульс. Как следует из приведенных зависимостей, проигрыш в амплитуде уменьшается при использовании стробирования (штриховые кривые) вместо интегрирования (сплошные кривые). Уменьшение амплитуды символа зависит от структуры принимаемой комбинации: кривые 1 соответствуют случаю обработки второго импульса в сигнале 011, кривые 2 — в сигнале 110. Следует отметить, что для $Q < 1$ даже при использовании стробирования наблюдается значительное уменьшение амплитуды сигнала $\kappa \leq (3 \div 5)$ дБ и, как следствие, снижение помехоустойчивости радиолинии. Для повышения помехоустойчивости необходимо применять оптимальные схемы приема сигналов при наличии межсимвольных искажений.

Принимая каждый символ сообщения, необходимо учитывать влияние N предыдущих и N последующих символов. Поэтому оптимальным приемом кода без избыточности является прием «в целом» возможных кодовых комбинаций с учетом переходных процессов. В качестве опорных сигналов берутся комбинации, содержащие все сочетания переходных процессов отдельных импульсов.

При синтезе оптимального алгоритма приема «в целом» кодовых комбинаций будем считать, что каждая из них содержит k символов и длительность переходного процесса от каждого символа равна $T_n = N\tau_0$. Последнее допущение справедливо, так как на практике учитывается только та часть переходного процесса, которая вносит существенный

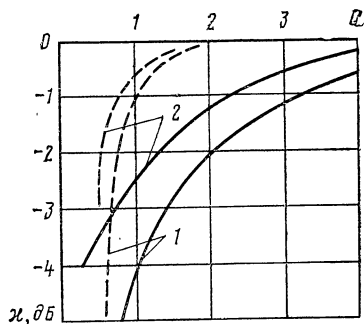


Рис. 54. График зависимости $\kappa = f(Q)$

вклад в уровень межсимвольных помех. Тогда можно считать, что на вход синхронного детектора поступает сигнал

$$y(t) = u_{cr}(t) + u_{ш}(t), r = 1, 2, \dots, M,$$

содержащий кодовую комбинацию $u_{cr}(t) = \sum_{i=0}^k a_i u(t - i\tau_0)$ длительностью $T_k = (k + N)\tau_0$ из множества $M = 2^k$ возможных кодовых комбинаций и реализацию шума $u_{ш}(t)$. Приемник в соответствии с критерием максимума апостериорной вероятности должен определить, какая кодовая комбинация из 2^k возможных передается.

При синтезе оптимального приемника необходимо учитывать, что шум на выходе фильтра Φ_2 (рис. 52) не является белым и его спектраль-

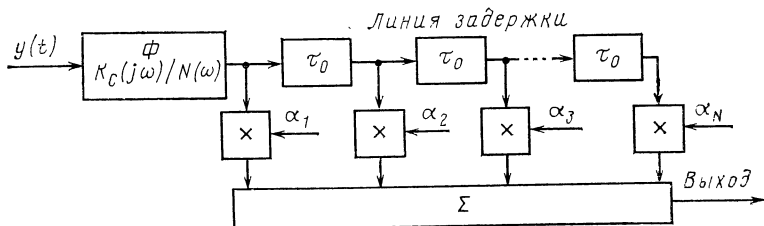


Рис. 55. Структурная схема оптимального фильтра

ная плотность $N(\omega)$ зависит от частоты. Используя метод приведения небелого шума к белому [13], можно показать, что передаточная функция оптимального приемника-фильтра, согласованного с комбинацией $u_{cr}(t)$, определяется выражением

$$K_r(j\omega) = N_{cr}^*(j\omega)/N(\omega),$$

$$\text{где } N_{cr}^*(j\omega) = \int_0^\infty u_{cr}(t_0 - t) \exp(-j\omega t) dt$$

— функция, комплексно сопряженная со спектром сигнала $u_{cr}(t)$.

Подставляя в интеграл выражение (14) с учетом допущения об ограничении времени его существования $T_k = (k + N)\tau_0$ запишем

$$K_r(j\omega) = K_c(j\omega) \sum_{i=0}^{k+N} \alpha_i [\exp(-ji\tau_0(\omega))]/N(\omega), \quad (16)$$

где $K_c(j\omega)$ — частотная характеристика согласованного фильтра, комплексно сопряженная со спектром отклика $u(t - i\tau_0)$ на импульс кодовой последовательности $s(t)$; α_i — весовые коэффициенты, значения которых определяются знаком символов и характером переходных процессов.

Величина α_i выбирается таким образом, чтобы при сложении откликов с выхода фильтра $K_c(j\omega)$ отношение сигнал-шум на выходе согласованного фильтра (16) было максимальным. Структурная схема оптимального приемника приведена на рис. 55. Устройство, состоящее из линии задержки, перемножителей и сумматора и называемое транс-

версальным фильтром, аппроксимирует с заданной точностью частотную характеристику любого фильтра. Поэтому функция $K_c(j\omega)/N(\omega)$ может быть учтена при выборе коэффициентов α_i и для ее реализации не требуется отдельное устройство. Для приема всех кодовых комбинаций необходимо 2^k вышеописанных устройств, каждое из которых обрабатывает сигнал аналогично алгоритму (16) (рис. 56). Указанные на схеме вычитающие устройства устраняют различия в энергиях E_r кодовых комбинаций, возникающие при их прохождении через линейные устройства. По результатам измерения апостериорных вероятностей выносится решение в пользу наивероятнейшего сигнала. При большом k создание такого многоканального приемника связано со значительными техническими трудностями, поэтому большее внимание привлекают оптимальный и квазиоптимальный поэлементный прием.

Определим алгоритм оптимального поэлементного приема, считая, что длительность каждого импульса сигнала (14) на выходе линейных устройств ограничена величиной $T_n = (N + 1) \tau_0$. Тогда при передаче сигнала (13) решение о значении символа $A_q(t) = a_q u(t - q\tau_0)$ выносится приемником на основе обработки в течение времени T_n сигнала $y(t) = u_{cr}(t) + u_{ш}(t)$, представляющего аддитивную смесь шума $u_{ш}(t)$ и ограниченной во времени последовательности импульсов

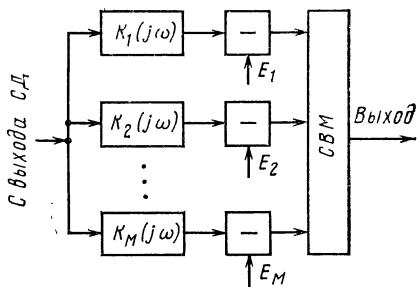


Рис. 56. Структурная схема оптимального приема «в целом» ансамбля кодовых комбинаций:

СВМ — схема выбора максимума

$$u_{cr}(t) = \sum_{i=q-N}^{q+N} a_i u(t - i\tau_0), \quad q \geq N, \quad q\tau_0 \leq t \leq (q + N + 1)\tau_0. \quad (17)$$

В свою очередь, сигнал (17) можно рассматривать как совокупность $u_{cr}(t) = A_q(t) + u_n(t)$ полезного сигнала $A_q(t)$ и межсимвольной помехи

$$u_n(t) = \sum_{i=q-N}^{q+N} a_i u(t - i\tau_0) = \sum_{i=q-N}^{q+N} A_i(t), \quad i \neq q, \quad (18)$$

обусловленной воздействием на символ $A_q(t)$ N предшествующих ему импульсов и N последующих. Время анализа символа $A_q(t)$ ограничено интервалом его существования $q\tau_0 \leq t \leq (q + N + 1)\tau_0$, и, следовательно, решение будет вынесено с задержкой, равной T_n . Так как появления реализаций $u_{cr}(t) = \{A_{q-N}(t), \dots, A_q(t), \dots, A_{q+N}(t)\}$ являются событиями несовместимыми, то апостериорная вероятность $P(A_q/y)$ появления заданного символа $A_q(t)$, например, соответствующего $+1$, совместно с любой из $L = 2^{2N}$ реализаций $u_{cr}(t)$ (не-

важно с какой) равна сумме апостериорных вероятностей появления каждой из этих реализаций $P(u_{cr}/y)$:

$$P(A_q/y) = \sum_{r=1}^L P(u_{cr}/y) = \sum_{r=1}^L P(u_{cr}) P(y/u_{cr}), \quad (19)$$

где $P(u_{cr}) = P(A_{q-N}) P(A_{q-N+1}) \dots P(A_q) \dots P(A_{q+N})$ — априорная вероятность появления реализации $u_{cr}(t)$; $P(y/u_{cr})$ — условная плотность вероятности появления реализации $y(t)$ при передаче $u_{cr}(t)$, называемая функцией правдоподобия.

В соответствии с критерием максимума апостериорной вероятности при двух используемых для передачи символов $a_i = \pm 1$ решение о передаче символа $a_q = +1$ выносится в том случае, если $P[(A_q = +1)/y] > P[(A_q = -1)/y]$. При равных априорных вероятностях $P(u_{cr})$ алгоритм работы приемника (19) можно упростить, сведя к измерению функций правдоподобия

$$P(A_q/y) = \sum_{r=1}^L P(y/u_{cr}). \quad (20)$$

Однако в этом случае он остается достаточно сложным. Дальнейшего упрощения алгоритма можно достичь, переходя от оптимального алгоритма (20) к квазиоптимальному. При этом делаются следующие допущения.

Как правило, в современных системах передачи дискретных сообщений обеспечивается достаточно высокая помехоустойчивость, поэтому можно считать, что N символов, переданных до анализируемого, приняты безошибочно. Так как параметры линейных устройств известны и практически неизменны, то можно в результате обработки этих N символов получить сигнал $u_N(t)$, аналогичный межсимвольной помехе (18)

$$u_N(t) = \sum_{i=q-N}^{q-1} A_i(t), \quad q\tau_0 \leq t \leq (q+N+1)\tau_0,$$

создаваемой N предшествующими символами на интервале анализа символа $A_q(t)$. Вычитая сформированный сигнал $u_N(t)$ из приходящего $y(t)$, можно скомпенсировать эту межсимвольную помеху. Алгоритм приема (20) при сделанном допущении запишем следующим образом:

$$P(A_q/y) = \sum_{r=1}^{L_1} P[(y - u_N)/u_{cr}],$$

где $u_{cr} = \sum_{i=q}^{q+N} a_i u(t - i\tau_0),$

$$q\tau_0 \leq t \leq (q+N+1)\tau_0; \quad L_1 = 2^N.$$

Если допустить некоторое уменьшение энергии обрабатываемого сигнала $A_q(t)$, ограничив время анализа величиной $T_n = \tau_0$, то алгоритм приема значительно упрощается и становится приемлемым для практической реализации

$$P(A_q/y) = P[(y - u_N)/A_q]. \quad (21)$$

Считая шум в канале $u_{ш}(t)$ белым и нормальным, энергии символов равными $E_1 = E_2$, алгоритм (21) поэлементного приема можно представить в виде

$$\ln P(A_q/y) = \int_0^{\tau_0} [y(t) - u_N(t)] u(t) dt, \quad (22)$$

где $u(t)$ — отклик линейных устройств на единичный импульс; определяется согласно (14).

Как отмечалось выше, переход от небелого шума $N(\omega)$ к белому возможен [13] при включении в канал линейного устройства с амплитудно-частотной характеристикой $|K(j\omega)|^2 = K/N(\omega)$, где K — коэффициент пропорциональности.

Устройство, алгоритм работы которого описывается выражением (22), называется демодулятором с безынерционной обратной связью по решению (БОСР). Его схема приведена на рис. 57. Для упрощения

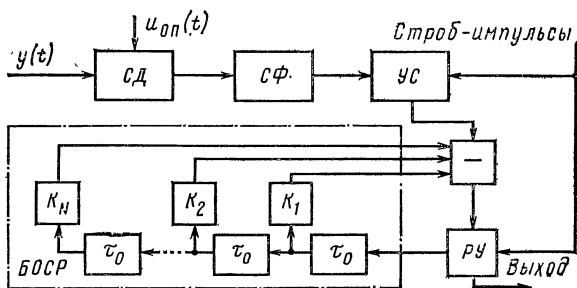


Рис. 57. Структурная схема демодулятора с безынерционной обратной связью по решению: УС — устройство стробирования; РЧ — решающее устройство

схемы приемника сигнал переносится синхронным детектором (СД) на видеочастоту. В соответствии с (22) принятый сигнал в течение времени τ_0 обрабатывается согласованным фильтром (СФ) с импульсной характеристикой $h(\tau^*) = u(\tau_0 - \tau^*)$. В результате стробирования на вычитающее устройство поступают значения откликов фильтра, содержащие межсимвольную помеху. Цепь обратной связи содержит линию задержки с N отводами через интервалы времени τ_0 , равные длительности импульсов исходного сигнала (13) и соответственно периоду стробирования. Отводы линии задержки через attenuаторы с коэффициентами передачи K_j подключены к вычитающему устройству. Коэффициенты K_j определяются соотношением

$$K_j = u(t + j\tau_0)/u(t),$$

где $j = 1 \div N$; $u(t)$ — напряжение полезного сигнала на выходе устройства стробирования в момент приема i -го символа при условии, что предшествующие на него не влияют; $u(t + j\tau_0)$ — напряжение на выходе устройства стробирования от i -го символа в момент стробирования символа $i + j$.

В качестве стробирующих используются импульсы, выделенные в результате предварительной тактовой синхронизации. Опорное колебание $u_{\text{оп}}(t)$ для синхронного детектора выделяется из приходящего сигнала. Вероятность ошибочного приема q -го символа p в схеме с обратной связью зависит не только от числа ошибочных решений в предшествующих N символах, но и от их взаимного расположения. В N двоичных символах возможны 2^N различных комбинаций ошибочных и правильных решений. Некоторые из этих комбинаций имеют максимальное последствие, т. е. вызывают увеличение вероятности ошибочного приема q -го символа до значения $p = 0,5$. Например, ошибочный прием символов $A_{q-1}(t)$, $A_{q-2}(t)$, вносящих большой вклад в межсимвольную помеху, существенно повлияет на прием q -го символа. В то же время символы $A_{q-N}(t)$, $A_{q-N+1}(t)$, смещенные относительно q -го на значительный интервал времени, оказывают слабое влияние на правильность его приема.

Как показано в [16], при $k \leq N$ предшествующих символах с максимальным последствием вероятность ошибочного приема q -го символа $p \approx 2^k p_1$, где $p_1 \ll 1$ — условная вероятность ошибочного приема q -го символа при правильном приеме предыдущего символа. В случае идеальной обратной связи $k = 0$, и вероятность ошибки определяется известным выражением

$$p = 1 - \Phi(\sqrt{\kappa} h_0^2),$$

$\kappa = f(Q)$ — коэффициент, учитывающий уменьшение h_0 при ограничении полосы спектра сигнала каналом.

Графики зависимости величин $\sqrt{\kappa} h_0$ и p [24] от параметра $Q = \Delta f \tau_0$ для идеального канала связи приведены на рис. 58. При расчетах принималось $2P_c = 1$ и значение спектральной плотности шума N_0 на входе приемника выбиралось таким, для которого при $Q = 1$ и при однократном стробировании импульсов без учета межсимвольной интерференции вероятность ошибки $p_c = 10^{-2}$, 10^{-4} , 10^{-6} . На рис. 58, а штриховыми линиями показаны зависимости величины $\sqrt{\kappa} h_0$ при замене интегрирования импульсов стробированием в моменты времени, совпадающие с серединой импульсов. Для сравнения на рис. 58, б (штриховые кривые) приведены графики вероятности ошибки при интегральном приеме символов без компенсации межсимвольных помех. Сравнение приведенных на рис. 58, б зависимостей показывает, что применение идеальной обратной связи по решению позволяет существенно повысить помехоустойчивость приема при $Q < 1$. Интегральный прием сигналов без обратной связи невозможен при $Q < 0,7$ и уступает по помехоустойчивости приему со стробированием $p > p_c$ при $Q \leq 1,15$. С ростом Q вероятность ошибки уменьшается и при $Q > 1,5$ межсимвольные помехи становятся пренебрежимо малы, уменьшение мощности сигнала фильтрами можно практически не

учитывать, а помехоустойчивость интегрального приема с обратной связью и без обратной связи становится одинаковой.

Мы рассмотрели метод компенсации межсимвольных помех, возникающих в результате ограничения спектра сигнала каналом с идеальными характеристиками.

Для уменьшения межсимвольных помех от эхо-сигналов, наблюдаемых в канале связи, частотная и фазовая характеристики которого отличаются от идеальных (12), на практике широко используются спе-

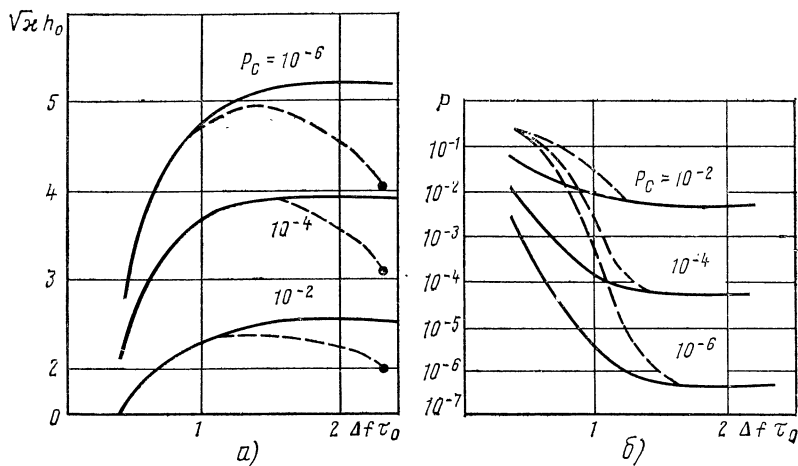


Рис. 58. Графики зависимостей $\kappa h_0 = f(Q)$ и $p = f(Q)$

циальные корректирующие устройства и, в частности, гармонические корректоры [33]. Гармонический корректор включается последовательно в канал связи на приемном конце радиолинии. При заданной частотной характеристике линейных устройств $K_0(j\omega) = |K_0(j\omega)| \times \exp[j\varphi(\omega)]$ частотная характеристика гармонического корректора $K_K(j\omega)$ должна удовлетворять условию

$$K_K(j\omega) = K \exp(-j\omega\tau')/K_0(j\omega).$$

В этом случае результирующая частотная характеристика канала совместно с корректором на интервале $\omega_1 - \omega_2$ будет совпадать с требуемой (12)

$$K(j\omega) = K_K(j\omega) K_0(j\omega) = K \exp(-j\omega\tau').$$

Примером гармонического корректора является ортогональный корректор, частотная характеристика которого описывается на интервале $-0,5\Delta\omega \leq \omega \leq 0,5\Delta\omega$ усеченным рядом Фурье

$$K_K(j\omega) = \sum_{i=-N}^N \alpha_i \exp(-j i \Delta t \omega), \quad (23)$$

где $\alpha_i = \frac{1}{\Delta\omega} \int_{-0,5\Delta\omega}^{0,5\Delta\omega} K_K(j\omega) \exp(j i \Delta t \omega) d\omega$ — коэффициенты ряда, опре-

деляющие веса отдельных слагаемых; $\Delta t = 2\pi/\Delta\omega$ — величина, обратная периоду повторения $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ функции $K_K(j\omega)$.

В соответствии с выражением (23) гармонический корректор осуществляет обработку сигнала на видеочастоте и состоит (рис. 59) из линии задержки с отводами через интервал Δt , аттенюаторов, осуществляющих весовую обработку пропорционально α_i , и сумматора. Зна-

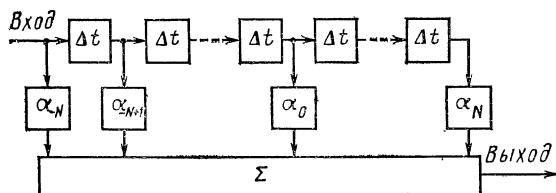


Рис. 59. Структурная схема линейного гармонического корректора сигнала

чения коэффициентов α_i при известном аналитическом выражении частотной характеристики линейных устройств $K_0(j\omega)$ определяются согласно (23)

$$\alpha_i = \frac{1}{\Delta\omega} \int_{-0,5\Delta\omega}^{0,5\Delta\omega} \frac{K}{K_0(j\omega)} \exp[-j\omega(\tau' - i\Delta t)] d\omega.$$

Данная формула позволяет установить условие физической реализуемости гармонического корректора, которое состоит в том, чтобы функция $K_0(j\omega)$ в диапазоне корректирования не обращалась в нуль, т. е. $K_0(j\omega) \neq 0$ при $-0,5\Delta\omega \leq \omega \leq 0,5\Delta\omega$.

Число отводов корректора $n_K = 2N + 1$ определяется нелинейностью фазочастотной характеристики и неравномерностью амплитудно-частотной характеристики корректируемого канала. Нелинейность и неравномерность характеристик в полосе $\Delta\omega$ с достаточной точностью аппроксимируется одним или несколькими гармоническими колебаниями с кратными частотами и различными амплитудами (рис. 60). При известном максимальном значении числа периодов m аппроксимирующих функций в полосе $\Delta\omega$ величина $m = N$ [23]. На рис. 61 приведены [33] графики зависимостей вероятности ошибки от амплитуды неравномерности β фазочастотной характеристики при $m = 1$ (рис. 60) в случае интегрального приема ФМ сигналов при $Q = 2,5$. Сравнение зависимостей показывает, что неравномерность фазочастотной характеристики в пределах $0 \leq \beta \leq 0,5$ рад приводит к увеличению вероятности ошибки, для компенсации которого требуется незначительное увеличение отношения сигнал-шум.

Рассмотренная коррекция, улучшая характеристики канала связи, не устраняет межсимвольных помех, возникающих в результате ограничения полосы спектра сигнала линейными устройствами при $Q < 1$. Выбирая соответствующим образом параметры линейного гармонического корректора сигнала (рис. 59), можно добиться значительного ослабления межсимвольной помехи и в результате существенно повысить помехоустойчивость.

Для оценки качества работы корректора в данном случае можно использовать критерий минимума межсимвольных помех, например,

$$D = \sum_{i=0}^{q-1} |a_i u(t - i\tau_0)| / u_q, \quad i \neq q, \quad q\tau_0 \leq t \leq (q+1)\tau_0,$$

где u_q — максимальное значение анализируемого на интервале t сигнала и любой другой критерий, аналогичный D .

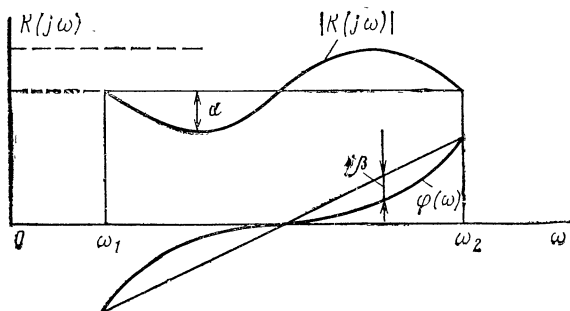


Рис. 60. Аппроксимация частотной и фазовой характеристик канала

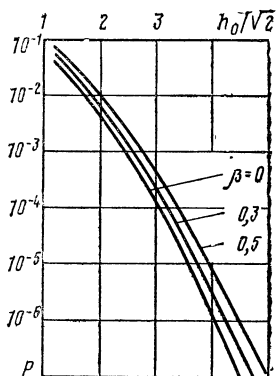


Рис. 61. График зависимости вероятности ошибки от амплитуды неравномерности фазовой характеристики канала связи

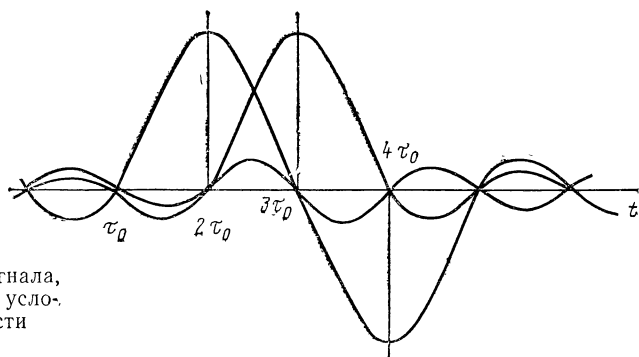


Рис. 62. Форма сигнала, удовлетворяющая условию селективности

Сигнал на передающем или на приемном конце радиолинии корректируется таким образом, чтобы его форма на входе стробирующего устройства удовлетворяла условию селективности. Согласно этому условию сигнал, соответствующий каждому символу передаваемой двоичной последовательности, должен описываться функцией, имеющей максимальное значение в момент стробирования данного символа и нулевые значения в момент стробирования остальных символов ($D \rightarrow 0$). Примером является функция вида $A(t) = (\sin \Delta\omega\tau_0) / \Delta\omega\tau_0$ (рис. 62).

Действительно, как показано на рис. 62, в моменты стробирования $t_i = i\tau_0$, совпадающие с максимумами функций $(\sin x)/x$ сигналы, соответствующие отдельным символам, не будут влиять друг на друга.

Сформулируем требования, предъявляемые к гармоническому корректору (рис. 59), преобразующему искаженный каналом сигнал $A_q(t) = a_q u(t - q\tau_0)$ в приемной части радиолинии. Коэффициенты α_i в отводах корректора выбираются таким образом, чтобы сигнал на выходе сумматора

$$u(t') = \sum_{i=0}^{n_K} \alpha_i A_q(t' - i\tau_0), \quad t' = t - q\tau_0$$

удовлетворял условию селективности ($D \rightarrow 0$)

$$u(0) = 0, \quad u(\tau_0) = 0, \dots, u[(k-1)\tau_0] = 0;$$

$$u(k\tau_0) = \text{const}; \quad (24)$$

$$u[(k+1)\tau_0] = 0, \quad u[(k+2)\tau_0] = 0, \dots, u(n_K \tau_0) = 0.$$

Задержка между отводами $\Delta t = \tau_0$. Значения коэффициентов $\alpha_i = \Delta_i / \Delta$ задаются системой уравнений (24), определитель которой равен

$$\Delta = \begin{vmatrix} A_q(0) & A_q(-\tau_0) & A_q(-2\tau_0) & \dots & A_q(-n_K \tau_0) \\ A_q(\tau_0) & A_q(0) & A_q(-\tau_0) & \dots & A_q(\tau_0 - n_K \tau_0) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_q(n_K \tau_0) & A_q(n_K \tau_0 - \tau_0) & A_q(n_K \tau_0 - 2\tau_0) & \dots & A_q(0) \end{vmatrix}.$$

Величина Δ_i получается из определителя Δ заменой i -го столбца столбцом, состоящим из правой части уравнений (24). При известных и постоянных параметрах канала функция $A_q(t)$ также известна, поэтому определение α_i связано

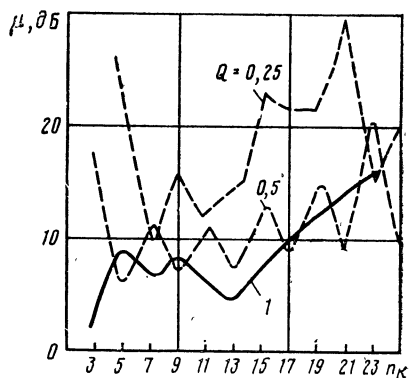


Рис. 63. График зависимости увеличения мощности шума на выходе корректора от числа отводов

лишь с трудностями вычислительного характера. Полная компенсация междисциплинарных помех в результате обработки сигнала (14) возможна при бесконечной длине линии задержки корректора. На практике число секций линии задержки ограничивается и равняется числу элементов сигнала $A_q(t)$, используемых при обработке. Величина n_K выбирается из условия $u(n_K \tau_0) / u(k\tau_0) \ll 1$, $q\tau_0 \leq t \leq (q + n_K)\tau_0$.

Следует учитывать, что при увеличении числа секций линии задержки и соответственно числа отводов увеличивается мощность шума на выходе корректора. С этой точки зрения критерий D является несовершенным и его следует дополнить требованием минимума мощности шума $P_{ш}$ на выходе корректора. Так как форма и длительность исходного корректируемого сигнала (14) зависит от характеристик канала связи

$|K(\omega)|$, $\Phi(\omega)$ и от величины $Q = \Delta f \tau_0$, число отводов определяется этими же параметрами и должно удовлетворять противоречивым требованиям, предъявляемым при выборе значений D и $P_{ш}$. Величина $P_{ш}$ зависит не только от n_K , но и от весовых коэффициентов α_i , поэтому при изменении n_K и соответствующем изменении α_i величина $P_{ш}$ может колебаться в больших пределах. На рис. 63 приведены графики [23] зависимости отношения мощности шума

на выходе корректора к мощности шума $P_{\text{ш}}$ на его входе $\mu = P_{\text{ш}}/P_{\text{ш0}}$ от числа отводов корректора, установленного в приемной части радиолинии, линейные устройства которой имеют идеальную частотную характеристику. В качестве параметра используется величина Q . Как следует из приведенных графиков, существуют значения n_k , при которых μ минимально. Эти значения n_k должны использоваться при выборе длины линии задержки с точки зрения компенсации межсимвольных помех.

Гармонический корректор сигнала может быть использован на передающем конце радиолинии. В этом случае коэффициенты α_i выбираются с учетом известных характеристик канала связи таким образом, чтобы сигналы отдельных символов на выходе синхронного детектора удовлетворяли условию селективности. В результате на передающем конце радиолинии формируется сигнал, оптимальный для канала с межсимвольной интерференцией. Используя оптимальную фильтрацию этого сигнала в приемнике, можно при отсутствии межсимвольных помех получить большее отношение сигнал-шум на выходе по сравнению с выше рассмотренным случаем коррекции сигнала на приемном конце радиолинии.

Г Л А В А 3

Лазерные системы передачи информации

В настоящее время для лазерной связи и локации используется, в основном, диапазон длин волн 0,5—10,6 мкм, включающий в себя видимый и инфракрасный участки спектра электромагнитных колебаний. Ведется освоение ультрафиолетового и рентгеновского участков спектра. Лазерная техника открывает новые большие возможности для совершенствования систем связи, локации и радиоуправления. Эти возможности связаны, в первую очередь, с громадным коэффициентом усиления передающих оптических антенн, что позволяет получить большое отношение сигнал-шум в приемнике в широкой полосе частот при маломощных передатчиках, а также с возможностью использования очень широкой полосы частот при передаче и приеме оптических сигналов. Так, лазерная локация позволяет повысить точность измерения дальности, скорости и угловых координат летательных аппаратов на порядок по сравнению с существующими системами радиодиапазона, поскольку в лазерной локации возможно использование очень коротких импульсов (наносекунды) и очень узких диаграмм направленности антенн. Подсвет целей когерентным оптическим сигналом позволяет создать эффективные системы лазерного наведения ракет и др. Однако наибольшие перспективы лазерная техника имеет в системах передачи информации.

Лазерные системы передачи информации имеют следующие преимущества по сравнению с радиосистемами. Во-первых, возможность передачи информации с очень высокой скоростью при относительно малой мощности передатчиков и малых габаритных размерах антенн. В настоящее время лазерные линии связи могут обеспечить передачу информации со скоростью 1 Гбит/с и более, используя для этого, например, лазер, генерирующий импульсы длительностью 30 пс с частотой

следования 1 ГГц. При временном уплотнении каналов можно в многоканальной линии связи получить результирующую частоту следования импульсов 30 ГГц (скорость передачи информации 30 Гбит/с), что превышает всю полосу радиочастотного спектра, используемого в настоящее время.

Второе преимущество лазерных систем передачи информации заключается в скрытности передачи информации и защищенности от организованных помех, что связано с очень узкими диаграммами направленности передающих и приемных антенн (десятки и единицы угловых секунд). В связи с этим использование оптического диапазона волн является перспективным и для передачи узкополосной информации (командная информация, телеметрия, передача данных, телефония, передача узкополосных изображений).

Однако все лазерные системы связи и локации имеют один недостаток, который ограничивает области их эффективного использования. Это — зависимость их работы от метеоусловий. Поглощение оптических сигналов в облаках и тумане может быть настолько велико, что почти во всех случаях приводит к срыву работы лазерной системы. Поэтому при связи с летательными аппаратами необходимо наземную станцию располагать в местности, где облачная погода маловероятна, либо поднимать аппаратуру наземной станции на самолете или аэростате. По этой причине в наземных лазерных системах передачи информации основным видом связи является связь по световодам, представляющим собой кварцевые (стеклянные) волокна, в которых световая волна за счет полного внутреннего отражения от стенок волокна распространяется с малыми потерями. Предполагается, что большое число кабельных и проводных линий связи будет заменено небольшим числом широкополосных световодных линий связи.

Большие перспективы для лазерных линий связи открываются в системах космической связи. Наиболее полно возможности лазерных линий связи реализуются в системах передачи информации «ИСЗ—ИСЗ» ввиду отсутствия мешающего действия атмосферы. В таких системах широкополосная и узкополосная информация от низкоорбитальных КА будет передаваться по лазерным линиям связи на стационарные ИСЗ и с них на наземные станции. Важное значение также будут иметь спутниковые системы связи «Земля—Земля» через ИСЗ-ретранслятор с лазерными линиями связи в них.

Большие перспективы имеют лазерные системы дальней космической связи для передачи информации с высокой скоростью от космических аппаратов, находящихся в дальнем космосе. При этом на Земле целесообразно использовать несколько станций, достаточно территориально разнесенных друг от друга, чтобы гарантировать безоблачное состояние атмосферы хотя бы на одной станции. Расчеты показывают, что в такой лазерной линии связи реализуема скорость передачи информации 1 Мбит/с из района Марса. Для сравнения напомним, что в существующих телеметрических радиоперелиниях для связи с КА в районе Марса скорость передачи информации не превышает 10 бит/с.

3.1. Сигналы и шумы в лазерных линиях связи

Лазерная линия связи — это не просто линия связи с очень высокой (световой) несущей. Сигналы и шумы в лазерных системах имеют принципиально иной характер по сравнению с системами радиодиапазона. Например, в видимом диапазоне длин волн тепловые шумы отсутствуют. Это значит, что оптические элементы приемника, такие как антенна, оптические фильтры и другие, не создают тепловых шумов, несмотря на активные потери в этих элементах. В оптическом диапазоне частот основное значение имеют так называемые квантовые шумы, которые имеют статистику и природу, совершенно отличную от шумов

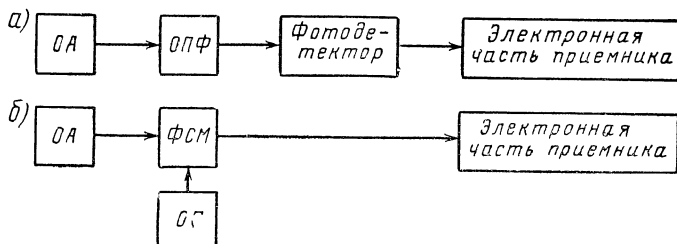


Рис. 64. Структурные схемы приемника прямого детектирования (а) и гетеродинного приемника (б):

ОА — оптическая антенна; ОПФ — оптический полосовой фильтр; ФСМ — фотосмеситель; ОГ — оптический гетеродин

радиодиапазона; более того, понятие вероятности при анализе сигналов и шумов в лазерных системах должно рассматриваться с квантовомеханических позиций, что приводит к необходимости создавать теорию потенциальной помехоустойчивости и теорию информации заново для лазерных систем. Из этого, в частности, следует, что методы модуляции и кодирования в лазерных системах связи должны рассматриваться самостоятельно; анализ показывает, что во многих случаях отсутствует соответствующая аналогия между оптическими системами и системами радиодиапазона и в ряде случаев помехоустойчивые методы модуляции в системах радиодиапазона оказываются неэффективными в оптических системах связи и наоборот.

Используются два типа лазерных систем связи:

- 1) с прямым детектированием оптического сигнала в приемнике;
- 2) с гетеродинным приемником.

Приемные части этих систем иллюстрируются на рис. 64. Теоретически эти схемы могут содержать оптический квантовый усилитель, однако на практике эти усилители не используются и поэтому на рисунке не показаны. В приемнике прямого детектирования перед фотодетектором стоит оптический полосовой фильтр (ОПФ), настроенный на оптическую несущую. Назначение оптического фильтра — подавить фоновые помехи (свет от облаков, звезд, неба и др.). Электрический сигнал после фотодетектора усиливается и обрабатывается аналогично тому, как это происходит в блоках приемников радиодиапазона. Оп-

тический сигнал на входе фотодетектора должен быть промодулирован по амплитуде (интенсивности), т. е. сигнал должен иметь амплитудную или импульсную модуляцию, так как фотодетектор реагирует только на изменение интенсивности оптического сигнала и не реагирует на изменения фазы и частоты оптического сигнала.

Гетеродинный приемник аналогичен гетеродинным приемникам радиодиапазона, и в оптической линии связи могут быть использованы различные виды импульсной модуляции, а также ЧМ, ФМ и др.

Квантовый шум линии связи. Статистика фотоэлектронов. Рассмотрим лазерную систему связи с прямым детектированием сигнала. Для определения мощности оптического сигнала на выходе приемной антенны используются обычные, как и для радиодиапазона, формулы для нахождения мощности электромагнитного поля в точке приема, т. е. используется волновая природа света.

Однако для описания процесса преобразования светового сигнала в электрический необходимо использовать корпускулярную природу света. Рассмотрим фотодетектор, работающий на принципе внешнего фотоэффекта. Тогда на входе фотодетектора оптический сигнал с мощностью P_c следует рассматривать как поток фотонов со средним числом фотонов в секунду $\bar{n}_c = P_c / \hbar f$, где \hbar — постоянная Планка; f — частота принимаемого оптического сигнала; $\hbar f$ — энергия одного фотона. Фотоны выбивают фотоэлектроны с поверхности фотокатода. Отношение среднего числа фотоэлектронов в секунду на выходе фотокатода к среднему числу падающих на него фотонов в секунду называется квантовой эффективностью фотокатода и обозначается η . В силу принципа неопределенности квантовой механики фотоэлектроны появляются в случайные моменты времени и поток фотоэлектронов на выходе фотокатода является случайным процессом.

В случае приема немодулированной несущей среднее число фотоэлектронов на выходе фотокатода за интервал наблюдения ΔT следует отождествить с сигналом, а флуктуации числа фотоэлектронов относительно среднего значения отнести к некоторому шуму, который и называется квантовым шумом.

Рассмотрим прием отдельных оптических импульсов длительностью τ . Тогда под амплитудой электрического импульса на выходе фотокатода следует понимать величину $\eta \bar{n}_c \tau$ — среднее число фотоэлектронов за время τ , а дисперсию числа фотоэлектронов на выходе фотокатода за время τ следует отождествить с мощностью квантового шума за время τ . Подчеркнем две особенности квантового шума:

- 1) квантовый шум является неустрашимым, что следует из принципа неопределенности квантовой механики,

- 2) квантовый шум возникает только в момент присутствия оптического импульса сигнала, в паузе между импульсами квантовый шум отсутствует.

Рассмотрим статистику фотоэлектронов на выходе фотокатода. Методами квантовой механики доказывается [60], что при воздействии на фотокатод гармонического оптического колебания с постоянной амплитудой поток фотоэлектронов на выходе фотокатода является

пуассоновским. В этом случае вероятность появления ровно k фотоэлектронов на выходе фотокатода в интервале времени τ определяется следующим выражением:

$$P(k, \tau) = \frac{(\eta \bar{n}_c \tau)^k}{k!} \exp(-\eta \bar{n}_c \tau).$$

Среднее значение пуассоновской плотности вероятности $\eta \bar{n}_c \tau$ есть амплитуда импульса сигнала длительностью τ на выходе фотокатода, а дисперсия пуассоновской плотности вероятности, равная также $\eta \bar{n}_c \tau$, есть мощность квантового шума на выходе фотокатода. Отношение мощностей сигнал-шум на выходе фотокатода при наличии только квантового шума будет равно в момент приема импульса сигнала

$$\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\text{вых}} = \frac{(\eta \bar{n}_c \tau)^2}{\eta \bar{n}_c \tau} = \eta \bar{n}_c \tau.$$

Полагая, что $\bar{n}_c = P_c / \hbar f$ и $\tau = 1 / \Delta f$, где Δf — оптическая полоса частот, занимаемая спектром оптического импульса, получим

$$(P_c / P_{ш})_{\text{вых}} = \eta P_c / \hbar f \Delta f.$$

Отношение $P_c / \hbar f \Delta f$ напоминает аналогичное отношение сигнал-шум для систем радиодиапазона для радиочастотного тракта с полосой Δf . Действительно, для радиоприемника отношение сигнал-шум в полосе частот Δf записывается как $P_c / N_0 \Delta f$, где $N_0 = kT$ — спектральная плотность шума на входе приемника, k — постоянная Больцмана, T — температура в градусах абсолютной шкалы. Поэтому при сравнении лазерных систем и систем радиодиапазона полагают условно, что спектральная плотность шума в оптическом диапазоне частот $N_0 = \hbar f$ (условно потому, что абсолютное значение спектральной плотности квантового шума зависит от мощности принимаемого сигнала и выражается с помощью другой формулы, которая будет дана позже). В общем виде выражение для спектральной плотности теплового и квантового шума записывается следующим образом [34]:

$$N_0 = \frac{\hbar f}{1 - \exp(-\hbar f / kT)} = \frac{\hbar f}{\exp(\hbar f / kT) - 1} + \hbar f.$$

Первое слагаемое характеризует спектральную плотность теплового шума, второе слагаемое $\hbar f$ описывает спектр квантового шума. Когда $\hbar f \ll kT$, имеем $N_0 = kT$ и при $\hbar f \gg kT$ получаем $N_0 = \hbar f$. Выражение для спектральной плотности шумов графически представлено на рис. 65.

Статистика Пуассона для потока фотоэлектронов на выходе фотокатода оказывается справедливой не только для гармонического оптического сигнала с постоянной амплитудой, но во многих случаях и для оптических сигналов с произвольной формой огибающей. В работе [60] показано, что статистика Пуассона справедлива для любых слабых сигналов, когда так называемая энергия электрического сигнала

на степень свободы значительно меньше единицы, т. е. когда выполняется условие

$$\eta \bar{n}_c \tau / \tau \Delta f_{\Phi} \ll 1,$$

где Δf_{Φ} — полоса оптического фильтра перед фотодетектором.

Действительно, величина $1/\Delta f_{\Phi}$ определяет минимальную длительность электрического сигнала на выходе безынерционного фотодетектора или временное разрешение электрических сигналов. Тогда $\tau \Delta f_{\Phi} = \tau / (1/\Delta f_{\Phi})$ определяет общее число различных временных интервалов за время τ . Величина $\eta \bar{n}_c \tau$ есть число импульсов тока (число фотоэлектронов), каждый длительностью порядка $1/\Delta f_{\Phi}$ на выходе

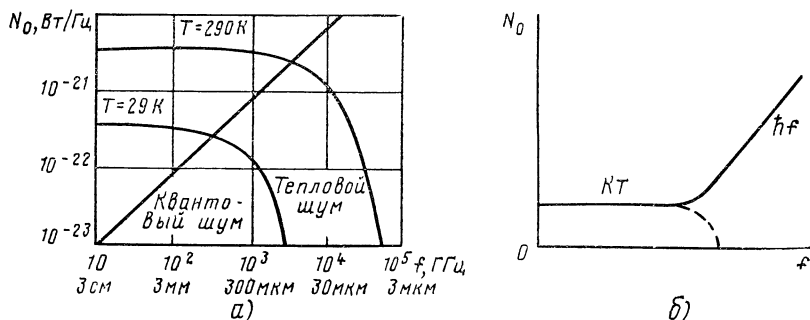


Рис. 65. Спектральная плотность теплового и квантового шумов (а); результирующая спектральная плотность шума (б)

безынерционного фотокатода за время τ ; $\eta \bar{n}_c \tau / \tau \Delta f_{\Phi}$ определяет величину, обратную средней скважности импульсов на выходе фотокатода. Таким образом, справедливость статистики Пуассона означает, что поток фотоэлектронов на выходе безынерционного фотокатода является редким (с большой скважностью). Это требование обычно удовлетворяется для всех случаев, представляющих практический интерес.

Рассмотрим типовой пример. Пусть $\eta \bar{n}_c \tau = 10$ (в дальнейшем увидим, что такой сигнал достаточен для надежного приема импульсов сигнала), $\tau = 10^{-9}$ с, $\Delta f_{\Phi} = 10^{12}$ Гц. Тогда $\eta \bar{n}_c \tau / \tau \Delta f_{\Phi} = 10^{-2} \ll 1$ и справедлива статистика Пуассона.

Рассмотрим воздействие сигнала и фона на фотодетектор. Будем считать справедливым требование малости энергии принимаемых колебаний на степень свободы. Тогда результирующий поток фотоэлектронов от сигнала и фона будет пуассоновским со средним числом фотоэлектронов в секунду $\eta (P_c + P_{\Phi}) / \hbar f = \eta (\bar{n}_c + \bar{n}_{\Phi})$, где \bar{n}_{Φ} — среднее число фотонов фона в секунду на входе фотодетектора, P_{Φ} — оптическая мощность фона на входе фотодетектора. Полученное выражение говорит о том, что фон не влияет на величину полезного сигнала на выходе фотокатода, так как сигнал на выходе фотокатода $\eta \bar{n}_c$ не зависит от наличия фона. Физически это объясняется тем, что при редких потоках импульсов на выходе фотокатода от сигнала и фона вероятность

совпадения во времени фотоэлектронов фона и сигнала достаточно мала, что и приводит к тому, что потоки фотоэлектронов от фона и сигнала не взаимодействуют. Это приводит к очень важному следствию: в отличие от систем радиодиапазона при совместном детектировании оптических сигналов и помех отсутствует эффект подавления слабого сигнала сильным. В результате лазерная система с прямым детектированием сигнала является столь же помехоустойчивой как и система с гетеродинным приемником.

Источники шумов в приемнике. Существуют пять основных источников шумов, сопровождающих прием сигналов: 1) квантовый шум, 2) тепловой шум фотодетектора, 3) шум темнового тока фотодетектора, 4) фликкер-шум фотодетектора, 5) фон.

Квантовый шум, фон, шум темнового тока фотодетектора создают пуассоновский поток фотоэлектронов на выходе фотокатода, тепловой шум создается нагрузкой фотодетектора и последующими цепями. Тепловой шум является гауссовским случайным процессом.

Рассмотрим возможности подавления различных шумов. Шум темнового тока фотодетектора может быть уменьшен понижением температуры фотодетектора, а также специальным методом, который мы рассмотрим позднее при исследовании фона. Фликкер-шум представляет собой низкочастотные (с полосой до 100—200 Гц) флуктуации тока фотодетектора и должен учитываться в системах с прямым детектированием сигнала. Фликкер-шум может быть подавлен режекцией низких частот на выходе фотодетектора. Однако при этом спектр полезного сигнала не должен иметь значительных составляющих в области низких частот. Это приводит в системах с прямым детектированием сигнала к необходимости использования поднесущих частот при модуляции сигнала или же использования импульсных методов передачи, когда искажениями в области низких частот можно пренебречь.

Рассмотрим тепловой шум и сравним спектральные плотности теплового и квантового шумов. Для этого вначале зададимся моделью фотодетектора. Фотодетектор удобно представлять эквивалентной схемой источника тока, показанной на рис. 66. На этой схеме усилитель тока имеет коэффициент усиления по току k . Примером фотодетектора, который имеет внутреннее усиление $k \gg 1$, является фотоэлектронный умножитель (ФЭУ). Источник сигнала и пуассоновских шумов отображают ток на выходе фотокатода при воздействии оптических колебаний. На схеме рис. 66 изображен идеальный безынерционный фотодетектор. Конечность полосы пропускания фотодетектора может быть учтена включением фильтра нижних частот на выходе фотодетектора.

Спектральная плотность пуассоновских шумов на выходе фотодетектора определена в [34] для случая, когда поток фотоэлектронов пред-

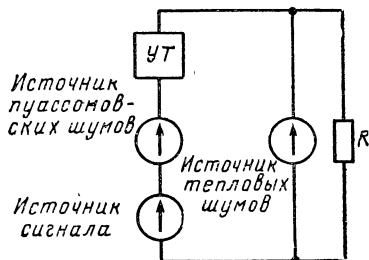


Рис. 66. Эквивалентная схема фотодетектора:

УТ — усилитель тока

ставляет собой пуассоновский поток δ -импульсов, каждый из которых переносит элементарный электрический заряд, равный заряду электрона q . Выражение для спектральной плотности шумов имеет вид

$$N_0 = 2k^2 q^2 \lambda R, \quad (25)$$

где λ — среднее число фотоэлектронов в секунду на выходе фотокатода; R — сопротивление нагрузки фотодетектора. Для квантового шума $\lambda = \eta \bar{n}_c$ и спектральная плотность

$$N_0 = 2k^2 q^2 \eta \bar{n}_c R.$$

Положим, что фотодетектор не имеет внутреннего усиления и найдем отношение спектральной плотности теплового шума к спектральной плотности квантового шума:

$$\frac{N_T}{N_0} = \frac{k T}{2q^2 \eta \bar{n}_c R} = \frac{k T}{2q^2 R \eta \bar{n}_c \tau_0} \tau_0,$$

где введена некоторая длительность символа информации τ_0 , поскольку требуемая величина \bar{n}_c и, следовательно, спектральная плотность квантового шума зависят от скорости передачи информации. Положим $\eta \bar{n}_c \tau_0 = 10$ (эта величина будет обоснована позднее). Тогда

$$N_T/N_0 = k T \tau_0 / 20 q^2 R.$$

Рассмотрим пример. Положим $R = 100$ Ом и $T = 300$ К. Тогда

$$\frac{N_T}{N_0} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300}{20 (1,6 \cdot 10^{-19})^2 \cdot 100} \tau_0 \approx 10^{14} \tau_0.$$

Для скорости передачи информации, например 1 Мбит/с ($\tau_0 = 1$ мкс), $N_T/N_0 = 10^5$. Таким образом, для фотодетектора без внутреннего усиления спектральная плотность тепловых шумов во много миллионов раз превышает спектральную плотность квантовых шумов. Чтобы чувствительность приемника определялась не тепловыми шумами, а квантовыми, необходимо иметь фотодетектор с большим внутренним усилением, который усиливает полезный сигнал и квантовые шумы. Очевидно, что спектральные плотности квантовых и тепловых шумов на выходе фотодетектора будут одинаковыми при коэффициенте усиления фотодетектора

$$k = \left(\frac{k T}{20 q^2 R} \tau_0 \right)^{1/2}.$$

Так, для $\tau_0 = 1$ мкс, $k = 10^4$. Для подавления тепловых шумов, очевидно, необходимо иметь внутренний коэффициент усиления фотодетектора

$$k \gg \left(\frac{k T}{20 q^2 R} \tau_0 \right)^{1/2}.$$

Полученное выражение говорит о том, что при более низкой скорости передачи информации требуется больший внутренний коэффициент усиления фотодетектора.

В лазерных системах с прямым детектированием сигнала для подавления тепловых шумов приемника широко используются ФЭУ в качестве фотодетектора. ФЭУ могут иметь коэффициент усиления $k = 10^5 \div 10^7$. При этих значениях коэффициента усиления фотодетектора чувствительность приемника во многих случаях ограничивается уже квантовыми шумами.

Найдем отношение сигнал-шум для приемника с прямым детектированием сигнала с учетом всех источников шумов. Если λ — среднее число фотоэлектронов в секунду на выходе фотокатода от всех источников шумов, то средний ток на выходе фотокатода как среднее число зарядов в секунду есть $q\lambda$. Тогда $I_c = q\eta\bar{n}_c$ — средний ток на выходе фотокатода, обусловленный наличием сигнала; $I_\phi = q\eta\bar{n}_\phi$ — средний ток на выходе фотокатода из-за фона; $I_{т\tau} = q\lambda_{т\tau}$ — среднее значение темнового тока на выходе фотокатода.

Для пуассоновских шумов можно записать спектральную плотность шумов на выходе фотодетектора следующим образом, считая, что усилитель тока, входящий в эквивалентную схему, имеет коэффициент шума N :

$$N_0 = 2Nk^2 q^2 \lambda R = 2Nk^2 q (I_c + I_\phi + I_{т\tau}) R.$$

Результирующая спектральная плотность пуассоновских и тепловых шумов

$$N_\Sigma = N_0 + N_T = 2Nk^2 q (I_c + I_\phi + I_{т\tau}) R + k T.$$

Отношение мощностей сигнал-шум на выходе фотодетектора в видеополосе ΔF

$$\begin{aligned} \left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\text{вых}} &= \frac{k^2 I_c^2 R}{N_\Sigma \Delta F} = \frac{\eta \bar{n}_c}{\{2N [1 + (I_\phi + I_{т\tau})/I_c] + k T/k^2 q R I_c\} \Delta F} = \\ &= \eta \frac{P_c}{\{2N [1 + (I_\phi + I_{т\tau})/I_c] + k T/k^2 q R I_c\} h \Delta F}. \end{aligned}$$

Если все шумы на выходе фотодетектора малы по сравнению с квантовым шумом, получим максимально достижимое отношение сигнал-шум в следующем виде (считаем $N = 1$):

$$(P_c/P_{ш})_{\text{вых}} = \eta P_c / 2h f \Delta F,$$

которое совпадает с ранее полученным при $2\Delta F = \Delta f$.

Подавление фона в лазерных системах с прямым детектированием сигнала. Будем считать, что в лазерной линии связи можно пренебречь всеми шумами, кроме квантового и фона. Рассмотрим возможные методы уменьшения фона. Первый метод — спектральный, заключается в установке перед фотодетектором оптического полосового фильтра с возможно более узкой полосой. Возможности этого метода ограничены, так как полосы оптических фильтров очень широки из-за высокой частоты оптического сигнала. Второй метод — сужение угла зрения приемника при наличии протяженных источников фона. Этот метод не имеет аналогии в системах радиодиапазона и связан со спецификой диаграммы направленности оптического приемника. И, наконец, тре-

тый способ, который также не имеет аналогий в радиосистемах, можно назвать методом подавления фона за счет использования техники коротких импульсов. Рассмотрим этот метод.

Пусть в лазерной линии связи используется кодово-импульсная модуляция КИМ—АМ, форма сигнала которого показана на рис. 67, а. Отношение сигнал-шум на выходе фотокатода, когда присутствует оп-

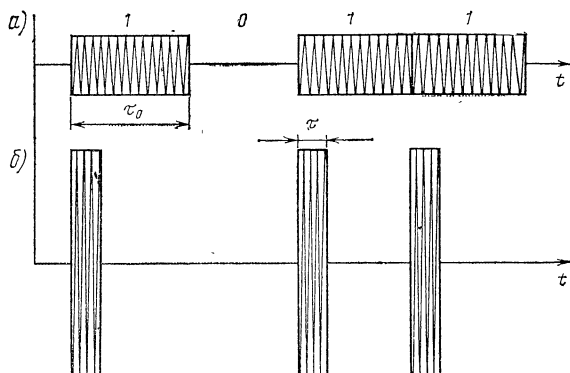


Рис. 67. Сигнал КИМ — АМ

тический импульс на входе приемника, можно записать следующим образом (считаем, что в приемнике имеется тактовая синхронизация):

$$\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\text{вых}} = \frac{(\bar{n}_c \tau_0)^2}{\bar{n}_c \tau_0 + \bar{n}_\phi \tau_0} = \frac{\eta E_c^2}{E_c + \bar{n}_\phi \tau_0}, \quad (26)$$

где величина $E_c = \bar{n}_c \tau_0$ пропорциональна энергии принимаемого оптического импульса сигнала. Уменьшим теперь длительность импульса сигнала до τ , оставив энергию передаваемого импульса той же самой. Форма такого сигнала показана на рис. 67, б. Для этого случая отношение сигнал-шум на выходе фотокатода будет

$$(P_c/P_{ш})_{\text{вых}} = \eta E_c^2 / (E_c + \bar{n}_\phi \tau).$$

Уменьшая τ до значения, когда $E_c \gg \bar{n}_\phi \tau$, мы тем самым подавим фон. Последнее выражение для отношения сигнал-шум можно переписать следующим образом:

$$\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\text{вых}} = \frac{\eta E_c^2}{E_c + \bar{n}_\phi \tau_0 (\tau/\tau_0)}.$$

Это выражение показывает, что при использовании формы сигнала рис. 67, б вместо формы сигнала рис. 67, а уменьшается мощность фона на выходе фотодетектора в скважность τ_0/τ раз. Из этого следует вывод, о том что в лазерных линиях связи выгодно использовать импульсные методы передачи с большой скважностью. Следует подчеркнуть, что если в системах радиодиапазона помехоустойчивость приема дис-

кретных сигналов не зависит от формы сигнала, а определяется только энергией, затрачиваемой на передачу символа, то в лазерных системах помехоустойчивость приема сигналов существенно зависит от формы используемых сигналов.

В заключение отметим, что с помощью техники коротких импульсов подавляются любые пуассоновские шумы, т. е. не только фон, но и шум темнового тока.

Обратимся еще раз к формуле (26) для отношения сигнал-шум на выходе фотокатода. Из формулы следует, что при уменьшении скорости передачи информации, т. е. при увеличении длительности символа τ_0 (предполагая, что техника коротких импульсов не используется) мощность фоновых шумов на выходе фотокатода $\eta n_{\phi} \tau_0$ растет по отношению к величине квантового шума $\eta n_{\phi} \tau_0 = \eta E_c = \text{const}$. Таким образом, влияние фона сильнее в линиях связи с меньшей скоростью передачи, так что борьба с фоном более актуальна для линий с малой пропускной способностью.

3.2. Основные подсистемы лазерной системы передачи информации

Основные методы модуляции. Для систем с гетеродинным приемником возможны те же методы модуляции, что и в линиях связи радиодиапазона. Для систем с прямым детектированием сигнала с целью уменьшения влияния фона следует предпочесть методы модуляции, использующие короткие импульсы. Такими методами являются короткоимпульсные КИМ—АМ, КИМ—ПМ (манипуляция несущей по поляризации), позиционно-импульсная модуляция ПИМ—АМ, ВИМ—АМ и др. Кроме этого, в лазерных линиях связи широко используется метод модуляции ЧМ—АМ для передачи широкополосных аналоговых сообщений. Короткоимпульсная КИМ—АМ уже рассмотрена ранее (рис. 67, б). Короткоимпульсная КИМ—ПМ отличается от КИМ—АМ тем, что лазерный передатчик излучает импульсы при передаче как символа «1», так и символа «0». При передаче символа «1» используется, например, правостороннее вращение вектора поляризации оптического колебания, а при передаче символа «0» — левостороннее вращение вектора поляризации. Таким образом, КИМ—ПМ можно назвать методом передачи с активной паузой с ортогональными сигналами. Метод ПИМ—АМ является цифровым методом передачи с использованием кода с большим основанием. При этом методе информационные символы объединяются в блоки длиной k символов. Временной интервал $k\tau_0$ (рис. 68) разделяется на $M = 2^k$ частей и вместо k двоичных символов передается только один импульс, временное положение которого однозначно определяет передаваемую последовательность из k двоичных символов передаваемого сообщения. В

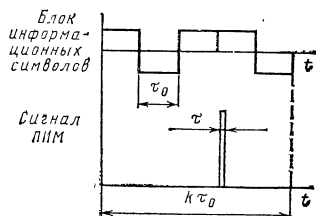


Рис. 68. Сигнал ПИМ

частном случае, при двух временных интервалах ($M = 2$) имеем передачу символов двоичными ортогональными сигналами с активной паузой. Если при $M = 2$ излучаемые импульсы будут отличаться не только временным положением, но и поляризацией, получим код с основанием 4 и т. д. Такой код используется в одной из лазерных широкополосных линий связи между спутниками [70]. Структурная схема лазерной линии связи ЧМ—АМ представлена на рис. 69.

Следует считать, что в настоящее время в лазерных системах с прямым детектированием сигнала имеется три основных метода модуляции. Наиболее помехоустойчивым (будет показано позднее) является

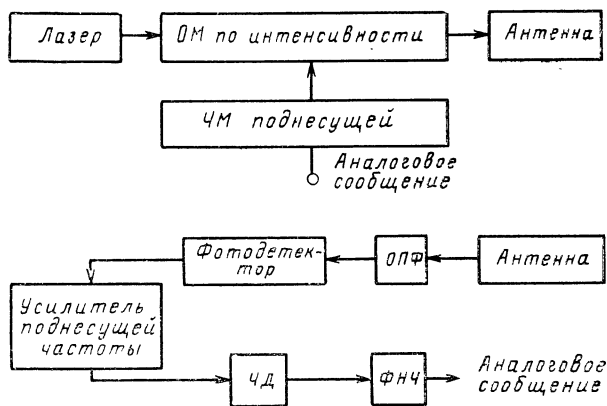


Рис. 69 Структурная схема лазерной линии связи ЧМ—АМ.

ОМ — оптический модулятор; ЧД — частотный детектор

ПИМ—АМ. Однако этот метод трудно реализуем при передаче широкополосной информации, так как требуется использовать столь короткие импульсы в системе ($\tau \leq k\tau_0/2^k$), которые невозможно реализовать при существующем уровне электроники. В этом случае следует переходить на короткоимпульсную КИМ. Если же передаваемые сообщения столь широкополосны, что невозможно создать соответствующий сверхбыстродействующий преобразователь «аналог—цифра», следует переходить на метод ЧМ—АМ, который в общем случае несколько менее помехоустойчив по сравнению с методами КИМ.

Лазерные передатчики. Для ряда систем с гетеродинным приемником, а также для метода модуляции ЧМ—АМ в системе с прямым детектированием сигнала требуется лазер с непрерывным излучением. Обычно в оптическом резонаторе такого лазера поддерживается несколько мод колебаний, которые слабо связаны друг с другом. Каждая мода флуктуирует по фазе и амплитуде, так что результирующий сигнал лазера флуктуирует по амплитуде, представляя собой шумоподобный сигнал. Форма спектра излучения многомодового лазера показана на рис. 70, где Δf — ширина спектра излучения лазера, которая может достигать величины нескольких и даже десятков гига-

герц. Расстояние Δf_0 между спектральными линиями обычно составляет несколько сотен мегагерц и может достигать единиц гигагерц. Число спектральных линий обычно лежит в пределах 8—12. Величина Δf_K представляет ширину спектральной линии излучения и определяет интервал временной когерентности излучения лазера, который равен $1/\Delta f_K$. Отсюда следует, что максимальная частота амплитудных флуктуаций излучения лазера есть величина порядка Δf_K . Значение Δf_K лежит в пределах от десятков до сотен герц. Многомодовый режим излучения лазера пригоден для системы с прямым детектированием сигнала. Однако при этом спектр модулирующего лазера колебания ограничен величиной $\Delta f_0/2$ (т. е. при ЧМ—АМ значение поднесущей частоты плюс ширина боковой полосы модуляции ЧМ колебания не должны превышать $\Delta f_0/2$).

Для систем с гетеродинным приемником используется одномодовый (одночастотный) режим излучения лазера, однако подавление всех мод, кроме одной, связано с потерей энергии этих мод и ведет к уменьшению выходной мощности лазера.

Многомодовый лазер можно перевести в так называемый режим синхронизации мод, когда все частотные составляющие спектра излучения лазера будут жестко связаны между собой по фазе. В режиме синхронизации мод лазер излучает периодическую последовательность коротких импульсов, параметры которой определяются спектром излучения лазера, показанного на рис. 70. В соответствии с рис. 70 длительность импульса равна $1/\Delta f$, период повторения импульсов есть $T = 1/\Delta f_0$. Например, твердотельный лазер на иттрий-алюминиевом гранате, активированный неодимом (Nd : ИАГ лазер), в настоящее время может в режиме синхронизации мод генерировать периодическую последовательность импульсов длительностью до 30 пс и периодом повторения до 1 ГГц и выше [35]. Такой лазер весьма привлекателен для передачи сообщений методом КИМ с высокой скоростью. Структурная схема лазерного передатчика для высокоскоростной КИМ—АМ системы с прямым детектированием сигнала представлена на рис. 71. В этой схеме при передаче символа «1» появляется импульс на выходе ключа, который открывает оптический затвор (ОЗ) и пропускает оптический импульс на выход схемы. При передаче символа «0» оптический затвор закрыт и оптический импульс не проходит на выход схемы.

Рассмотрим кратко работу амплитудных оптических модуляторов (затворов). Наиболее широко используются модуляторы, работающие на электрооптическом эффекте. Если к кристаллу, проявляющему электрооптические свойства, приложить напряжение (внешнее электрическое поле), то вектор поляризации оптического колебания, проходящего через кристалл, будет поворачиваться. Если вектор поляризации поворачивается пропорционально величине электрического

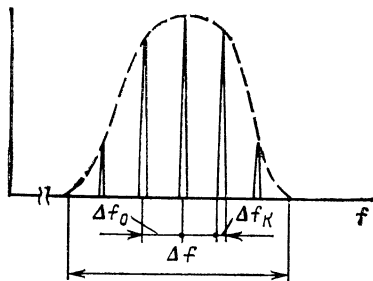


Рис. 70. Спектр излучения многомодового лазера

поля, то говорят, что проявляется эффект Поккельса, если поляризация оптического колебания изменяется пропорционально квадрату внешнего электрического поля, то говорят, что в кристалле проявляется эффект Керра. Типичная схема оптического амплитудного модулятора показана на рис. 72.

Поляризатор — оптический элемент, который пропускает оптическое колебание только одной поляризации. В отсутствие управляющего напряжения на кристалле, например, вертикально-поляризованное колебание лазера проходит электрооптический кристалл (ЭОК)

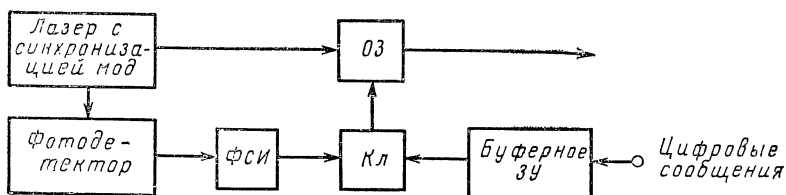


Рис. 71. Схема лазерного передатчика для высокоскоростной КИМ:

ФСИ — формирователь синхрипульсов

без изменения поляризации и не проходит на выход схемы, если поляризатор пропускает горизонтально-поляризованное колебание. При подаче напряжения на электрооптический кристалл вектор поляризации поворачивается и на выход схемы проходит колебание, интенсивность которого пропорциональна проекции вектора поляризации на горизонтальную ось.

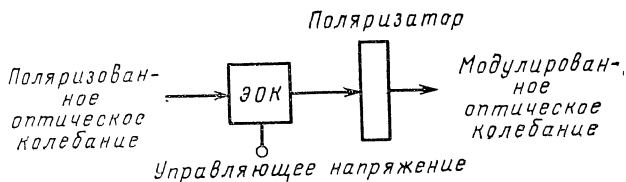


Рис. 72. Электрооптический модулятор

Другим важным типом лазерного передатчика для систем с прямым детектированием сигнала является лазер с модуляцией добротности. Такой передатчик может быть использован при методах ПИМ—АМ и КИМ—АМ в системах передачи информации с относительно низкой скоростью передачи информации. Схема такого твердотельного передатчика представлена на рис. 73. Аналогично может быть построен лазерный передатчик и на газовом лазере. Работа передатчика происходит следующим образом. В отсутствие импульса на входе оптический затвор блокирует оптические колебания в оптическом резонаторе, разрывая цепь положительной обратной связи. После появления импульса ПИМ или КИМ включается импульсное устройство

накачки лазера, возбуждая активное вещество лазерного стержня. После окончания процесса возбуждения, на что требуется некоторое время, появляется импульс на выходе устройства задержки импульса (ЗИ) и оптический затвор просветляется, замыкая цепь положительной обратной связи в лазере. В результате возникает гигантский импульс, который выводится из оптического резонатора. В таком передатчике частота следования импульсов ограничивается параметрами устройства накачки, временем возбуждения активного материала лазера и обычно не превышает нескольких десятков килогерц. Однако

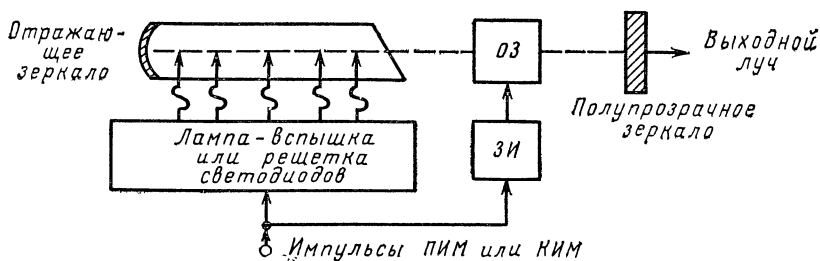


Рис. 73. Схема лазерного передатчика с модуляцией добротности

ожидается [37], что в перспективном импульсном газовом лазере на парах меди может быть получена частота следования импульсов до 100 кГц.

Одним из элементов лазерного передатчика, который создает наибольшие трудности, является модулятор. Электрооптический кристалл модулятора представляет собой некоторую емкость, которая ограни-

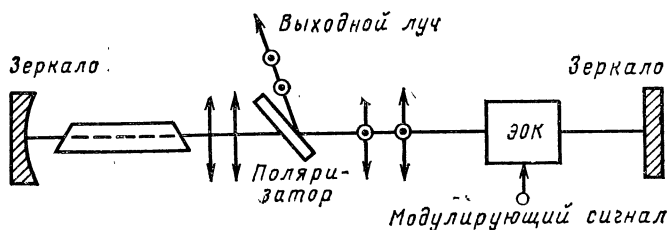


Рис. 74. Структурная схема передатчика с внутренней модуляцией

чивает полосу модулирующих частот и при внешней модуляции оптического колебания требует большой мощности источника модулирующего сигнала при высоких частотах следования импульсов. Мощность, потребляемая модулятором, может быть существенно снижена, если перейти к внутренней модуляции лазера. Такие модуляторы разработаны для систем с гетеродинным приемником.

На рис. 74 представлена схема передатчика с внутренней модуляцией. В отсутствие модулирующего сигнала в оптическом резонаторе циркулирует, как это условно показано на рис. 74, колебание с верти-

кальной поляризацией, поскольку поляризатор свободно пропускает вертикально поляризованное колебание вдоль оси оптического резонатора. Оптическое колебание на выходе передатчика отсутствует. При подаче модулирующего напряжения одной полярности вектор поляризации поворачивается и появляется горизонтально-поляризованная составляющая вектора поляризации, что на рис. 74 условно показано в виде кружочка с точкой внутри. Эта горизонтально-поляризованная составляющая отражается от грани поляризатора, которая наклонена на угол Брюстера для горизонтально-поляризованной составляющей, и выводится из оптического резонатора. Если на модулятор подать напряжение другой полярности, вектор поляризации повернется в другую сторону и горизонтальная составляющая вектора поляризации будет иметь противоположную фазу по сравнению с ранее рассмотренным случаем.

Таким образом, подавая биполярные импульсы на электрооптический кристалл (ЭОК), мы получим выходное фазоманипулированное оптическое колебание. При подаче произвольного биполярного сигнала на электрооптический кристалл на выходе передатчика будем иметь амплитудно-модулированный оптический сигнал с подавленной несущей. Экономичность такого модулятора определяется тем обстоятельством, что в любом лазере мощность, циркулирующая в оптическом резонаторе, во много раз больше выходной мощности лазера. Поэтому вектор поляризации оптического колебания в электрооптическом кристалле необходимо повернуть на очень малый угол, чтобы получить заданную выходную мощность передатчика. В то же время при внешней модуляции вектор поляризации необходимо поворачивать в электрооптическом кристалле до 90° , чтобы получить 100%-ную модуляцию по амплитуде, что требует во много раз больше мощности модулирующего сигнала.

Приемные устройства. Рассмотрим лазерные системы с прямым детектированием сигнала. Существуют два основных типа фотодетекторов, имеющих внутреннее усиление, которое необходимо для подавления теплового шума приемника: это ФЭУ и лавинные фотодиоды. Эти приборы работают в видимом и ближнем инфракрасном участках спектра. Если фотон частоты f падает на фотокатод ФЭУ, энергия кванта преобразуется в кинетическую энергию фотоэлектрона. Кинетическая энергия электрона позволяет ему покинуть поверхность фотокатода с энергией $E = hf - q\phi_0$, где $q\phi_0$ — энергия, необходимая электрону, чтобы преодолеть связывающие силы фотокатода; величина $q\phi_0$ есть работа выхода материала фотокатода. Электрон оставляет фотокатод, если $E \geq 0$ или $hf \geq q\phi_0$. На частотах, при которых $hf < q\phi_0$, фотон не может выбить фотоэлектрон. Длина волны, которая соответствует уравнению $hf = q\phi_0$, равна $\lambda_0 = hc/q\phi_0 = 1,24/\phi_0$, где c — скорость света. Для различных материалов фотокатода $\lambda_0 = 0,6 \div 1,2$ мкм. На более длинных волнах ФЭУ не работают.

Из приведенных выше соотношений следует, что ФЭУ должны работать более эффективно на более коротких волнах. Действительно, если в видимом диапазоне длин волн квантовая эффективность фотокатодов достигает $\eta = 0,2 \div 0,3$, то в ближнем инфракрасном диапазо-

не квантовая эффективность фотокатода является весьма низкой. Так, при $\lambda = 1,06$ мкм имеем $\eta = 0,008 \div 0,01$.

Промышленные образцы ФЭУ имеют внутреннее усиление порядка $10^5 - 10^7$ и пропускают полосу частот порядка 100 МГц. Полоса частот ФЭУ ограничивается разбросом времени пролета фотоэлектронов. Динамические ФЭУ со скрещенными полями уменьшают разброс времени пролета фотоэлектронов и обеспечивают полосу частот порядка 4 ГГц и более [35].

Если полоса пропускания ФЭУ значительно превышает ширину спектра импульсов, модулирующих лазер, то каждый фотоэлектрон, выбитый с фотокатода, превращается на выходе ФЭУ в отдельную пач-

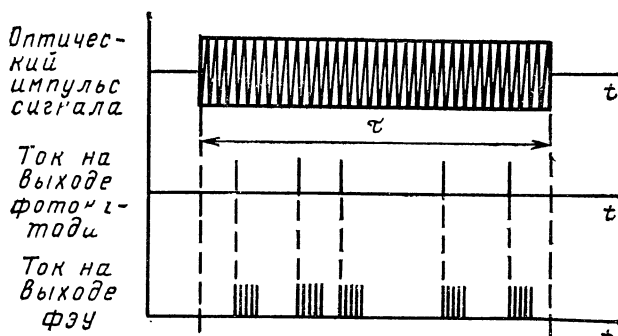


Рис. 75. Импульсы тока на выходе ФЭУ в режиме счета фотонов

ку импульсов тока, как это условно показано на рис. 75. После усиления можно подсчитать число таких пачек за время длительности импульса сигнала τ и принять решение о наличии или отсутствии импульса сигнала в приемнике. Такой метод приема сигнала называется методом счета числа фотонов. Так как под сигналом мы понимаем среднее число фотоэлектронов на выходе фотокатода за время длительности импульса сигнала, то метод счета фотонов реализует согласованную фильтрацию импульсов сигнала в приемнике и обеспечивает наибольшую вероятность их правильного приема.

Лавинные фотодиоды работают на внутреннем фотоэффекте и обладают высокой квантовой эффективностью, однако внутренний коэффициент усиления этих приборов мал. Так, на длине волны 1,06 мкм (длина волны Nd : ИАГ лазера) лавинные фотодиоды при полосе частот порядка 1 ГГц имеют коэффициент усиления всего порядка 100, что недостаточно для подавления тепловых шумов приемника.

На волнах длиннее 1,2 мкм отсутствуют фотодетекторы с внутренним усилением, что приводит к неэффективности лазерных систем с прямым детектированием сигнала в инфракрасном диапазоне длин волн. Наиболее эффективно системы с прямым детектированием сигнала могут работать в видимом диапазоне длин волн, где имеются ФЭУ с высокой квантовой эффективностью.

Рассмотрим гетеродинные приемные устройства. Процесс фотосмещения оптического сигнала и колебаний лазерного гетеродина иллюстрируется на рис. 76. Будем предполагать, что после полупрозрачного зеркала лучи сигнала и лазерного гетеродина (ЛГ) являются параллельными и фотодетектор не имеет внутреннего усиления.

Обозначим $u_c(t) = U_c \cos \omega_c t$ амплитуду электрического поля сигнала на поверхности фотодетектора; аналогично для гетеродинного

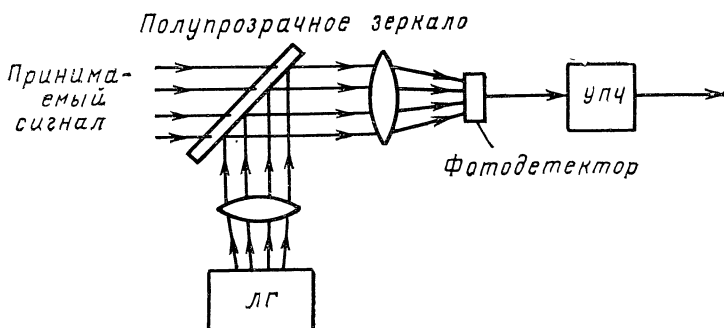


Рис. 76. Процесс фотосмещения в гетеродинном приемнике

колебания запишем $u_0(t) = U_0 \cos \omega_0 t$. Квадрат амплитуды суммарного электрического поля на поверхности фотодетектора равен:

$$[u_c(t) + u_0(t)]^2 = \frac{U_c^2}{2} + \frac{U_0^2}{2} + U_0 U_c \cos(\omega_0 - \omega_c) t; \quad \omega_0 - \omega_c \ll \omega_0.$$

Для оптической мощности, падающей на фотодетектор, можно записать аналогичное выражение

$$P(t) = P_c + P_0 + 2(P_0 P_c)^{1/2} \cos(\omega_0 - \omega_c) t.$$

Этой оптической мощности соответствуют два потока фотоэлектронов: регулярный поток $\bar{n}(t) = \eta P(t)/\hbar f$ и квантовый шум с дисперсией $\bar{n}(t)$. Регулярный поток фотоэлектронов создаст ток на выходе фотодетектора:

$$i(t) = q\bar{n}(t) = \frac{q\eta}{\hbar f} [P_c + P_0 + 2(P_0 P_c)^{1/2} \cos(\omega_0 - \omega_c) t].$$

Ток на промежуточной частоте, являющийся полезным сигналом, запишем в следующем виде:

$$i_c(t) = \frac{2q\eta}{\hbar f} (P_0 P_c)^{1/2} \cos(\omega_0 - \omega_c) t = 2q\eta \left(\frac{P_0}{P_c} \right)^{1/2} \frac{P_c}{\hbar f} \cos(\omega_0 - \omega_c) t = 2 \left(\frac{P_0}{P_c} \right)^{1/2} q\eta \bar{n}_c \cos(\omega_0 - \omega_c) t = I \cos(\omega_0 - \omega_c) t,$$

где $\bar{n}_c = P_c/\hbar f$.

Эффективное значение тока промежуточной частоты

$$I/\sqrt{2} = (2P_0/P_c)^{1/2} q \eta \bar{n}_c.$$

Напомним, что для системы с прямым детектированием сигнала ток на выходе фотодетектора (без внутреннего усиления) $i_c = q\eta\bar{n}_c$. Тогда для гетеродинного приемника величина $(2P_0/P_c)^{1/2}$ может рассматриваться как внутренний коэффициент усиления фотодетектора при фотосмещении. Следовательно, тепловой шум приемника может быть подавлен, если этот коэффициент усиления будет достаточно большим.

Рассмотрим отношение сигнал-шум в гетеродинном приемнике. Мощность сигнала на выходе фотодетектора на сопротивлении нагрузки R будет

$$P_{c\text{ пч}} = I^2 R/2 = 2q^2 \eta^2 (P_0/P_c) P_c^2 R/(\hbar f)^2.$$

Спектральная плотность квантового шума на выходе фотодетектора определяется выражением (25) при $k = 1$:

$$N_0(t) = 2q^2 \eta \frac{P(t)}{\hbar f} R = \frac{2q^2 \eta R}{\hbar f} [P_c + P_0 + 2(P_0 P_c)^{1/2} \times \\ \times \cos(\omega_0 - \omega_c) t].$$

Усредняя это выражение за период промежуточной частоты, получим окончательно, что спектральная плотность квантового шума на выходе фотосмесителя

$$N_0 = \overline{N_0(t)} = 2q^2 \eta \left(\frac{P_c + P_0}{\hbar f} \right) R. \quad (27)$$

Отношение сигнал-шум в полосе Δf усилителя промежуточной частоты будет

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{пч}} = \frac{P_{c\text{ пч}}}{N_0 \Delta f} = \eta \frac{P_c}{\hbar f \Delta f} \left(\frac{P_0}{P_0 + P_c} \right),$$

и при $P_0 \gg P_c$ $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{пч}} = \eta P_c/\hbar f \Delta f$. Сравним отношения сигнал-шум для систем с прямым детектированием сигнала и гетеродинным приемником. Для этого необходимо рассматривать видеовыход гетеродинного приемника. Будем считать, что в гетеродинном приемнике после усилителя промежуточной частоты включен синхронный детектор. Примем, что синхронный детектор представляет собой идеальный перемножитель с опорным сигналом $U_{\text{оп}} \sin(\omega_0 - \omega_c)t = U_{\text{оп}} \sin \omega_{\text{пч}}t$. Если на входе синхронного детектора действует колебание $U_i \sin \omega_i t$, то выход синхронного детектора есть

$$U_i \sin \omega_i t U_{\text{оп}} \sin \omega_{\text{пч}} t = 0,5 U_{\text{оп}} U_i \cos(\omega_{\text{оп}} - \omega_i) t.$$

Положим, $0,5 U_{\text{оп}} = 1$. Тогда следует считать, что синхронный детектор просто переносит спектр колебаний промежуточной частоты в область видеочастот с коэффициентом передачи, равным единице. Если на входе синхронного детектора действует импульс сигнала или синусоидальное колебание $U \sin \omega_{\text{оп}} t$ и шум со спектральной плотностью

N_0 , то на выходе синхронного детектора сигнал будет иметь амплитуду U и мощность на единичном сопротивлении U^2 , а спектральная плотность шума удвоится и станет равной $2N_0$, так как одну и ту же частоту биений между опорным сигналом и шумом создают две компоненты шума, отстоящие слева и справа от частоты опорного сигнала на одном и том же расстоянии. Тогда в видеополосе ΔF отношение сигнал-шум

$$(P_c/P_{ш})_{\text{вых}} = U^2/2N_0 \Delta F.$$

Если $\Delta F = \Delta f/2$, где Δf — полоса приемника по ПЧ, и так как отношение сигнал-шум в тракте ПЧ есть

$$(P_c/P_{ш})_{\text{пч}} = (U^2/2)/N_0 \Delta f,$$

то для синхронного детектора получаем известное соотношение

$$(P_c/P_{ш})_{\text{вых}} = 2 (P_c/P_{ш})_{\text{пч}}$$

и получаем окончательное выражение для видеовыхода гетеродинного приемника:

$$\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\text{вых}} = \eta \frac{2P_c}{h f \Delta f} = \eta \frac{P_c}{h f \Delta F}.$$

Это отношение в два раза больше, чем для приемника с прямым детектированием сигнала. Однако заметим, что сравнение помехоустойчивости систем с прямым детектированием сигнала и гетеродинным приемником нужно проводить для конкретных методов модуляции и кодирования, так как в системе с прямым детектированием сигнала квантовый шум в паузах между импульсами отсутствует, а в гетеродинном приемнике он присутствует все время. В соответствии с выражением (27) (считая $P_0 \gg P_c$) квантовый шум создается гетеродином приемника. Подчеркнем некоторые преимущества систем с гетеродинным приемником. В инфракрасном диапазоне длин волн отсутствуют фотодетекторы с внутренним усилением, что делает системы с прямым детектированием сигнала малоэффективными. Гетеродинный приемник создает большое эквивалентное внутреннее усиление при фотосмещении, что позволяет подавить тепловые шумы и получить чувствительность приемника, определяемую квантовыми шумами. Далее, фон для гетеродинного приемника практически не имеет значения, так как фильтруется узкополосным трактом ПЧ. Этот тракт имеет во много раз более узкую полосу по сравнению с полосами оптических фильтров приемников с прямым детектированием сигнала.

Рассмотрим еще одну особенность оптического гетеродинного приемника, связанную с тем, что размеры поверхности фотосмесителя много больше длины волны оптических колебаний. Для эффективной работы фотосмесителя волновые фронты сигнала и гетеродина на поверхности фотодетектора должны быть параллельны. Пусть волновой фронт колебаний гетеродина параллелен поверхности фотодетектора, которая представляет собой квадрат размером $l \times l$. Предположим, что в одной плоскости волновой фронт колебаний сигнала наклонен под малым углом θ к фронту гетеродинного колебания. Тогда за счет

разности хода лучей сигнала $l \sin \theta$ на элементарных площадках фотодетектора, удаленных на расстояние l , возникает разность фаз между колебаниями сигнала на этих площадках $\varphi = (2\pi l/\lambda) \sin \theta$. Токи промежуточной частоты, снимаемые с этих элементарных площадок, также будут иметь разность фаз φ . Если $\varphi = \pi$, то эти токи будут компенсировать друг друга, уменьшая эффективность гетеродинного приема. Угол θ_0 , при котором $\varphi = \pi$, определяется из уравнения

$$\sin \theta_0 \approx \theta_0 = \lambda/2l.$$

Таким образом, фотосмеситель создает пространственную избирательность принимаемых сигналов. Ширина такой диаграммы направленности фотосмесителя примерно равна $\pm \theta_0$ или просто λ/l .

Существование пространственной избирательности фотосмесителя является недостатком, поскольку не позволяет получить широкую диаграмму направленности приемного устройства, которую желательно иметь для ускорения взаимного поиска и наведения передающих и приемных антенн. Чувствительность фотосмесителя к искажению волнового фронта сигнала приводит к еще одному недостатку — необходимости ограничения апертуры приемной антенны при работе лазерной линии связи в атмосфере. Турбулентность атмосферы создает флуктуации разности фаз между элементарными площадками на апертуре антенны. Дисперсия разности фаз тем больше, чем на большем расстоянии друг от друга находятся площадки. Разность фаз оптических колебаний создает разность фаз токов промежуточной частоты, которые обусловлены этими элементарными площадками апертуры приемной антенны, приводя к взаимной компенсации этих токов при разности фаз, близкой к π .

Оптические антенны. Рассмотрим передающие антенны. Ширина диаграммы направленности передающих антенн обычно определяется дифракционным пределом. Для круглой апертуры расстояние между двумя первыми нулями диаграммы направленности называется шириной диска Айри и равно $\theta_d = 2,44\lambda/d$, где d — диаметр апертуры. Ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности $\theta_0 = 1,03\lambda/d \approx \lambda/d$. Это — хорошо известное выражение из радиотехники. Другие соотношения также эквивалентны известным соотношениям из радиотехники. В частности, для круглой апертуры предельный коэффициент усиления антенны равен

$$G_{\text{пер}} = 4\pi S/\lambda^2 = (\pi/\theta_0)^2,$$

где S — площадь раскрыва антенны; $\theta_0 = \lambda/d$.

Для получения ширины диаграммы направленности, ограниченной дифракционным пределом, необходимо поверхности антенн выполнять с точностью до долей длины волны. Это существенно ограничивает размеры оптических антенн. На рис. 77 показаны линзовая и отражательная передающие антенны. Недостатком линзовой антенны является ее большой вес, недостатком отражательной антенны — затенение вторичного зеркала первичным. При малых апертурах используются линзовые антенны, при больших — отражательные. Так как интенсивность пучка лазера в его сечении неравномерна и обычно

описывается гауссовской кривой, соответственно не достигается предельное усиление антенны.

Рассмотрим приемные антенны. Точность обработки поверхности антенны для гетеродинного приемника должна быть высокой. В системах с прямым детектированием сигнала ширина диаграммы направленности приемного устройства, называемая углом зрения приемника, определяется размером фоточувствительной площадки фотодетектора. Пусть диаметр фотодетектора есть d_{ϕ} и свет сфокусирован на фотодетекторе.

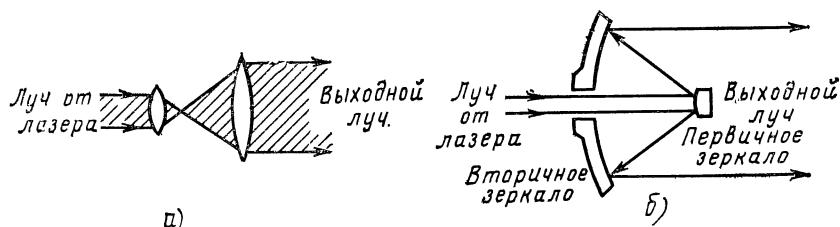


Рис. 77. Передающие оптические антенны линзового (а) и отражательного (б) типа

текторе в пятно минимальных размеров, определяемое диффракционным пределом, так что диаметр пятна есть $d_{\text{д}}$. Тогда ясно, что при $d_{\phi} \gg d_{\text{д}}$ угол зрения приемника

$$\theta_{\text{пр}} = (\lambda/d) (d_{\phi}/d_{\text{д}}),$$

где d — диаметр апертуры приемной антенны.

Поскольку обычно $d_{\phi} \gg d_{\text{д}}$, то к приемной антенне не предъявляются высоких требований по точности изготовления. Поэтому в системах с прямым детектированием сигнала реализуемы очень большие апертуры приемных антенн. Например, в работе [35] описана наземная приемная антенна диаметром 10 м. Такая антенна весьма эффективна для систем связи дальнего космоса.

Подсистема взаимного наведения передающих и приемных антенн является одной из наиболее сложных в лазерной линии связи. Рассмотрим ее особенности на примере космической линии связи «ИСЗ—ИСЗ» или «ИСЗ—Земля». В такой линии связи передающие и приемные антенны предварительно наводятся друг на друга по программе с максимально возможной точностью. Эта точность зависит:

1) от точности знания положения ИСЗ в пространстве в любой момент времени, которая определяется точностью, обеспечиваемой радиотехническими системами слежения наземного командно-измерительного комплекса;

2) от точности стабилизации гироскопической платформы, на которой установлены оптические антенны.

Угловая неопределенность положения ИСЗ в пространстве может быть порядка $0,1^\circ$, а угловая ошибка положения гироскопической платформы $0,1$ — 1° (1700—17000 мкрад). В то же время рабочая ширина диаграммы направленности лазерного передатчика может составлять 5 мкрад $\approx 1''$ (при $\lambda = 0,5$ мкм, $d \approx 10$ — 20 см). Таким образом, ши-

рина диаграммы направленности передающих (и приемных) антенн составляет малую долю общей угловой неопределенности, в которой необходимо осуществлять взаимное наведение передающих и приемных антенн. Наведение со столь высокой точностью (единицы микроградан) возможно только с использованием лазерных маяков. Так, для линии связи «низкоорбитальный КА — стационарный ИСЗ» для приемника системы наведения, установленного на стационарном ИСЗ, в качестве маяка может применяться лазерный передатчик низкоорбитального КА, а для наведения передатчика низкоорбитального КА на приемник стационарного ИСЗ необходимо установить дополнительные лазерный маяк на стационарном ИСЗ и приемник на низкоорбитальном КА.

Процесс взаимного наведения передающих и приемных антенн осуществляется в два этапа. Приемники на обоих концах линии связи начинают вести пространственный поиск лазерных маяков. После обнаружения сигналов от маяков и определения в результате этого угловых координат ИСЗ, узкие лучи от лазерного передатчика и маяка нацеливаются на соответствующие ИСЗ (обычно в упрежденную точку, так как за время распространения сигнала от маяка до приемника и обратно, взаимные угловые координаты ИСЗ изменяются на величину, значительно большую ширины луча лазерного передатчика). После этого начинается процесс взаимного слежения лазерных маяков и линия связи готова к передаче информации.

Лазерный маяк должен освещать всю область угловой неопределенности ($0,1—1^\circ$) положения приемника. Маяк может работать в непрерывном или импульсном режиме, а также использовать широкий луч, охватывающий всю область угловой неопределенности, либо сканируя область неопределенности узким лучом. В любом случае приемник будет получать одну и ту же энергию в единицу времени. Поэтому режим работы маяка может быть любым. Однако для системы с прямым детектированием сигнала для подавления фона выгодно использовать работу маяка в режиме максимально коротких импульсов с минимальной частотой следования импульсов. В этом случае при заданной средней мощности лазера достигается максимальная мощность в импульсе, что необходимо для подавления фона. Уменьшение частоты следования импульсов ограничивается динамикой угловых флуктуаций гироскопов, на которой устанавливаются оптические антенны [49].

Рассмотрим возможные режимы работы приемного устройства при поиске излучения лазерного маяка. В системах с гетеродинным приемником жесткие требования на искажения волнового фронта сигнала, накладываемые процессом фотосмещения, приводят к тому, что угол зрения приемника оказывается близок к дифракционному пределу и не может быть увеличен. В этом случае применяется метод растрового сканирования узким лучом всей области угловой неопределенности.

Для систем с прямым детектированием сигнала возможны более эффективные методы поиска сигнала лазерного маяка. Остановимся на многоэтапных методах обнаружения лазерного маяка [48]. Для наглядности рассмотрим режим работы маяка с широким лучом, охва-

тывающим всю область угловой неопределенности положения приемника. Пусть Δt есть время, необходимое для обнаружения сигнала маяка в приемнике, когда маяк попадает в поле зрения приемника. Это время равно периоду повторения импульсов лазерного маяка, если маяк работает в импульсном режиме и для его обнаружения в приемнике достаточно одного импульса. Будем также считать, что фоном можно пренебречь (реальная картина на низкоорбитальном КА и лазерном маяке на стационарном ИСЗ). Обозначим рабочий угол зрения приемника в режиме приема информации Δ . Этот угол является минимальным. Если полный угол неопределенности положения маяка θ_m , то вся область неопределенности есть поле из $n \times n$ угловых ячеек, где $n = \theta_m / \Delta$. Пренебрежем динамикой угловых флуктуаций гироскопов. Тогда для простого растрового сканирования или одноэтапного поиска максимальное время поиска сигнала маяка, очевидно, равно $T_n = \Delta t n^2$.

Рассмотрим двухэтапный метод поиска. Увеличим угол зрения приемника до $m\Delta$ и осуществим вначале растровое сканирование поля $n\Delta \times n\Delta$ широким лучом $m\Delta$, а после обнаружения сигнала — сканирование поля $m\Delta \times m\Delta$ узким лучом Δ . Время поиска в этом случае

$$T_n = \Delta t (n^2/m^2 + m^2).$$

Оптимальное значение $m = \sqrt{n}$ и имеем $T_n = \Delta t 2n$, что уже существенно меньше времени поиска при простом растровом сканировании. При k -этапном поиске последовательно просматриваются поля размером $n^{2/k}$ ячеек, что в результате дает время поиска $T_n = \Delta t k n^{2/k}$. При $n^{2/k} = 2$ число шагов $k = \log_2 n^2$ равно энтропии области неопределенности при равновероятном положении маяка в любой угловой ячейке. В этом случае $T_n = \Delta t 2 \log_2 n^2$ и система поиска оптимальна.

В системах с прямым детектированием сигнала возможно дальнейшее улучшение системы поиска при многоэтапных методах, если дополнительно после каждого этапа уменьшать ширину диаграммы направленности маяка в соответствии с информацией об угловой неопределенности, получаемой в приемнике на каждом этапе.

3.3. Помехоустойчивость лазерных систем связи

Требуемая необходимая мощность лазерного передатчика может быть существенно снижена правильным выбором методов модуляции и кодирования. Поэтому выбор метода модуляции имеет важное значение. Для систем с гетеродинным приемником методика анализа помехоустойчивости лазерных линий связи не отличается от соответствующей методики для радиотелевизионных линий. Поэтому в данном параграфе рассмотрим методику анализа помехоустойчивости лазерных систем связи с прямым детектированием сигнала.

Будем рассматривать передачу аналоговых сообщений по лазерной линии связи при аналоговых и цифровых методах модуляции. Предположим, что точность восстановления аналогового сообщения в

приемнике характеризуется среднеквадратической ошибкой. Аналоговое сообщение представим стационарным случайным процессом с пик-фактором, равным четырем, и спектром мощности, показанным на рис. 78. Обозначим энергетическую ширину спектра мощности через ΔF . В дальнейшем будем предполагать, что канал связи должен обеспечить передачу спектра сообщения от нуля до некоторой максимальной частоты F_{\max} , которая выбирается исходя из допустимой динамической ошибки восстановления сообщения [46]. Отношение $F_{\max}/\Delta F$ характеризует форму спектра мощности, т. е. скорость убывания спектра с частотой. Для сообщений с экспоненциальной корреляционной функцией величина

$F_{\max}/\Delta F$ может достигать нескольких сотен или даже тысяч, что зависит от допустимой динамической ошибки [46]. Будем считать, что выбором величины F_{\max} определяется динамическая ошибка системы, которую положим одинаковой для всех методов модуляции при их сравнении. Тогда все методы модуляции могут быть сравнены по пороговому сигналу, т. е. по необходимой минимальной мощности

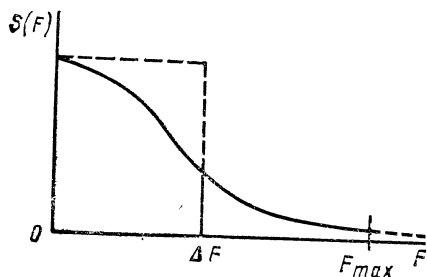


Рис. 78. Спектр мощности аналогового сообщения

оптического сигнала на входе фотодетектора для достижения заданного отношения сигнал-шум (заданной среднеквадратической ошибки) на выходе линии связи. Анализ методов модуляции будем проводить при учете только квантового шума.

Амплитудная модуляция несущей. Амплитуда сигнала на выходе фотодетектора пропорциональна мощности принимаемого сигнала. Тогда на передающем конце лазерной линии связи пропорционально величине модулирующего сообщения должна меняться мощность (интенсивность) несущей для неискаженного воспроизведения сообщения на выходе приемника. Модуляцию несущей по интенсивности отнесем к амплитудным методам модуляции и традиционно обозначим АМ.

Будем считать, что оптическая несущая модулирована по мощности симметрично относительно некоторой средней мощности. Мощность квантового шума на выходе фотокатода в полосе частот от нуля до $F_{\max} = 1/2T$ (где T — интервал времени, определяемый теоремой Котельникова) равна $P_{\text{ш}} = \eta n_c T$. Мощность сигнала на выходе фотокатода можно записать как $P_{\text{с вых}} = (\eta m n_c T)^2$, где m — эффективная глубина модуляции несущей. Так как по определению пик-фактор есть отношение пикового значения сигнала к его эффективному значению, то m есть величина, обратная пик-фактору аналогового сообщения ($m \approx 0,25$). Тогда отношение мощностей сигнал-шум на выходе приемника

$$(P_{\text{с}}/P_{\text{ш}})_{\text{вых}} = \eta m^2 \bar{n}_c T = \eta m^2 \bar{n}_c / 2F_{\max}.$$

Подставляя $\bar{n}_c = P_{AM} / \hbar f$, где P_{AM} — средняя мощность оптического сигнала на входе фотодетектора, получим выражение для порогового сигнала

$$P_{AM} = \frac{2\hbar f F_{\max}}{\eta m^2} \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}_{\text{вых}} \right).$$

В частности, для $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых}} = 10^3$ (среднеквадратическая ошибка порядка 3%), что характерно при передаче изображений и $m=0,25$, получим

$$P_{AM} = (3,2 \cdot 10^4 / \eta) \hbar f F_{\max}.$$

Метод ЧМ—АМ. Поднесущее колебание может быть промодулировано по амплитуде, частоте или фазе. Амплитудная модуляция поднесущей приводит к низкой помехоустойчивости и здесь не рассматривается. Фазовая модуляция может рассматриваться как частотная, если аналоговое сообщение пропускается через НЧ фильтр с подъемом верхних частот перед фазовым модулятором. Таким образом, частотная модуляция при различных спектрах модулирующего колебания включает в себя и фазовую модуляцию. Поэтому будем рассматривать только частотную модуляцию. При методе модуляции ЧМ—АМ передатчик излучает оптическую несущую, модулированную по интенсивности СВЧ поднесущей, которая в свою очередь модулирована аналоговым сообщением по частоте с индексом модуляции D . Индекс модуляции D равен отношению максимальной девиации частоты к максимальной частоте спектра сообщения F_{\max} . Мощность сигнала на выходе фотокатода в полосе Δf полосового усилителя поднесущей частоты (см. рис. 69) равна:

$$P_{\text{сш}} = 0,5 (\eta m_A \bar{n}_c T_1)^2 = \frac{(\eta m_A \bar{n}_c)^2}{2 (\Delta f)^2},$$

где m_A — коэффициент модуляции оптической несущей по интенсивности; $T_1 = 1/\Delta f$. Аналогично, мощность шума $\eta \bar{n}_c T_1 = \eta \bar{n}_c / \Delta f$ и отношение мощностей сигнал-шум на выходе усилителя поднесущей частоты

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{п}} = \frac{\eta m_A^2 \bar{n}_c}{2 \Delta f} = \frac{\eta m_A^2 \bar{n}_c}{4 D F_{\max}} = \frac{\eta m_A^2}{4 D} \frac{P_{\text{ЧМ—АМ}}}{\hbar f F_{\max}},$$

где было принято, что при $D \gg 1$, $\Delta f \approx 2 D F_{\max}$, $\bar{n}_c = P_{\text{ЧМ—АМ}} / \hbar f$. Отсюда

$$P_{\text{ЧМ—АМ}} = \frac{4 D}{\eta m_A^2} \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{п}} \hbar f F_{\max}. \quad (28)$$

Теперь можно воспользоваться известными результатами, связывающими отношения сигнал-шум на входе и выходе ЧМ приемника.

Обозначим амплитуду сигнала поднесущей частоты и спектральную плотность шумов на выходе усилителя поднесущей частоты соответственно через $U_{\text{сш}}$ и $N_{\text{оп}}$. Считая коэффициент передачи частотно-го детектора равным единице, получим, что мощность полезного сиг-

нала на выходе частотного детектора будет равна $P_{\text{с вых}} = (mF_{\text{max}}D)^2$. Мощность нормальных шумов на выходе частотного детектора в полосе от нуля до F_{max} равна [46]

$$P_{\text{ш вых}} = \frac{2N_{\text{оп}} F_{\text{max}}^3}{3U_{\text{сп}}^2} = \frac{N_{\text{оп}} F_{\text{max}}^3}{3P_{\text{сп}}},$$

где $P_{\text{сп}} = U_{\text{сп}}^2/2$ — мощность сигнала поднесущей частоты на выходе усилителя поднесущей частоты. Отношение сигнал-шум на выходе частотного детектора в полосе от нуля до F_{max} будет

$$\begin{aligned} \left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вых}} &= \frac{P_{\text{с вых}}}{P_{\text{ш вых}}} = 3m^2 D^2 \frac{P_{\text{сп}}}{N_{\text{оп}} F_{\text{max}}} = \\ &= 6m^2 D^3 \frac{P_{\text{сп}}}{N_{\text{оп}} 2F_{\text{max}} D} = 6m^2 D^3 \left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{п}}. \end{aligned}$$

Минимальная необходимая мощность сигнала достигается, когда требуемое выходное отношение сигнал-шум совпадает с «порогом улучшения» при ЧМ, который достигается при $(P_{\text{с}}/P_{\text{ш}})_{\text{п}} \approx 10$ [46]. Тогда $(P_{\text{с}}/P_{\text{ш}})_{\text{вых}} = 60m^2 D^3$. Отсюда оптимальный индекс частотной модуляции

$$D = [(P_{\text{с}}/P_{\text{ш}})_{\text{вых}}/60m^2]^{1/3}.$$

Используя эти выражения и формулу (28), окончательно получим

$$P_{\text{ЧМ-АМ}} = \frac{10,2}{\eta m^{2/3} m_{\text{А}}^2} \left(\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вых}}^{1/3} \hbar f F_{\text{max}}.$$

В частности, при требуемом $(P_{\text{с}}/P_{\text{ш}})_{\text{вых}} = 10^3$, $m = 0,25$, $m_{\text{А}} = 1$ получим $P_{\text{ЧМ-АМ}} = (256/\eta) \hbar f F_{\text{max}}$. Эта величина требуемой оптической мощности сигнала более чем в 100 раз меньше, чем для метода АМ.

Пороговый сигнал при ЧМ—АМ можно еще снизить, используя «следающие фильтры» в канале поднесущей частоты или, что более эффективно [47], предсказание спектра аналогового сообщения на передающем конце лазерной линии связи.

Метод модуляции КИМ—АМ. Если в системе преобладает квантовый шум, наиболее эффективными оказываются методы модуляции, использующие пассивную паузу. В дальнейшем будем учитывать только квантовые шумы.

Будем считать, что аналоговое сообщение с помощью преобразователя «аналог—цифра» преобразуется в последовательность информационных символов длительностью τ_0 . По оптической линии связи символ «1» передается излучением импульса длительностью τ в начале интервала τ_0 , при передаче символа «0» излучение передатчика отсутствует; символы «1» и «0» — равновероятны, т. е. $P(1) = P(0) = 1/2$. В приемнике принимается решение о приеме символа «1», если на выходе фотокатода имеется хотя бы один фотоэлектрон в интервале τ , символ «0» принимается всегда правильно. Тогда вероятность ошибки

p на бит сообщения будет равна вероятности необнаружения импульса сигнала. Для пуассоновской статистики фотоэлектронов получим

$$p = P(1) \exp(-\eta \bar{n}_c \tau) = 0,5 \exp(-h^2),$$

где $h^2 = \eta \bar{n}_c \tau$ — среднее число фотоэлектронов на выходе фотокатода за время длительности импульса τ . Так, при $h^2 = 10$ имеем $p = 2 \cdot 10^{-5}$. Обозначая $\bar{n}_c = P_{\text{КИМ-АМ}}/h f$, получим, что требуемая оптическая мощность импульса сигнала на входе фотодетектора равна

$$P_{\text{КИМ-АМ}} = \frac{[-\ln(2p)] h f}{\eta \tau}.$$

Обозначим скважность импульсов как $q_v = \tau_0/\tau$. Тогда требуемая средняя мощность оптического сигнала на входе фотодетектора будет равна

$$\bar{P}_{\text{КИМ-АМ}} = \frac{P_{\text{КИМ-АМ}}}{2q_v} = \frac{[-\ln(2p)] h f}{2\eta \tau_0}.$$

Будем считать, что аналоговые сообщения должны передаваться с относительной среднеквадратической ошибкой, нормированной относительно эффективного значения аналогового сообщения, равной ε . Для большинства плотностей вероятности аналоговых сообщений число уровней квантования сообщений по амплитуде равно $1/\varepsilon$ [46]. Отсюда число символов на выборку сообщения есть $\log_2(1/\varepsilon)$. Число информационных символов в секунду равно

$$R = 2F_{\text{max}} \log_2(1/\varepsilon).$$

Считая, что синхронизация и другие вспомогательные символы незначительно увеличивают требуемую скорость передачи сообщений, получим

$$\tau_0 = 1/R = 1/2F_{\text{max}} \log_2(1/\varepsilon).$$

Следовательно,

$$\bar{P}_{\text{КИМ-АМ}} = \frac{[\log_2(1/\varepsilon)] [-\ln(2p)]}{\eta} h f F_{\text{max}}.$$

Положим $p = 10^{-4}$. Эта вероятность увеличивает среднеквадратическую ошибку ε на 1% из-за так называемых аномальных ошибок при восстановлении в приемнике аналогового сообщения [46]. Тогда

$$\bar{P}_{\text{КИМ-АМ}} = \frac{8,5 \log_2(1/\varepsilon)}{\eta} h f F_{\text{max}}.$$

В частности, для $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых}} = 1/\varepsilon^2 = 10^3$ получим, что

$$\bar{P}_{\text{КИМ-АМ}} = (42,5/\eta) h f F_{\text{max}}.$$

Эта величина примерно в 6 раз меньше, чем для метода ЧМ—АМ, рассмотренного ранее. Однако если для метода ЧМ—АМ использовать предсказание спектра на передающем конце линии связи, то пороговые сигналы для методов ЧМ—АМ и КИМ—АМ будут примерно одинаковыми.

Позиционно-импульсная модуляция ПИМ—АМ. При этом методе k информационных символов объединяют в блок, который передается положением импульса длительностью $\tau \leq k\tau_0/2^k$ на одной из 2^k временных позиций в интервале времени $k\tau_0$. Будем считать, что в приемнике после приема импульса ПИМ генерируется соответствующий блок информационных символов. Ошибка при приеме возникает, когда импульс ПИМ не обнаруживается в приемнике; будем считать, что в этом случае в приемнике формируется блок из k случайных равновероятных символов. Вероятность неприятия импульса ПИМ равна

$$p_{\Pi} = \exp(-h^2).$$

Так как при генерировании k случайных символов $k/2$ символов будут в среднем восстановлены правильно, то вероятность ошибки на бит будет равна $p = p_{\Pi}/2 = (1/2) \exp(-h^2)$, что совпадает с соответствующим выражением для КИМ—АМ. Однако для КИМ—АМ при передаче блока из k символов требуется энергия сигнала $kh^2/2$, в то время как для ПИМ—АМ — только h^2 для достижения той же вероятности ошибки на бит сообщения. Поэтому при ПИМ—АМ требуется средняя мощность оптического сигнала на входе фотодетектора в $k/2$ раз меньшая по сравнению с КИМ—АМ. Это обуславливает высокую помехоустойчивость метода ПИМ—АМ и делает его наиболее выгодным методом передачи сообщений в лазерных системах связи, позволяющим получить минимальную мощность лазерного передатчика.

3.4. Выбор системы для космической связи

Выбор диапазона длин волн для линии связи, выбор системы с прямым детектированием сигнала или системы с гетеродинным приемником зависят от уровня развития лазерной техники (лазеров, модуляторов, приемников и пр.). Однако, прежде чем обсуждать эти проблемы, полезно оценить достоинства и недостатки системы с прямым детектированием сигнала и с гетеродинным приемником. Будем исходить из того, что помехоустойчивость обеих систем примерно одинакова. Тогда для одной и той же волны и одинакового уровня развития лазерной техники несомненные преимущества имеет система с прямым детектированием сигнала. Эти преимущества заключаются в том, что система с прямым детектированием:

- имеет существенное более простое приемное устройство;

- нечувствительна к доплеровскому сдвигу частоты, что исключает поиск сигнала по частоте в приемнике. В гетеродинном приемнике требуется поиск сигнала по частоте;

- нечувствительна к искажениям волнового фронта сигнала, возникающим в турбулентной атмосфере. В связи с этим возможны простые наземные антенны с весьма большой апертурой. В гетеродинном приемнике турбулентность атмосферы ограничивает размер приемной антенны и для увеличения площади приемной антенной системы необходимо применять антенную решетку, состоящую из малых антенн, с устройством сложения сигналов с выходов этих антенн;

имеет приемную антенну, к которой не предъявляются требования высокого оптического качества, что позволяет реализовать более легкие и дешевые бортовые антенны;

позволяет реализовать более эффективные методы взаимного наведения передающих и приемных антенн по сравнению с одноэтапным растровым сканированием в системе с гетеродинным приемником.

По-видимому, единственным принципиальным преимуществом системы с гетеродинным приемником является более эффективное подавление фона в приемнике по сравнению с системой с прямым детектированием сигнала.

Рассмотрим проблему выбора диапазонов длин волн для космической связи. Анализ показывает, что из-за больших дальностей связи требуется лазерный передатчик со средней мощностью от долей до единиц ватт. Лазеры с такой мощностью с достаточно высоким КПД имеются в трех основных диапазонах:

1) 10 мкм. Здесь имеется газовый лазер на CO_2 , работающий на длине волны 10,6 мкм, с высоким КПД, пригодный для бортовой аппаратуры. Этот лазер имеет высокую стабильность частоты и может успешно работать в системе с гетеродинным приемником. В одномодовом (одночастотном) режиме лазеры мощностью порядка 1 Вт могут иметь КПД около 10%. Ресурс работы таких лазеров может достигать 10 тыс. ч непрерывной работы и более;

2) 1 мкм. Здесь особое место занимает твердотельный лазер на итрий-алюминиевом гранате, активированный неодимом, работающий в диапазоне длин волн 1,06 мкм. Для этого лазера может быть достигнут КПД порядка 1,5—2% без учета КПД устройства накачки. Nd:ИАГ-лазер может успешно работать в бортовой аппаратуре, однако ресурс лазерного передатчика ограничивается устройством накачки. В качестве устройств накачки могут быть использованы лампы накачки, решетки светодиодов и устройства солнечной накачки. При солнечной накачке коллектор солнечной энергии через оптический фильтр фокусирует энергию накачки на лазерном стержне, обеспечивая его возбуждение. Такие устройства целесообразно использовать, в первую очередь, на стационарных ИСЗ, где процент времени затенения ИСЗ очень мал. Лампы накачки долгое время были самым уязвимым местом бортового лазерного передатчика. В настоящее время [70] калий-рубидиевые лампы обеспечивают ресурс работы около 5 тыс. ч при КПД около 10%. В итоге лазерный передатчик может иметь результирующий КПД порядка 10^{-3} . Светодиоды имеют значительно больший ресурс работы, однако в настоящее время мощности светодиодов малы и поэтому они пригодны только для сравнительно маломощных передатчиков (до 0,1 Вт);

3) 0,5 мкм. В этом диапазоне перспективен лазер Nd:ИАГ, работающий в режиме удвоения частоты ($\lambda = 0,53$ мкм — ярко-зеленый цвет). В этом режиме выходной луч лазера подается на нелинейный кристалл, удваивающий частоту лазера. КПД такого нелинейного преобразователя света может быть близок к единице. Для низкоскоростных лазерных линий связи перспективными являются импульсные газовые лазеры на парах металлов. При импульсном питании лазер

на парах меди ($\lambda = 0,5106$ и $0,5782$ мкм) в режиме модуляции добротности может иметь КПД около 5% для лазера со средней мощностью единиц ватт [37].

Рассмотрим возможности приемной техники в этих трех диапазонах длин волн: 10,6; 1,06 и 0,53 мкм. В диапазоне 10,6 мкм имеются фотодетекторы с высокой квантовой эффективностью ($\eta = 40\div 50\%$) [37], однако они требуют охлаждения до температуры 77—100 К для получения хороших шумовых характеристик. Но самое главное — эти фотодетекторы не имеют внутреннего усиления, в связи с чем их нельзя применять в системах с прямым детектированием сигнала. Поэтому в диапазоне 10,6 мкм следует использовать гетеродинный приемник.

В диапазоне 1,06 мкм для систем с прямым детектированием сигнала можно применять как ФЭУ, так и его твердотельный аналог — лавинные фотодиоды, которые с точки зрения обеспечения необходимого энергетического потенциала линии связи примерно эквивалентны. Однако, как отмечено ранее, квантовая эффективность ФЭУ на длине волны 1,06 мкм мала ($\eta \approx 0,008$), что делает этот диапазон длин волн менее предпочтительным по сравнению с диапазоном 0,53 мкм.

В диапазоне 0,53 мкм ФЭУ имеют высокую квантовую эффективность, в связи с чем его наиболее целесообразно использовать для систем с прямым детектированием сигнала.

Итак, по существу имеются две основные системы для космической связи: 1) с прямым детектированием сигнала в видимом участке длин волн и 2) с гетеродинным приемником в инфракрасном диапазоне на длине волны 10,6 мкм. Рассмотрим сравнительные достоинства и недостатки этих систем. Лазерная система связи на длине волны 10,6 мкм имеет следующие преимущества по отношению к системе видимого диапазона с прямым детектированием сигнала:

1) более низкий уровень квантового шума. Так как спектральная плотность квантового шума пропорциональна величине $\hbar f$, то на длине волны 10,6 мкм спектральная плотность квантового шума будет в 20 раз меньше спектральной плотности шумов на длине волны 0,53 мкм;

2) КПД лазерного передатчика на длине 10,6 мкм выше КПД передатчика видимого диапазона длин волн;

3) из-за меньшего уровня шума приемника и более высокого КПД передатчика в системе могут быть использованы более широкие диаграммы направленности передатчиков по сравнению с системой видимого диапазона длин волн, что упрощает систему взаимного наведения передающих и приемных антенн.

Недостатки линии связи на 10,6 мкм связаны с недостатками гетеродинного метода приема, которые обсуждались ранее.

Рассмотрим систему видимого диапазона длин волн. Увеличение квантового шума в приемнике по отношению к приемнику диапазона 10,6 мкм и более низкий КПД передатчика могут быть скомпенсированы сужением диаграммы направленности передающей антенны. Если считать, что апертуры передающих антенн одинаковы для систем на $\lambda = 0,53$ и 10,6 мкм, то передающая антенна на $\lambda = 0,53$ мкм будет иметь коэффициент усиления в 400 раз больший по сравнению с ан-

тенной на $\lambda = 10,6$ мкм. Это с запасом компенсирует разницу систем по квантовому шуму и КПД передатчиков. Более узкие лучи передающих антенн усложняют систему взаимного наведения передающих и приемных антенн, однако использование эффективных многоэтапных методов поиска позволяет существенно сократить время вхождения в связь. Напомним, что в гетеродинном приемнике возможно только простое растровое сканирование при поиске сигнала и время поиска существенно увеличивается за счет необходимости одновременного поиска сигнала по частоте.

Важным преимуществом системы видимого диапазона длин волн является возможность построения спутниковой системы связи с многостанционным доступом. В этом случае на борту ИСЗ-ретранслятора размещаются несколько (по числу линий связи) простых приемников прямого детектирования. Для систем 10,6 мкм это практически невыполнимо из-за сложности гетеродинных приемников с громоздкими устройствами охлаждения фотосмесителей.

Итак, можно сделать следующие основные выводы по выбору систем для космической связи. При существующем уровне развития техники лазерных систем связи системы с прямым детектированием сигнала в видимом диапазоне длин волн имеют несомненные преимущества: 1) для дальней космической связи «КА—Земля» через атмосферу Земли; 2) для спутниковой системы связи с многостанционным доступом. Для спутниковой системы связи, когда приемный (и передающий) луч ИСЗ-ретранслятора «перекидывается» с одного абонента на другой по программе, системы связи с высокой пропускной способностью на $\lambda = 0,53$ и 10,6 мкм имеют сравнимые характеристики при скоростях передачи информации до нескольких сотен мегабит в секунду [39, 70]. Более высокие скорости передачи трудно реализуемы в системе на 10,6 мкм, в то время как скорости передачи информации более 1 Гбит/с в видимом диапазоне могут быть просто обеспечены за счет временного уплотнения каналов.

Г Л А В А 4

Радиосистемы с широкополосными псевдошумовыми сигналами

Результаты теоретических исследований проблемы выбора структуры сигналов, выполненных В. А. Котельниковым, К. Шенноном и другими отечественными и зарубежными учеными, показали возможность использования широкополосных избыточных сигналов для передачи цифровых сообщений. Среди многих инженерных решений указанной проблемы наибольшее распространение получили цифровые радиосистемы с псевдошумовыми сигналами. Формируются псевдошумовые сигналы на основе строгих математических алгоритмов, задающих структуру генератора сигнала, форму сигнала и его требуемые

характеристики. Псевдошумовыми (псевдослучайными, шумоподобными) они называются по той причине, что несмотря на регулярный характер формирования внешне напоминают реализацию случайного процесса. Применение псевдослучайных сигналов позволило создать принципиально новые радиосистемы, например, с разделением каналов по форме, с разделением сигналов при многолучевом распространении; позволило расширить возможности радиосистем: повысить их скрытность, обеспечить значительное ослабление гармонических помех. Этим объясняются постоянные поиски новых типов псевдошумовых сигналов и разработка методов и устройств их обработки.

4.1. Основные характеристики радиосистем с широкополосными псевдошумовыми сигналами

Особенности, характерные для радиосистем связи с псевдошумовыми сигналами, во многом определяются свойствами этих сигналов и методами их обработки. Псевдошумовые сигналы (ПШС) являются избыточными сигналами, т. е. представляют собой упорядоченную совокупность большого числа элементарных сигналов, каждый из которых несет ту же информацию, что и сигнал в целом. При заданной длительности сигнала T и полосе F база псевдошумового сигнала $B = FT$ удовлетворяет условию $B \gg 1$. Используемые на практике псевдошумовые сигналы могут быть классифицированы следующим образом.

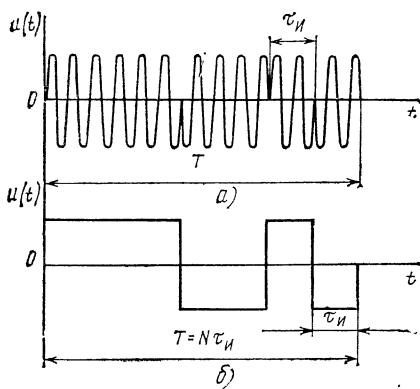
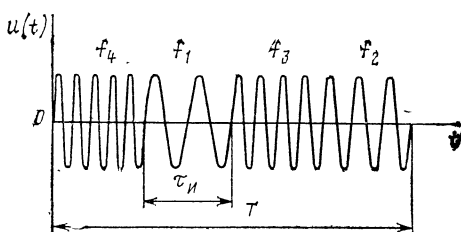


Рис. 79. Последовательный одночастотный псевдошумовой сигнал

Рис. 80. Последовательный многочастотный псевдошумовой сигнал



Последовательный двоичный одночастотный сигнал, приведенный на рис. 79, а, состоит из элементарных импульсов, имеющих одинаковую несущую частоту и отличающихся по какому-либо параметру, например по фазе. Изменение фазы осуществляется по закону некоторого модулирующего псевдошумового сигнала (рис. 79, б), который также относится к последовательным одночастотным сигналам с нулевой несущей частотой. Если определить полосу сигнала, представленного на рис. 79, б, известным равенством $F = 1/\tau_n$, то при длительности сигнала $T = N\tau_n$ его база $B = N$.

Последовательный многочастотный сигнал, называемый иначе частотно-временным сигналом (ЧВС) (рис. 80), содержит набор частот,

задаваемых частотно-временной матрицей (рис. 81). База частотно-временного сигнала $B = Nm$ равна произведению числа элементов сигнала $N = T/\tau_n$ на число m различных частот, используемых при формировании сигнала.

Параллельный многочастотный сигнал (рис. 82) представляет собой совокупность разнесенных по частоте импульсов, передаваемых одновременно в течение времени T .

Наиболее широкое применение в радиосистемах нашли последовательные двоичные одночастотные сигналы, поэтому в дальнейшем без специальной оговорки под термином псевдошумовой будет пониматься сигнал этого вида (рис. 79). Среди различных псевдошумовых сиг-

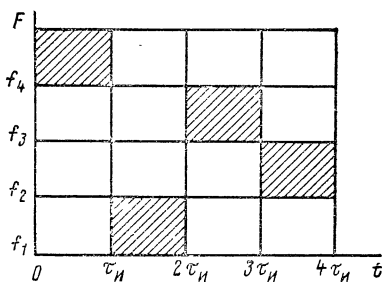


Рис. 81. Частотно-временная матрица

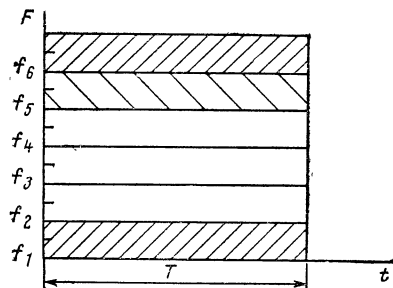


Рис. 82. Параллельный многочастотный псевдошумовой сигнал

налов особое место занимают сигналы, сформированные на основе линейных рекуррентных последовательностей максимальной длины или сокращенно m -последовательностей [6, 30, 44].

Линейной рекуррентной последовательностью называют периодическую последовательность символов $\dots, s_1, s_2, \dots, s_j, \dots$, каждый из которых принимает одно из p значений области $G \{0, 1, \dots, p-1\}$ и удовлетворяет рекуррентному правилу

$$s_k = a_1 s_{k-1} + a_2 s_{k-2} + \dots + a_n s_{k-n} = \sum_{i=1}^n a_i s_{k-i} \quad (29)$$

где a_i принадлежит G ; операции сложения и умножения выполняются по модулю p ; p — простое число. Последовательность называется линейной, потому что рекуррентное правило является линейной операцией, удовлетворяющей принципу суперпозиции.

В приведенной рекуррентной формуле число p — основание последовательности; число n — память последовательности. При $p = 2$ последовательность называется двоичной.

Операция умножения по модулю p обозначается $ab = d \equiv q \pmod{p}$, где $0 \leq q \leq p-1$, и производится следующим образом. Произведение двух целых чисел a и b , принадлежащих множеству p заменяется остатком от деления на p , например $4 \cdot 4 = 16 \equiv 1 \pmod{5}$. При сложении по модулю p , сумма двух целых чисел a и b заменяется остатком от деления на p , т. е. $a + b = c \equiv q \pmod{p}$.

Назовем состоянием последовательности комбинацию из n символов, каждый из которых принимает одно из p значений. Тогда за исключением запрещенного состояния, содержащего одни нули (000...), последовательность может включать $p^n - 1$ возможных состояний. Если в процессе генерации последова-

тельности формируются все возможные состояния, то последовательность имеет максимальный период $N = p^n - 1$. В качестве генератора псевдoshумового сигнала, формируемого на основе двоичной m -последовательности, используется регистр сдвига с обратными связями через сумматоры по модулю два.

Возможная схема генератора приведена на рис. 83. Регистр состоит из последовательно соединенных триггерных ячеек, которые в моменты подачи импульсов тактового генератора изменяют свое состояние на противоположное. Период следования тактовых импульсов равен длительности τ_n элементарного импульса псевдoshумового сигнала. При подаче тактового импульса число s_1, s_2, \dots, s_n , записанное в регистре, сдвигается на один разряд вправо, а в первый разряд записывается значение символа, сформированного в сумматоре по модулю два после подачи предыдущего импульса. Рекуррентная формула формирования символов m -последовательности задает структуру генератора. Например, для генератора, приведенного на рис. 83, справедлива формула $s_4 = s_1 \oplus s_3$, где знак \oplus обозначает операцию суммирования по модулю 2. В регистре рассматриваемого генератора может быть последовательно записано $N = 2^3 - 1 = 7$ разрешенных двоичных чисел, соответствующих возможным состояниям m -последовательности и сменяющих друг друга при подаче тактовых импульсов. Поэтому, спустя $N = 7$ тактов, в регистре появится исходное двоичное число, и псевдoshумовой сигнал на выходе генератора начнет повторяться. Простая техническая реализация генераторов двоичных псевдoshумовых сигналов на основе m -последовательностей является одной из существенных причин применения этих сигналов в радиосистемах.

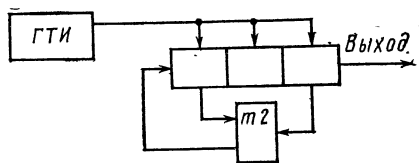


Рис. 83. Генератор псевдoshумового сигнала

Применение псевдoshумовых сигналов в системах синхронизации позволило по-новому решить задачу вхождения в синхронизм в случае смещения частоты принимаемого сигнала из-за неустойчивости или эффекта Доплера. По существу эта задача распадается на две: измерение момента появления сигнала синхронизации и определение его частоты. При использовании простых импульсных сигналов точность измерения параметров ограничена, так как определяется противоречивыми требованиями, предъявляемыми к сигналу. Действительно, для точного измерения момента появления сигнала длительность его необходимо уменьшить, в то же время точность измерения частоты возрастает при увеличении длительности сигнала.

Функция неопределенности $|R(\tau, \Omega)|$ псевдoshумового сигнала $u(t)$

$$|R(\tau, \Omega)| = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u(t - \tau) e^{j\Omega t} dt, \quad (80)$$

где $E = 0,5 \int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt$ — энергия сигнала, τ — задержка сигнала во времени; Ω — сдвиг сигнала по частоте в результате эффекта Доплера или нестабильности, достаточно близка к идеальной. Действительно, функция $|R(\tau, \Omega)|$ имеет на плоскости $-2\pi F \leq \Omega \leq 2\pi F$, $-T \leq \tau \leq T$ узкий ярко выраженный пик в области максимальной корреляции $-\tau_n \leq \tau \leq \tau_n$, $-2\pi/T \leq \Omega \leq 2\pi/T$, что указывает на возможность одновременного измерения с заданной точностью момента появления сигнала и его частоты.

Сечение функции неопределенности при $\Omega = 0$ совпадает с модулем коэффициента автокорреляции $|R(\tau)|$. График зависимости $R(\tau)$ при периодическом псевдошумовом сигнале приведен на рис. 84, а.

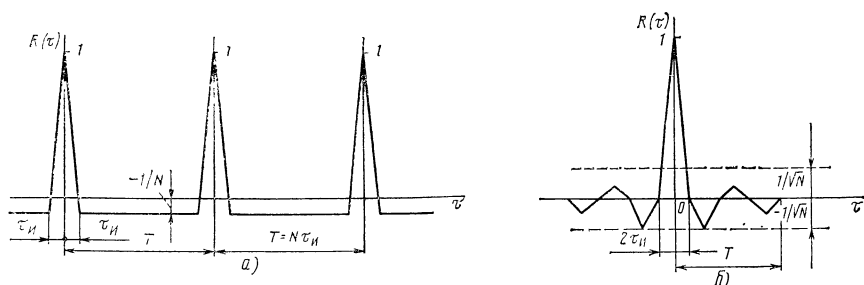


Рис. 84. Коэффициент автокорреляции псевдошумового сигнала

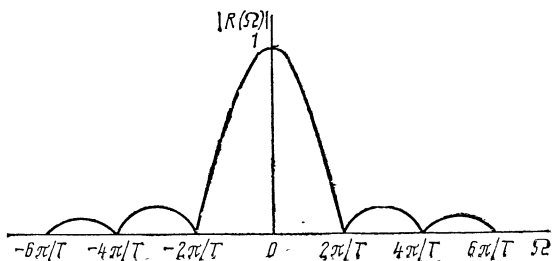
Коэффициент автокорреляции одиночного псевдошумового сигнала рис. 84, б, заданного на интервале $0-T$, имеет боковые лепестки, амплитуда которых не превышает $|1/\sqrt{N}|$. Как отмечалось в § 2.2, ошибка измерения времени появления сигнала при его оптимальной обработке согласованным фильтром пропорциональна длительности сигнала на выходе фильтра, т. е. интервалу корреляции сигнала $\tau_n = \tau_n$. Выбирая при заданной длительности псевдошумового сигнала T число импульсов, можно обеспечить необходимую величину $\tau_n = T/N$ и соответствующую точность при требуемой однозначности измерения, определяемой величиной боковых лепестков.

Передача информации псевдошумовыми сигналами в многолучевом канале связи позволяет в точке приема разделить сигналы отдельных лучей [46] и тем самым устранить интерференцию принимаемого сигнала и связанные с ней потери в мощности. Отклики на выходе согласованного фильтра, установленного в приемнике, совпадают с автокорреляционной функцией сигнала и смещены во времени на величину задержки лучей. В результате выбора величины N и длительности τ_n обеспечивается заданное разрешение отдельных лучей. Когерентно суммируя отклики на выходе согласованного фильтра, можно не только устранить интерференцию, но и получить увеличение мощности принимаемого сигнала. На основе m -последовательностей может быть сформирован ансамбль псевдошумовых сигналов, у которых коэффициент взаимной корреляции между любыми парами равен $R_B = -1/N$.

Такие сигналы называются симплексными и используются для разделения каналов по форме.

Как следует из формулы (30), сечение функции неопределенности при $\tau = 0$ совпадает со спектром $|R(\Omega)|$ сигнала $u^2(t)$. Если $u(t)$ — псевдoshумовой биполярный непрерывный сигнал (рис. 71), то $u^2(t)$ — прямоугольный импульс, спектр которого, приведенный на рис. 85, описывается функцией вида $(\sin x)/x$. Ясно, что, чем меньше полоса

Рис. 85. Сечение функции неопределенности при $\tau = 0$



$\Delta\Omega = 2\pi/T$ спектра сигнала, тем точнее можно измерить его положение на оси частот. Требуемая точность измерения обеспечивается выбором длительности сигнала T .

Максимальное значение сечений функции неопределенности при произвольных $\tau_i \neq 0$ и $\Omega_i \neq 0$ (рис. 86) оценивается приближенно величиной $|R(\tau_i, \Omega_i)|_{\max} = n_0/\sqrt{N}$, где $n_0 = 1 \div 5$ и меняется в зависимости от вида функции, описывающей сигнал $u(t)$ [62].

Увеличение базы сигнала позволяет в ряде случаев обеспечить электромагнитную совместимость радиосистем, т. е. повысить их помехоустойчивость в результате уменьшения взаимных помех. Передача цифровых сообщений (рис. 87, а) псевдoshумовыми сигналами (рис. 87, б) сопровождается увеличением полосы $2\pi\Delta f$ спектра $G_1(\omega)$ сигнала в N раз (рис. 87, в) по сравнению со спектром $G_2(\omega)$ узкополосного сигнала (рис. 87, г) при неизменной длительности τ_0 информационных символов. Соответственно уменьшается средняя спектральная плотность $N_c = P_c/\Delta f = P_c\tau_0/2N$, где P_c — мощность псевдoshумового сигнала. В том случае, когда узкополосная и широкополосная радиолинии работают в общем диапазоне частот, мощность мешающего псевдoshумового сигнала в полосе Δf_1 приемника узкополосной радиолинии $P_n \approx N_c\Delta f_1 = P_c\tau_0\Delta f_1/2N$ может быть уменьшена в результате выбора N до любой заданной величины. При корреляционной обработке входного сигнала в приемной части широкополосной радиолинии

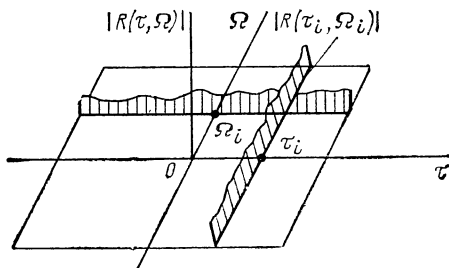


Рис. 86. Сечение функции неопределенности при произвольных значениях переменных

псевдощумовой сигнал сворачивается в узкополосный и поступает на вход накопителя, согласованного со спектром, вид которого приведен на рис. 87, а. Одновременно в перемножителе коррелятора мешающий узкополосный сигнал в результате его модуляции опорным сигналом

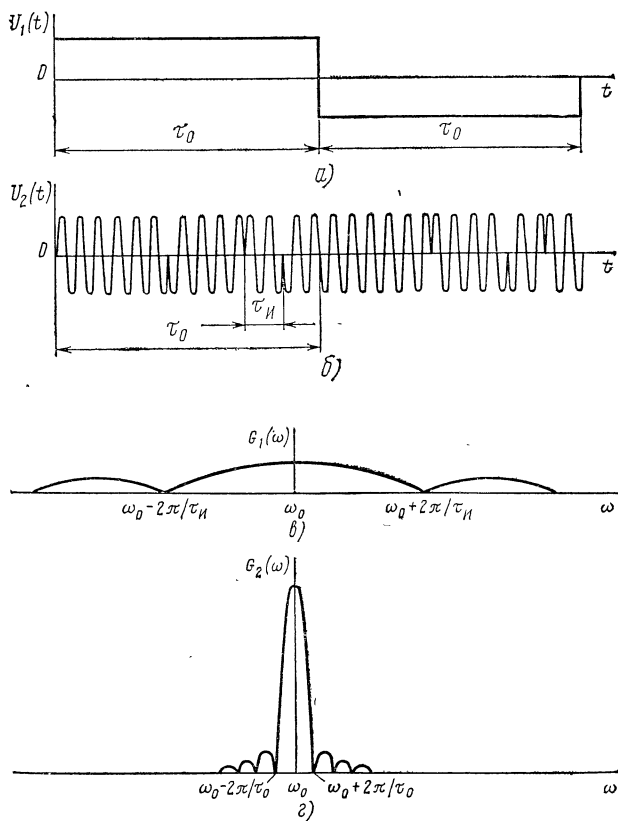


Рис. 87. Преобразование узкополосного сигнала и его спектра в результате внутриимпульсной модуляции

преобразуется в широкополосный сигнал, мощность которого на выходе накопителя коррелятора при $\Delta f_1 \tau_0 = 2$ будет в B раз меньше $P_{\text{вых}} = P_{\text{с1}}/B$ мощности $P_{\text{с1}}$ помехи на входе.

Уменьшение спектральной плотности сигнала в результате увеличения базы используется для повышения скрытности работы радиолинии. Действительно, при неизвестной в точке приема структуре псевдощумового сигнала вероятность его обнаружения на фоне шума только по увеличению мощности мала, поэтому для надежного обнаружения необходимо наблюдение сигнала в течение длительного интервала времени. Эффект уменьшения мощности узкополосного сигнала в B раз в результате применения псевдощумового сигнала исполь-

зуется не только при электромагнитной совместимости различных радиосистем, но и в тех случаях, когда приемники радиосистем работают в условиях воздействия сосредоточенных по спектру помех любого происхождения.

4.2. Синхронизация радиолиний с псевдошумовыми сигналами

Параметры сигналов (частота, фаза), вырабатываемых опорными генераторами приемной части радиосистемы, должны быть функционально связаны с соответствующими параметрами принимаемого сигнала. Эта связь обеспечивается системой синхронизации. При корреляционном когерентном приеме псевдошумовых сигналов опорные генераторы должны выработать и подать опорный гармонический сигнал с заданной частотой и фазой в синхронный детектор; опорный псевдошумовой сигнал в коррелятор в момент появления входного сигнала; сигнал сброса на интегратор в момент окончания ПШС. Таким образом, система синхронизации радиосистемы объединяет в себе системы синхронизации различных сигналов. Выбор системы синхронизации зависит от вида используемого в радиосистеме псевдошумового сигнала. Если псевдошумовой сигнал используется в качестве поднесущей для внутримпульсной модуляции при передаче цифровых сообщений, то система синхронизации отличается сложностью реализации и должна обладать высокой точностью. При базе $B \gg 1$ отношение сигнал-шум $h_i^2 = P_c \tau_n / N_0$ на элементарный символ ПШС длительностью τ_n мало, $h_i^2 \ll 1$, и вся обработка сигнала в процессе синхронизации может проводиться только в «целом», что объясняет сложность системы синхронизации. С другой стороны, учитывая хорошие корреляционные свойства ПШС, удовлетворительная синхронизация возможна только при расхождении между опорным и принятым псевдошумовыми сигналами, составляющем малые доли τ_n , что при малых $\tau_n \ll T$ выливается в требование обеспечения высокой точности работы системы синхронизации.

Процесс синхронизации приемной части радиосистемы состоит из двух этапов. На первом этапе осуществляется поиск и захват сигнала синхронизации, передаваемого в начале сеанса связи; на втором этапе — слежение за сигналом, параметры которого (момент появления, несущая частота) могут случайным образом меняться во времени. Поиск осуществляется во времени, ибо момент появления сигнала синхронизации неизвестен заранее, и по частоте, которая смещена за счет эффекта Доплера или нестабильности и в точке приема точно неизвестна.

По существу, схема поиска, или схема грубой синхронизации должна обнаружить сигнал с двумя неизвестными параметрами (задержкой τ и частотой Ω) и грубо измерить их величину. Можно назвать три основных типа схем поиска: параллельную, последовательную и комбинированную. При использовании параллельной схемы поиска псевдошумового сигнала синхронизации задачу измерения значений τ_i , Ω_i неизвестных параметров τ , Ω , изменяющихся непрерывно в заданных диапазонах $0 \leq \tau \leq T_c$, $\Delta\Omega_1 \leq \Omega \leq \Delta\Omega_2$, можно свести к задаче различения L дискретных сигналов, значения параметров кото-

рых τ_g , Ω_g выбираются таким образом, что сигналы можно считать ортогональными.

Например, если требуется измерить момент τ_i появления псевдошумового сигнала длительностью $T_c = N\tau_u$, считаем, что может быть передано N псевдошумовых сигналов, смещенных относительно друг друга на τ_u , и на вход приемника в момент $\tau_g = g\tau_u$ ($g = 1, 2, \dots, N$) поступает один из N псевдошумовых сигналов. Так как при $N \gg 1$ коэффициент автокорреляции любой пары из этих N псевдошумовых сигналов $R(\tau) = -1/N$ стремится к нулю, то все N сигналов можно считать взаимно ортогональными. Решение о том, что принят сигнал $s(t, \tau_j)$ с параметром τ_j , выносится после обработки в течение времени T_c входного сигнала $y(t, \tau_i)$ в том случае, когда

$$\int_0^{T_c} y(t, \tau_i) s(t, \tau_j) dt > \int_0^{T_c} y(t, \tau_i) s(t, \tau_v) dt$$

для всех $v \neq j$ из g . Вероятность точного совпадения истинного значения параметра с одним из дискретных значений практически равна нулю. Измеренное значение не равно истинному и отличается на величину погрешности, максимальное значение которой $\pm \tau_u/2$. Таким образом, задача различения совпадает с задачей измерения параметра с максимальной погрешностью $\pm \tau_u/2$. При двух неизвестных параметрах используется дискретная модель входного сигнала как по времени, так и по частоте. Обработка входного сигнала при его оптимальном приеме сводится к вычислению значений функции неопределенности сигнала в соответствии с (30)

$$\xi(\tau_{g0}, \Omega_{q0}) = \left| \int_0^{T_c} y(t) s(t - \tau_g) \exp(j\Omega_{q0}t) dt \right|, \quad q = 1, 2, \dots, \zeta, \quad (31)$$

где $\tau_{g0} = \tau_i - \tau_g$ — задержка принятого сигнала $y(t)$ относительно опорного $s(t - \tau_g)$; $\Omega_{q0} = \Omega_v - \Omega_g$ — сдвиг по частоте принятого сигнала относительно опорного.

Операция интегрирования произведения с весом $\exp(j\Omega_{q0}t)$ в (31) может быть выполнена согласованным фильтром, или при проигрыве в отношении сигнал-шум порядка 1 дБ колебательным контуром с центральной частотой Ω_q . Решение о приеме сигнала $s(t, \tau_j, \Omega_\xi)$ выносится в том случае, когда $\xi(\tau_{j0}, \Omega_{\xi_0}) > \xi(\tau_{v0}, \Omega_{\mu_0})$ для всех $v \neq j$, $\mu \neq \xi$.

Структурная схема параллельного поиска, алгоритм работы которой соответствует (31), приведена на рис. 88. Схема состоит из n каналов измерения задержки, $l = n\zeta$ каналов измерения частоты, схемы выбора максимума и порогового устройства. Генератор ПШС (ГПШС) подает на перемножители опорные сигналы, совпадающие с сигналом синхронизации по форме, но смещенные относительно друг друга на τ_u . Канал измерения частоты состоит из фильтра $\Phi_q(\Omega)$ с центральной частотой Ω_q , детектора (Д) и фильтра нижних частот (ФНЧ). Так как обработка сигналов в каждом канале измерения задержки ведется в течение T_c , ФНЧ стробируются в момент окончания опорного сигнала.

ла импульсами с генератора строб-импульсов (ГСИ). Смещение во времени моментов стробирования двух соседних групп из ξ каналов измерения частоты равно τ_n . Напряжения с выходов ФНЧ подаются на схему выбора максимума (СВМ), которая фиксирует канал с максимальным напряжением. Пороговое устройство (ПУ) осуществляет обнаружение сигнала в выбранном канале. При превышении порога поиск прекращается и сигнал выбранного канала подается на вход схемы слежения.

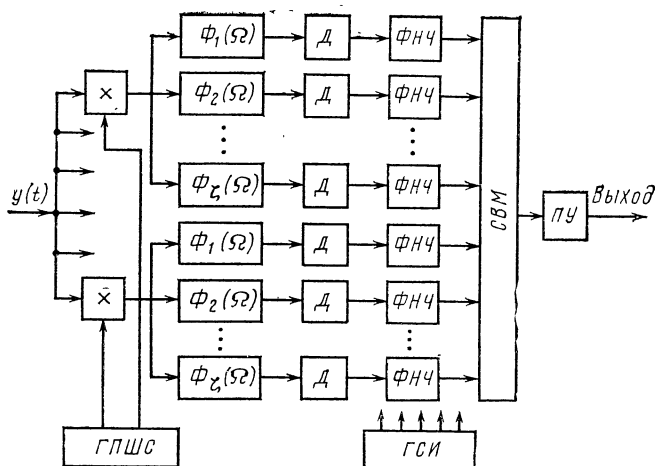


Рис. 88. Структурная схема параллельного поиска

Схема поиска должна не только обнаружить и распознать сигнал, но и ввести его в полосу захвата по частоте $\Delta\Omega_0$ и по задержке $\Delta\tau_0$ следящей схемы точной синхронизации. Поэтому погрешности измерения $\Delta\tau$ и $\Delta\Omega$ соответственно задержки и частоты схемой грубой синхронизации должны удовлетворять условию $\Delta\tau \leq \Delta\tau_0$, $\Delta\Omega \leq \Delta\Omega_0$. Точность измерения параметров τ_i и Ω_i зависит от выбора значений интервала дискретизации $\tau_1 = T_c/n$ времени наблюдения T_c и интервала дискретизации $\Omega_1 = \Delta\Omega_n/\xi$ диапазона неопределенности $\Delta\Omega_n = \Delta\Omega_2 - \Delta\Omega_1$ несущей частоты. При размахе дискриминационной характеристики схемы слежения за задержкой [27] — $\tau_n \leq \Delta\tau_0 \leq \tau_n$ и полосе захвата фазовой автоподстройки схемы слежения за несущей $\omega_0 - 2\pi/T_c \leq \Delta\Omega_0 \leq \omega_0 + 2\pi/T_c$ величина τ_1 должна удовлетворять условию $\tau_1 \leq \tau_n$, величина $\Omega_1 \leq 2\pi/T_c$. Условие ортогональности сигналов в области максимальной корреляции по времени и по частоте будет нарушено, так как при $\tau_1 < \tau_n$ и $\Omega_1 < 2\pi/T_c$ на выходе нескольких каналов измерения задержки и частоты появятся отклики. При этом погрешности измерения $\Delta\tau$ и $\Delta\Omega$ вызываются двумя причинами: несовпадением параметров τ_i и Ω_i принятого сигнала с дискретными значениями параметров опорных ПШС и частот настройки фильтров и неправильным выбором каналов в области максимальной корреляции.

Максимальная погрешность за счет неточного совпадения момента появления входного и опорного сигналов $|\Delta\tau_n| = \tau_1/2$, за счет расстройки несущей частоты сигнала и частоты настройки фильтра $|\Delta\Omega_n| = \Omega_1/2$. При этом максимальная погрешность при неправильном выборе каналов в области максимальной корреляции сигнала не превышает $|\Delta\tau'_n| = \tau_n - \tau_1/2$, $|\Delta\Omega'_n| = 2\pi/T_c - \Omega_1/2$. Таким образом, при оговоренной выше точности сигнал синхронизации попадает в полосу захвата систем точной синхронизации, а погрешности $\Delta\tau$, $\Delta\Omega$ в определении точных значений параметров сигнала будут устранены в процессе слежения.

Для оценки работы схемы поиска используются два критерия: вероятность ошибки и среднее время поиска сигнала \bar{T}_n .

В приведенной на рис. 88 схеме поиска возможны ошибки следующих видов: ложное обнаружение с вероятностью $P_{л}$, пропуск сигнала с вероятностью $P_{п}$ и трансформация сигналов, возникающая в том случае, когда вместо принимаемого сигнала с параметрами τ_i, Ω_i выносится неправильное решение о приеме сигнала с параметрами τ_o, Ω_o . Возникающие при передаче сигнала ошибки (пропуски и трансформации) назовем искажениями. Как отмечается в [13], вместо схемы, приведенной на рис. 88, удобнее анализировать квазиоптимальную схему, отличающуюся от оптимальной тем, что пороговые устройства включены во все каналы и решающая схема заменена сумматором.

При условии ортогональности сигналов на входе приемника и $P_{л} \ll 1$, $P_{п} \ll 1$, вероятность ложного обнаружения и пропуска сигнала схемой, содержащей $l = n\zeta$ каналов, связаны с соответствующими вероятностями ложного обнаружения $P_{лi}$ и пропуска $P_{пi}$ сигнала в одном канале соотношениями $P_{л} \approx lP_{лi}$, $P_{п} \approx P_{пi}$, а вероятность искажения $P_{и} = 1 - (1 - P_{пi})(1 - P_{лi})^{l-1}$ может быть заменена приближенным выражением $P_{и} \approx P_{п} + P_{л}$. Значение порога u_0 вычисляется по заданной величине $P_{л}$. Для нормального белого шума $u_0 = 2\sigma^2 \ln(1/P_{лi})$, где $\sigma^2 = 2P_c N_0/T_c$ — мощность шума на входе детектора. Плотность вероятности $W(x)$ огибающей смеси сигнала и шума на входе порогового устройства описывается законом Райса, тогда вероятность пропуска сигнала синхронизации $P_{п} = \int_0^{u_0} W(x)dx$ при условии $P_{л} \ll 1$, $P_{п} \ll 1$, с погрешностью, меньшей 0,5 дБ, определяется приближенной формулой

$$P_{п} \approx \exp \left[- \left(\sqrt{h_0^2} - \sqrt{\ln(1/P_{л}) + \ln l} \right)^2 - 1,4 \right],$$

где $h_0^2 = P_c T_c / N_0$ — отношение сигнал-шум.

Среднее время поиска \bar{T}_n переданного сигнала синхронизации с учетом $P_{л} \ll 1$, $P_{п} \ll 1$ равно времени интегрирования T_n сигнала фильтром Φ_i и, если $T_n = T_c$, то $\bar{T}_n = T_c$.

При большой базе сигнала и большом числе каналов реализация схемы параллельного поиска связана со значительными техническими трудностями. Поэтому на практике достаточно часто используется схема последовательного поиска, возможная реализация которой для случая известной несущей частоты приведена на рис. 89. В качестве сигнала синхронизации используется непрерывная периодическая последовательность псевдошумовых сигналов. Схема поиска в течение

цикла длительностью $T_c = N\tau_n$ анализирует входной сигнал. После каждого цикла поиска сигнал опорного генератора ПШС (ГПШС) приемника смещается на один такт τ_n . Таким образом, опорный псевдошумовой сигнал скользит во времени относительно принимаемого. В случае превышения порога напряжением с выхода ФНЧ выносится решение о приеме сигнала, поиск прекращается и сигнал подается на вход схемы слежения за задержкой. При отсутствии сигнала синхронизации или при его пропуске максимальная длительность поиска $T_{\text{пм}} = NT_c$, далее процедура повторяется.

Смещение сигнала опорного генератора ПШС осуществляется следующим образом. Импульсы тактового генератора, продвигающие регистр ГПШС, одновременно подаются в счетчик импульсов, который

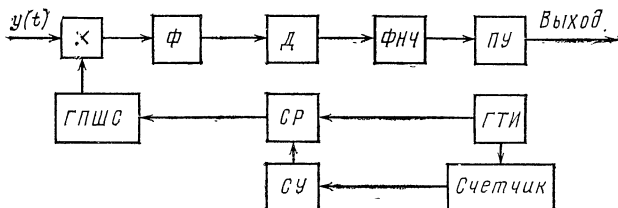


Рис. 89. Структурная схема последовательного поиска

спустя N тактов подает команду в схему управления (СУ). Схема управления совместно со схемой регенерации (СР) либо устраняет импульс тактового генератора, либо добавляет один лишний импульс. Если в схеме параллельного поиска ошибки определялись по решению, вынесенному в результате поиска, длительность которого ограничена временем наблюдения сигнала T_c , то в схеме последовательного приема вероятность ошибок должна оцениваться на интервале наблюдения $T_{\text{пм}}$, состоящем из N циклов $T_{\text{пм}} = NT_c$. Обозначим $P_{\text{л}i}$ вероятность ложного обнаружения сигнала в одном цикле поиска, тогда вероятность отсутствия ложных обнаружений в течение одного периода поиска равна $1 - P_{\text{л}} = (1 - P_{\text{л}i})^N$ и вероятность ложного обнаружения хотя бы в одном цикле периода $P_{\text{л}} = 1 - (1 - P_{\text{л}i})^N$. При малых $P_{\text{л}} \ll 1$ справедливо допущение $P_{\text{л}} \approx NP_{\text{л}i}$ и, следовательно, величина порога при $N = 1$ будет совпадать с пороговым уровнем схемы параллельного поиска. Вероятность искажений и вероятность пропуска сигнала схем последовательного и параллельного поиска описываются аналогичными выражениями, помехоустойчивость этих схем одинакова.

Общее время поиска переданного сигнала синхронизации, обнаруживаемого в j -м ($1 \leq j \leq N$) цикле $T_{\text{п}} = (Nn_{\text{п}} + j)T_c + n_{\text{л}}\tau_n$, где $n_{\text{п}}$, $n_{\text{л}}$ — число пропусков и ложных обнаружений в процессе поиска; τ_n — время перепроверки в случае ложной тревоги. Среднее время поиска при равновероятном в интервале $(1 \div N)$ появлении j -го цикла с обнаруженным сигналом синхронизации $T_{\text{п0}} \approx (N\bar{n}_{\text{п}} + 0,5N)T_c + \bar{n}_{\text{л}}\tau_n$, где $\bar{n}_{\text{п}}$, $\bar{n}_{\text{л}}$ — среднее число пропусков и ложных обнаружений

в процессе поиска. Вероятность того, что сигнал будет обнаружен в $(n_{\text{п}} + 1)$ -м периоде поиска, $P_0 = P_{\text{п}}^{n_{\text{п}}} (1 - P_{\text{п}})$. Среднее значение $\bar{n}_{\text{п}} = \sum_{n=1}^{\infty} n_{\text{п}} P_{\text{п}}^{n_{\text{п}}} (1 - P_{\text{п}})$ при $n_{\text{п}} \gg 1$ и $P_{\text{п}} < 1$ описывается приближенным выражением $\bar{n}_{\text{п}} \approx P_{\text{п}} / (1 - P_{\text{п}})$. Число ложных обнаружений, возникающих в течение $\bar{n}_{\text{п}}$ периодов и $n_{\text{ц}} = \bar{n}_{\text{п}} N + j$ циклов поиска сигнала, случайно и имеет биномиальный закон распределения с вероятностью появления $n_{\text{л}}$ из $n_{\text{ц}}$, равной $P(n_{\text{л}}) = C_{n_{\text{ц}}}^{n_{\text{л}}} P_{\text{л}}^{n_{\text{л}}} (1 - P_{\text{л}})^{n_{\text{ц}} - n_{\text{л}}}$, и средним значением $\bar{n}_{\text{л}} = n_{\text{ц}} P_{\text{л}} = \bar{n}_{\text{п}} P_{\text{л}} + j P_{\text{л}}$.

При $\bar{n}_{\text{п}} \ll 1$ и $\bar{n}_{\text{л}} \ll 1$, что, как правило, выполняется, $T_{\text{по}} \approx \approx NT_{\text{с}}/2$, т. е. схема последовательного поиска проигрывает во времени поиска параллельной схеме в $N/2$ раз.

Комбинированная или параллельно-последовательная схема поиска состоит из m_1 параллельных каналов (рис. 88), в каждом из которых осуществляется последовательный поиск сигнала по схеме, приведенной на рис. 89. Схема выбора максимума фиксирует канал с максимальным напряжением, которое подается на пороговое устройство. В случае превышения порога поиск прекращается. При известной частоте сигнала и неизвестном времени появления опорные псевдошумовые сигналы, подаваемые в перемножители каждого из параллельных каналов, смещены относительно друг друга на $m_2 = N/m_1$ тактов, и период последовательного поиска сигнала в каждом канале имеет меньшую длительность $T_{\text{п}} = m_2 T_{\text{с}}$.

Комбинированная схема поиска при одинаковой помехоустойчивости и приемлемой технической сложности имеет меньшую по сравнению с последовательным поиском длительность среднего времени поиска $\bar{T}_{\text{пк}} \approx T_{\text{по}}/m_1$.

Рассмотренные схемы поиска с обработкой псевдошумового сигнала «в целом» применяются при внутримпульсной модуляции, когда отношение сигнал-шум на один элементарный символ ПШС значительно меньше единицы $h_1^2 \ll 1$. В тех случаях, когда $h_1^2 > 1$, могут быть использованы более простые схемы поиска сигнала с поэлементным приемом отдельных символов ПШС.

Как отмечалось в § 4.1, каждый символ ПШС, сформированный на основе двоичной m -последовательности, связан с n подряд следующими предыдущими символами рекуррентной формулой $s_k = \sum_{i=1}^n a_i s_{k-i}$, где коэффициенты a_i равны 0 или 1. Таким образом, в результате правильного приема n подряд следующих импульсов на приемном конце радиолинии можно восстановить все остальные импульсы ПШС и засинхронизировать опорный генератор. Если некоторые из n импульсов приняты с ошибкой, поиск повторяется и продолжается до тех пор, пока в сигнале, состоящем из $N = 2^n - 1$ импульсов, не будет обнаружена последовательность (сегмент) из n правильно принятых импульсов.

Примеры реализации схем, в которых решение о приеме заданного псевдослучайного сигнала выносится по результатам поэлементного приема последовательности из n символов ПШС, приведены в [46]. Представляет интерес схема поиска по задержке [2], отличающаяся от известных тем, что для обнаружения сигнала и одновременного измерения момента его появления используются не подряд расположенные символы ПШС, а лишь те, вероятность правильного обнаружения которых превышает заданную величину. Устранение или стирание ненадежных символов с малой вероятностью обнаружения приводит к увеличению длительности одного цикла поиска, однако среднее время поиска при этом сокращается. При стирании значение i -го символа не может быть найдено известным рекуррентным преобразованием (29) предыдущих символов, так как в данном случае эти символы могут следовать и не подряд. Обозначим последовательность из n достоверных символов $|s'_j| = |s'_{1q}, s'_{2l}, \dots, s'_{ng}|$, где первый индекс при s' показывает порядковый номер импульса в последовательности, второй — количество импульсов, прошедших до вынесения решения о выборе данного импульса для дальнейшей обработки. При наличии тактовой синхронизации можно считать, что принятый ПШС и формируемый опорным генератором приемника совпадают по структуре, но из-за отсутствия синхронизации смещены относительно друг друга на неизвестное число тактов μ . Можно считать, что значения символов s'_j принимаемой последовательности совпадают со значениями символов $s_{j+\mu}$ опорной генерируемой последовательности $s'_j = s_{j+\mu}$.

Найдем соотношение $s_{j+\mu} = f(s_j)$, связывающее значения импульсов s_j опорного ПШС, генерируемых в моменты поступления достоверных импульсов s'_j принимаемого ПШС, со значениями, смещенными на μ тактов. Запишем для $k-1$ символа ПШС формулу $s_{k-1} = \sum_{i=1}^n a_i s_{k-1-i}$, подставляя которую в выражение (29), получим соотношение, связывающее значение символа s_k с группой предшествующих символов, сдвинутой на один такт $s_k = \sum_{i=1}^n a'_i s_{k-1-i}$. Последовательно применяя описанную операцию, можно найти формулу, определяющую связь символа s_k с группой предшествующих символов, смещенной относительно s_k на μ тактов

$$s_k = \sum_{i=1}^n a_i^{\mu} s_{k-\mu-i} \text{ или } s_{k+\mu} = \sum_{i=1}^n a_i^{\mu} s_{k-i}, \quad (32)$$

где коэффициенты a_i^{μ} равны 0 или 1 и являются функциями a_i и числа μ ($a_i = a_i^0$). Таким образом, в моменты поступления достоверных импульсов s'_j в регистре опорного генератора будут записаны кодовые комбинации символов $s_{j-\mu}$, которые системой коэффициентов a_i^{μ} связаны с импульсами, смещенными на μ тактов

$$s_{j+\mu} = \sum_{i=1}^n a_i^{\mu} s_{j-i}.$$

ответствии с полярностью потенциала формирователь пропускает на выход импульс тактовой частоты положительной или отрицательной полярности, при нулевом потенциале на входе формирователь не пропускает тактовый импульс. Импульс положительной полярности соответствует $s'_j = 1$, отрицательной — $s'_j = 0$.

Сформированные импульсы поступают в устройство управления, в память вычислительного устройства (ВУ) и управляют работой ключа (КЛ), разрешая запись в память ВУ символов s_{j-1} из регистра генератора ПШС (ГПШС). В результате в памяти ВУ оказывается за-

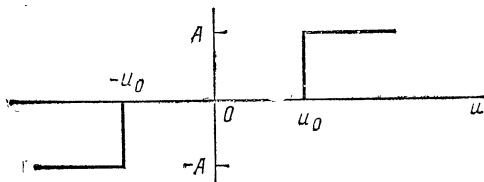
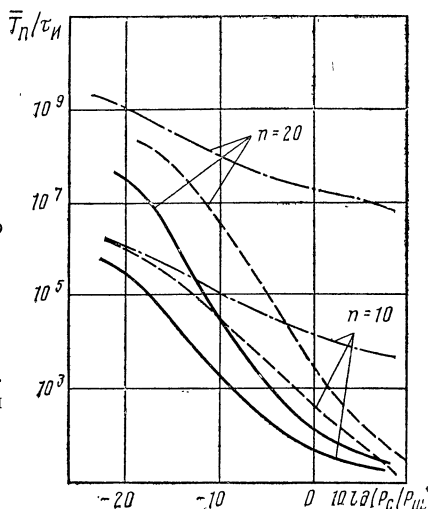


Рис. 91. Характеристика двухпорогового устройства

Рис. 92. Зависимость нормированного среднего времени поиска от отношения сигнал-шум:

— — — — — последовательный поиск;
 - - - - - поиск сегмента; — — — — — рассмотренный метод



писанной система уравнений (33). Устройство управления, отсчитав n символов, дает ВУ разрешение на расчет коэффициентов a_i^u . Значения a_i^u поступают в преобразователь фазы, который сдвигает фазу ПШС опорного генератора на μ тактов. Для проверки синфазности принимаемого и опорного ПШС используется коррелятор, напряжение с выхода которого поступает на вход порогового устройства (ПУ). Если напряжение превосходит «порог», синхронизация достигнута и устройство управления запрещает вычисление новых коэффициентов a_i^u . В противном случае начинается новый цикл синхронизации. Величина порога выбирается из условия обеспечения заданной вероятности ошибочного принятия решения P_n о наличии синхронизации.

Среднее время установления синхронизации описанной схемой равно $\bar{T}_n = (T_1 \mu_0 + \tau_n) n_{\text{ц}}$, где T_1 — среднее время выделения достоверного символа; μ_0 — среднее число достоверных символов s'_j , необходимое для формирования n коэффициентов a_i^u ; τ_n — время проверки наличия синхронизации; $n_{\text{ц}}$ — среднее число циклов поиска.

Величина T_1 определяется длительностью символа ПШС и вероятностью $p_{\text{сб}}$ того, что символ не будет стерт $T_1 = \tau_n / p_{\text{сб}}$. Как показано в [2], при $n \gg 1$ и равномерном появлении достоверных символов $\mu_0 =$

$= n + 1,5$. Увеличение n_0 по сравнению с n объясняется тем, что в системе (33) некоторые уравнения могут оказаться линейно зависимыми и для однозначного решения системы потребуются формирование дополнительных уравнений и, как следствие, формирование новых достоверных символов. Среднее число циклов $n_d \approx 1/p_0$ поиска определяется вероятностью p_0 установления синхронизации на одном цикле. Зависимости нормированного среднего времени поиска от отношения сигнал-шум $P_0/P_{\text{ш}}$ при $P_d = 10^{-3}$ для последовательного метода синхронизации, синхронизации по сегменту из n подряд расположенных символов и рассмотренного метода приведены на рис. 92.

4.3. Воздействие сосредоточенных помех на радиосистемы с псевдошумовыми сигналами

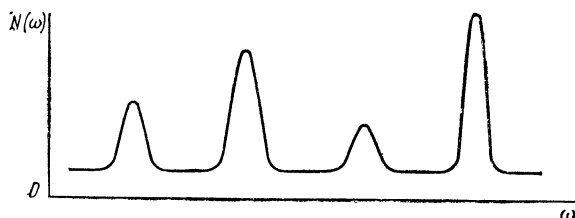
В радиосистемах различного назначения на вход приемника совместно с традиционной широкополосной помехой типа белого, нормального шума может воздействовать ансамбль мощных узкополосных помех. Подобные помехи могут быть организованы возможным противником или создаются радиосредствами, работающими в данном диапазоне частот. В качестве примера следует отметить, что в коротковолновом диапазоне помехи от мешающих станций являются основным видом помех. В спутниковых системах связи при условии, что диаграмма направленности антенны ИСЗ-ретранслятора охватывает всю Землю, вероятность появления мешающих сигналов от земных станций возрастает и их необходимо учитывать при проектировании радиосистем. Спектральная плотность мощности узкополосных помех может значительно превосходить спектральную плотность мощности полезного сигнала и при отсутствии специальных мер, позволяющих ослабить воздействие помех, работа радиосистемы может быть полностью нарушена.

Одним из простейших и широко используемых методов борьбы с помехами является применение приемников с высокой избирательностью при частотном разделении сигналов отдельных станций. В идеальном случае: при узкой полосе частот, занимаемой радиосистемой, и строгой регламентации частот данного диапазона, выделенных остальным станциям, вероятность появления помехи в полосе приемника близка к нулю. Однако все возрастающая загрузка диапазона радиосредствами, значительный уровень побочных излучений и нестабильность передающих устройств приводит к тому, что вероятность попадания помехи в полосу приемника значительно увеличивается и, следовательно, увеличивается вероятность нарушения работы радиосистемы. Помимо приведенного метода достаточно широко используются иные, основанные на применении псевдошумовых широкополосных сигналов.

Как показано в § 4.1, применение ПШС для передачи информации позволяет в B раз снизить мощность узкополосных помех. Данный метод, основанный на декорреляции помех в приемнике, может успешно применяться для борьбы с одиночными помехами, число которых в полосе приемника с увеличением базы сигнала остается постоянным

или меняется незначительно. Так как полоса псевдошумового сигнала Δf во много раз превосходит полосу помехи, помеху называют сосредоточенной по спектру или просто сосредоточенной. В тех случаях, когда занятая помехами часть Δf_n диапазона с полосой Δf , отведенной радиосистеме, пропорциональна этой полосе $\Delta f_n = \rho \Delta f$ и коэффициент загрузки диапазона помехами $\rho = \Delta f_n / \Delta f$ ($\rho \leq 1$) является величиной постоянной, эффективность метода декорреляции падает. Действительно, с увеличением базы B сигнала и, следовательно, полосы Δf число помех $v = \Delta f_n / \Delta f_n$ со средней полосой Δf_n возрастает пропорционально $B = \Delta f T$ и равно $v = \rho \Delta f / \Delta f_n = \rho B / \Delta f_n T$. Если для простоты считать, что на вход приемника псевдошумового сигнала воздействует

Рис. 93 Реализация спектральной плотности мощности помех на входе приемника



ансамбль v помех одинаковой мощности P_{pi} , то на выходе интегратора приемника мощность помех $P_n = v P_{pi} / B = \rho P_{pi} / \Delta f_n T$ от базы сигнала не зависит, чем и объясняется недостаток метода декорреляции в данном случае.

На практике достаточно широкое распространение получил метод борьбы с сосредоточенными помехами, при котором на входе в приемной части радиолинии с псевдошумовыми сигналами устанавливается устройство подавления сосредоточенных помех, получившее название «обеляющий фильтр» [13]. Термин «обеляющий фильтр» или сокращенно «обелитель» в определенной степени отражает принцип действия данного устройства, основанный на методе приведения «небелого» шума к белому.

В рассматриваемом нами случае сигнал помех на входе приемника представляет совокупность белого шума $u_m(t)$ с равномерной спектральной плотностью мощности N_0 и сигнала сосредоточенных помех $u_{сп}(t)$, имеющих спектральную плотность мощности $N_n(\omega)$.

Спектральная плотность помех $N(\omega) = N_n(\omega) + N_0$, возможная реализация которой на входе приемника приведена на рис. 93, является функцией частоты и помеха называется «небелым» шумом в отличие от белого, для которого $N(\omega) = N_0$. «Обеляющий» фильтр, квадрат амплитудно-частотной характеристики которого

$$|K(j\omega)|^2 = k/N(\omega), \quad (34)$$

где k — постоянная, Вт/Гц, преобразует исходный «небелый» шум в белый, спектральная плотность которого на выходе «обелителя» $N_{бел}(j\omega) = N(\omega)/|K(j\omega)|^2 = k$ постоянна. Определение алгоритма оптимального приемника, используемого для дальнейшей обработки сигнала на фоне белого шума, является значительно более простой

задачей, уже решенной для многих случаев. При синтезе приемника следует учитывать, что «обеляющий» фильтр преобразует не только спектр помех, но изменяет и проходящий через него полезный сигнал, ослабляя те спектральные области, в которых присутствуют сосредоточенные помехи.

Амплитудный спектр $S'(\omega)$ сигнала $u'_c(t)$ на выходе «обелителя» связан со спектром $S(\omega)$ сигнала на входе известным соотношением

$$S'(\omega) = |K(\omega)|S(\omega). \quad (35)$$

Спектр $S_{оп}(\omega)$ опорного сигнала $u_{оп}(t)$ при оптимальном когерентном приеме сигнала $u'_c(t)$ определяется выражением

$$S_{оп}(\omega) = k_1 S'^*(\omega) = k_1 S^*(\omega) |K^*(\omega)|,$$

где k_1 — произвольная постоянная; $S'^*(\omega)$ — спектр, комплексно сопряженный с $S'(\omega)$. Тогда полезный сигнал на выходе приемника формируется в соответствии с правилом $u_{вых} = \int_0^T u'_c(t) u_{оп}(t) dt$, которое преобразуем к виду

$$u_{вых} = \left(\frac{k_1}{2\pi} \right) \int_0^\infty S(\omega) |K(\omega)|^2 S^*(\omega) d\omega. \quad (36)$$

Как следует из приведенного выражения, в приемнике с «обелителем» необходимо либо обрабатывать по правилу (35) входной и опорный сигнал, либо опорный сигнал оставить без изменения, а обработку принимаемого сигнала изменить и осуществлять таким образом, чтобы спектр сигнала на входе перемножителя оптимального приемника

$$S_0(\omega) = S(\omega) |K(\omega)|^2. \quad (37)$$

Предпочтение следует отдать преобразованию (37), что объясняется значительным упрощением схемы из-за отказа от «обелителя» в канале формирования опорного сигнала.

Спектральная плотность $N(\omega)$ помех на входе приемника неизвестна, может меняться во времени и, следовательно, должна непрерывно измеряться в процессе приема. Схема измерения в случае отсутствия сигнала должна определить спектр помех $N(\omega) = N_n(\omega) + N_0$, что позволит реализовать правила (34), (37).

Если на вход приемника поступает смесь сигнала и помех, то при отсутствии какой-либо коррекции результатов измерения на выходе такой схемы будет получена функция $N'(\omega) = N_n(\omega) + N_0 + N_c(\omega)$, где $N_c(\omega)$ — спектральная плотность мощности сигнала. В этом случае квадрат амплитудно-частотной характеристики «обеляющего» фильтра

$$|K(\omega)|^2 = k/N'(\omega),$$

спектральная плотность помех $N'_{вых}(\omega)$ на выходе «обелителя»

$$N'_{вых}(\omega) = k [N_n(\omega) + N_0] / [N_n(\omega) + N_0 + N_c(\omega)]$$

будет неравномерной и дальнейший прием сигнала по правилу (36) нельзя считать оптимальным.

Таким образом, если в результате работы схемы измерения не вносятся поправки, сводящая к нулю составляющую сигнала $N_c(\omega)$, то преобразование «обелителем» сигнала и помех будет отличаться от требуемого, что приведет к снижению помехоустойчивости приема сигнала.

Реализовать «обеляющий» фильтр, работающий по правилу (34), — задача технически сложная, решение которой упрощается, если перейти к дискретной обработке спектра помех. В этом случае измерение спектральной плотности помех осуществляется l -канальным параллельным спектроанализатором, и квадрат амплитудно-частотной характеристики «обелителя» равен

$$\left| K\left(\frac{j\omega}{2\pi}\right) \right|^2 = k \sum_{i=1}^l \frac{\Delta f_0}{P_i} \Pi\left(\frac{f-f_i}{\Delta f_0}\right), \quad (38)$$

где Δf_0 — полоса, занимаемая одним каналом «обелителя»; $l = \Delta f / \Delta f_0$ — число каналов «обелителя»; $P_i = \int_{f_i-0,5\Delta f_0}^{f_i+0,5\Delta f_0} N(f) df$ — мощность помех в полосе Δf_0 ;

$$\Pi\left(\frac{f-f_i}{\Delta f_0}\right) = \begin{cases} 1 & \text{при } (f_i - 0,5\Delta f_0) \leq f \leq (f_i + 0,5\Delta f_0) \\ 0 & \text{при других } f. \end{cases}$$

Структурная схема «обелителя», осуществляющего дискретную по частоте обработку спектра помех в соответствии с правилом (38), обозначена на рис. 94 пунктиром. «Обеляющий» фильтр содержит параллельный набор l фильтров Φ_i , частотные характеристики которых в дальнейшем будем считать прямоугольными. Фильтры имеют одинаковые полосы Δf_0 ; средние частоты f_i двух соседних фильтров разнесены на Δf_0 . Коэффициент передачи каждого канала регулируется схемой измерения спектральной плотности помех согласно (38). Каждый канал схемы измерения включает звено: фильтр Φ_i — нелинейное устройство 1 (НУ1) — ФНЧ, измеряющее величину $\sigma_i = \sqrt{P_i}$, и нелинейное устройство 2 (НУ2) с характеристикой $u_{\text{вых}} = \sqrt{\Delta f_0 / u_{\text{вх}}}$. Напряжения с выходов четырехполосников (НУ2) $u_{\text{вых}} = \sqrt{\Delta f_0 / \sigma_i}$ управляют коэффициентами передачи соответствующих каналов «обелителя» по правилу

$$\left| K\left(\frac{j\omega}{2\pi}\right) \right| = \sqrt{k \Delta f_0} \sum_{i=1}^l \frac{1}{\sigma_i} \Pi\left(\frac{f-f_i}{\Delta f_0}\right).$$

Напряжение с выхода «обелителя» подается на вторые перемножители, которые предназначены для согласования опорных сигналов приемника с входными сигналами, искаженными «обеляющим» фильтром, и в соответствии с (37) изменяют коэффициент передачи сигналов аналогично (38).

Перемножители в схеме, приведенной на рис. 94, разделены только для того, чтобы выделить «обеляющий» фильтр. На практике вме-

то двух более целесообразно использовать один множитель и НУ1
схемы выполнить на основе квадратичного детектора, тогда

$$\left| K \left(\frac{j\omega}{2\pi} \right) \right| = k\Delta f_0 \sum_{i=1}^l \frac{1}{\sigma_i^2} \Pi \left(\frac{f-f_i}{\Delta f_0} \right).$$

Учитывая независимость составляющих сигнала, помехи и шума в
принимаемом сигнале и то, что соотношение полос входного фильтра
 Δf_0 и ФНЧ Δf_{Φ} удовлетворяет условию $\Delta f_{\Phi}/\Delta f_0 \ll 1$, можно считать,
что погрешность измерения по сравнению с измеряемой величиной пре-

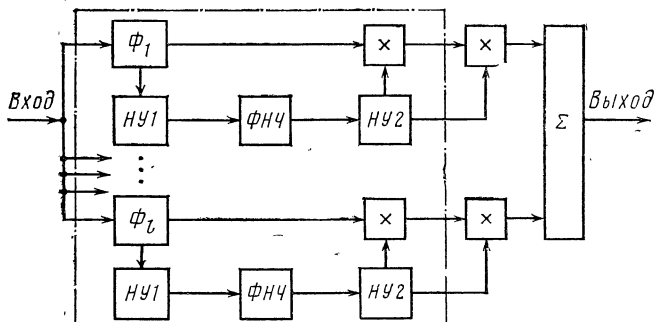


Рис. 94. Структурная схема «обеляющего» фильтра

небрежимо мала, и оценка практически совпадает с истинным значе-
нием измеряемой мощности $\sigma_{ci}^2 = P_i$. Таким образом, напряжение на
входе нелинейного устройства 2 равно

$$u_{вх} = k_2 \sqrt{P_i} = k_2 \sqrt{\sigma_{ш0}^2 + \sigma_{ni}^2 + \sigma_{ci}^2},$$

где k_2 — коэффициент пропорциональности; $\sigma_{ш0}^2 = N_0 \Delta f_0$ — мощность
шума в полосе фильтра Δf_0 ; $\sigma_{ni}^2 = \int_{f_i - 0,5\Delta f_0}^{f_i + 0,5\Delta f_0} N_n(f) df$, $\sigma_{ci}^2 = \int_{f_i - 0,5\Delta f_0}^{f_i + 0,5\Delta f_0} \times$
 $\times N_c(f) df$ — мощности сосредоточенной помехи и сигнала в полосе
фильтра Φ_i соответственно.

Как отмечалось выше, сигнальная составляющая σ_{ci}^2 из результа-
тов измерения должна быть устранена. Для этого либо используются
схемы компенсации, либо база сигнала выбирается таким образом,
чтобы выполнялось условие $\sigma_{ci}^2/\sigma_{ш0}^2 \ll 1$, т. е. и в том и в другом слу-
чае обеспечивается равенство $u_{вх} \approx k_2 \sqrt{\sigma_{ш0}^2 + \sigma_{ni}^2}$. Алгоритм рабо-
ты «обелителя» (38), содержащего набор фильтров с фиксированными
параметрами, будет достаточно близок к требуемому алгоритму (34)
либо при большом l , либо в том случае, когда помехи по частоте и по
полосе совпадут с фильтрами.

Как правило, ширина спектра сосредоточенных помех и несущая частота случайны, поэтому вероятность такого совпадения практически равна нулю. При малом l спектральная плотность помех $N(\omega)$ в полосе входного фильтра «обелителя» будет неравномерной и, следовательно, измеренная функция $N_n(\omega)$ будет отличаться от реальной. Различие между функциями $N(\omega)$ и $N_n(\omega)$ будет уменьшаться с уменьшением полосы входных фильтров при соответствующем увеличении числа фильтров в полосе приемника. В этом случае полоса фильтров меньше интервала корреляции спектра помех $\Delta f_0 < \Delta f_k$ и измеренные несколькими примыкающими друг к другу каналами значения спектральной плотности сосредоточенной помехи будут функционально связаны.

В результате интервал корреляции измеренного спектра помех $\Delta f'_k$ увеличится. Например, если полоса входного фильтра $\Delta f_0 = \Delta f_k/c$, то помеха, ширина спектра которой равна Δf_k , в общем случае будет занимать $c + 1$ канал и интервал корреляции спектра помех на выходе измерителя $\Delta f'_k = \Delta f_0 (c + 1) = \Delta f_k (1 + 1/c)$, что в конечном итоге выражается в увеличении коэффициента загрузки ρ_n . Коэффициент загрузки полосы приемника $\rho = \Delta f_n/\Delta f$ можно выразить через условное число помех $v = \Delta f_n/\Delta f_k$, имеющих полосу Δf_k , и максимальное число интервалов $n = \Delta f/\Delta f_k$, на которых помехи могут находиться, т. е. $\rho = v/n$. Считаем, что при $\rho > 0,5$ среднее значение интервала между сосредоточенными помехами не превосходит Δf_k . Тогда свободный от сосредоточенных помех участок спектра на выходе «обелителя» равен $\Delta f_c = \Delta f_0 (c - 1) (1 - \rho)n$. Коэффициент загрузки спектра помех на выходе «обелителя»

$$\rho_n = 1 - \Delta f_c/\Delta f = [\rho (c - 1) + 1]/c.$$

Величина ρ_n меняется в зависимости от числа фильтров c . Например, при $c = 1$ справедливо $\rho_n = 1$, в то время как помехи занимают только часть полосы ($\rho < 1$). При увеличении числа фильтров ($c \rightarrow \infty$) $\rho_n \rightarrow \rho$, т. е. измеренный спектр по форме приближается к реальному.

Общее число фильтров обелителя $l = \Delta f/\Delta f_0 = nc$. Таким образом, для облегчения вычислений можно наложить условие $\rho_n = \rho$ и использовать алгоритмы идеального «обелителя»

$$\left| K \left(\frac{j\omega}{2\pi} \right) \right|^2 = k \sum_{i=1}^n \frac{\Delta f_n}{P_i} \Pi \left(\frac{f - f_i}{\Delta f_0} \right),$$

считая, что v помех точно совпадают по частоте и по полосе с фильтрами «обелителя», число которых равно $n = \Delta f/\Delta f_k$ и полоса $\Delta f_0 = \Delta f_k$. Истинное значение $\rho_n > \rho$ можно учесть, заменяя n числом $n_k = \Delta f/\Delta f'_k$, так как увеличение $\rho_n = v/n_k$ связано с увеличением интервала корреляции $\Delta f'_k = \Delta f_0 [(c - 1) + 1/\rho]$.¹

Определим отношение сигнал-шум h_n^2 на выходе «обелителя», считая спектр псевдошумового сигнала постоянным в полосе Δf приемни-

ка $N_c(\omega) = \text{const}$, спектральную плотность помех на выходе «обелителя» $N_{\text{вых}}(\omega) = k$, $\rho_{\text{ш}} = \rho$. Мощность сигнала на выходе «обелителя»

$$P_{\text{св}} = \int_{f_0 - 0,5\Delta f_0}^{f_0 + 0,5\Delta f_0} N_c(f) \left| K\left(\frac{j\omega}{2\pi}\right) \right|^2 df = \frac{P_c k}{n} \sum_{i=1}^n \frac{\Delta f_0}{\sigma_{\text{ш}i}^2 + \sigma_{\text{ш}0}^2},$$

где P_c — мощность сигнала на входе «обелителя».

Отношение сигнал-шум $h_{\text{ш}}^2 = P_{\text{св}}\tau_0/N_{\text{вых}}(\omega)$ в результате подстановки выражения $P_{\text{св}}$, $N_{\text{вых}}(\omega)$ и N_0 равно

$$h_{\text{ш}}^2 = \frac{P_c \tau_0}{N_0} \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{\sigma_{\text{ш}0}^2}{\sigma_{\text{ш}0}^2 + \sigma_{\text{ш}i}^2} \right) = \frac{P_c \tau_0}{N_0} \left(1 - \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{\sigma_{\text{ш}i}^2}{\sigma_{\text{ш}i}^2 + \sigma_{\text{ш}0}^2} \right).$$

Величина $h_{\text{ш}}^2$ случайна, так как зависит от ансамбля сосредоточенных помех, мощности которых $\sigma_{\text{ш}i}^2$ случайны и могут меняться в процессе приема. Вероятность $p(h_{\text{ш}}^2)$ ошибочного приема сигналов приемником, установленным на выходе «обелителя», следует рассматривать как условную вероятность при фиксированном значении $h_{\text{ш}}^2$. Безусловная вероятность ошибки может быть найдена усреднением $p(h_{\text{ш}}^2)$ в соответствии с плотностью вероятности $W(h_{\text{ш}}^2)$ величины $h_{\text{ш}}^2$

$$p_0 = \int_0^{\infty} p(h_{\text{ш}}^2) W(h_{\text{ш}}^2) dh_{\text{ш}}^2.$$

Для характеристики случайных изменений спектра сосредоточенных помех используется плотность вероятности среднеквадратического значения помех $W(\sigma_{\text{ш}i})$, являющаяся результатом аппроксимации экспериментальных кривых распределения $W(\sigma_{\text{ш}i})$. В качестве аппроксимирующих применяется ряд функций [46], дающих примерно одинаковую точность, и в частности m -распределение [52]

$$W(x = \sigma_{\text{ш}i}) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega} \right)^m x^{2m-1} \exp\left(-x^2 \frac{m}{\Omega}\right),$$

где $m \geq 0,5$ и $\Omega = \overline{x^2}$ — параметры распределения.

Применение m -распределения объясняется тем, что оно позволяет провести исследование в общем виде для широкого класса помех, характеризующихся известными распределениями. Эти распределения могут быть получены при изменении параметра m . Например, при $m = 0,5$ m -распределение преобразуется в усеченный нормальный закон, при $m = 1$ — в закон Рэлея. Определить плотность вероятности $W(h_{\text{ш}}^2)$ при заданных функциях $W(\sigma_{\text{ш}i})$ не представляется возможным вследствие значительных математических трудностей, поэтому задача анализа помехоустойчивости приема сигнала на фоне сосредоточенных помех имеет решение только для ряда частных случаев.

Рассмотрим некогерентный прием ортогональных по частоте псевдошумовых сигналов при идеальной работе «обеляющего» фильгра. Вероятность ошибки в этом случае определяется выражением

$$p = 0,5 \exp(-0,5h_{\text{ш}}^2),$$

которое с учетом формулы h_n^2 преобразуем к виду

$$p=0,5 \exp \left[-0,5h_0^2 \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^v \frac{\sigma_{\text{ш}0}^2}{\sigma_{\text{ш}i}^2 + \sigma_{\text{ш}0}^2} + \frac{d}{n} \right) \right],$$

где $d = n - v$ — число фильтров, не занятых помехами ($\sigma_{\text{ш}i}^2 = 0$).

Так как $p = f(\sigma_{\text{ш}1}^2, \sigma_{\text{ш}2}^2, \dots, \sigma_{\text{ш}v}^2)$, то

$$p_0 = \int_0^\infty \int_0^\infty \dots \int_0^\infty p(\sigma_{\text{ш}1}^2, \sigma_{\text{ш}2}^2, \dots, \sigma_{\text{ш}v}^2) \times \\ \times W(\sigma_{\text{ш}1}, \sigma_{\text{ш}2}, \dots, \sigma_{\text{ш}v}) d\sigma_{\text{ш}1} d\sigma_{\text{ш}2} \dots d\sigma_{\text{ш}v},$$

где $W(\sigma_{\text{ш}1}, \sigma_{\text{ш}2}, \dots, \sigma_{\text{ш}v})$ — совместная плотность вероятности случайных величин $\sigma_{\text{ш}i}$.

Учитывая независимость величин $\sigma_{\text{ш}i}$, приведенное выражение можно свести к виду

$$p_0 = \left[\int_0^\infty p(\sigma_{\text{ш}i}^2) W(\sigma_{\text{ш}i}) d\sigma_{\text{ш}i} \right]^v.$$

Обозначим $A = \sigma_{\text{ш}0}^2 / (\sigma_{\text{ш}i}^2 + \sigma_{\text{ш}0}^2)$ и подставим в данное общее выражение формулу $p(\sigma_{\text{ш}i}^2, h_n^2)$, используя представление экспоненты в виде степенного ряда

$$p_0 = B \left[\int_0^\infty \sum_{i=0}^\infty \frac{(-1)^i}{i!} \left(\frac{h_0^2 A}{2n} \right)^i W(\sigma_{\text{ш}i}) d\sigma_{\text{ш}i} \right]^v = B \left[\sum_{i=0}^\infty \frac{(-1)^i}{i!} \left(\frac{h_0^2}{2n} \right)^i \overline{A^i} \right]^v,$$

где $B = 0,5 \exp(-0,5h_0^2 d/n)$; $\overline{A^i}$ — i -е начальные моменты случайной величины A .

Любой начальный момент можно выразить через математическое ожидание a , дисперсию σ^2 и центральный момент M_i :

$$\overline{A^1} = a, \quad \overline{A^2} = a^2 + \sigma^2,$$

$$\overline{A^3} = M_3 + 3a(a^2 + \sigma^2) - 2a^3 = M_3 + 3a\sigma^2 + a^3,$$

$$\overline{A^4} = M_4 + 4\overline{A^3}a - 6\overline{A^2}a^2 + 3a^4 = M_4 + 6a^2\sigma^2 + a^4 + 4M_3a,$$

$$\overline{A^5} = M_5 + 10a^3\sigma^2 + a^5 + 5M_4a - 10M_3a^2.$$

Аналогично представим начальные моменты в формуле p_0 и, используя методику, приведенную в [56], объединим члены ряда в суммы по степеням a^i :

$$p_0 = B \left[\sum_{i=0}^\infty \frac{(-1)^i}{i!} \left(\frac{h_0^2 a}{2n} \right)^i + \frac{\sigma^2}{2!} \left(\frac{h_0^2}{2n} \right)^2 \sum_{k=0}^\infty \frac{(-1)^k}{k!} \left(\frac{h_0^2 a}{2n} \right)^k + \right. \\ \left. + \sum_{i=3}^\infty \frac{(-1)^i}{i!} M_i \left(\frac{h_0^2}{2n} \right)^i \sum_{k=0}^\infty \frac{(-1)^k}{k!} \left(\frac{h_0^2 a}{2n} \right)^k \right]^v.$$

Делая переход от сформированных сумм к соответствующей показательной функции, получим

$$p_0 = 0,5 \left[1 + \frac{\sigma^2}{2!} \left(\frac{h_0^2}{2n} \right)^2 + \sum_{i=3}^\infty \frac{(-1)^i}{i!} M_i \left(\frac{h_0^2}{2n} \right)^i \right] \times \\ \times \exp[-0,5h_0^2(d/n + va/n)]. \quad (39)$$

Моменты a , σ^2 , M_i случайной величины A определяются известными выражениями

$$a = \int_0^\infty \left(\frac{\sigma_{ш0}^2}{\sigma_{ш0}^2 + \sigma_{шi}^2} \right) W(\sigma_{шi}) d\sigma_{шi},$$

$$\sigma^2 = \int_0^\infty \left(\frac{\sigma_{ш0}^2}{\sigma_{ш0}^2 + \sigma_{шi}^2} - a \right)^2 W(\sigma_{шi}) d\sigma_{шi},$$

$$M_i = \int_0^\infty \left(\frac{\sigma_{ш0}^2}{\sigma_{ш0}^2 + \sigma_{шi}^2} - a \right)^i W(\sigma_{шi}) d\sigma_{шi}.$$

Подставляя в приведенные общие формулы вместо $W(\sigma_{шi})$ выбранное ранее m -распределение и вычисляя табличные интегралы [12], после ряда преобразований получим

$$a = \frac{\sigma_{ш0}^2 m}{\Omega} \Psi \left(1, 1; \frac{\sigma_{ш0}^2 m}{\Omega} \right); \quad \sigma^2 = \left(\frac{\sigma_{ш0}^2 m}{\Omega} \right)^2 \Psi \left(2, 2; \frac{\sigma_{ш0}^2 m}{\Omega} \right) - a^2,$$

где $\Psi(\alpha, \gamma; x)$ — вырожденная гипергеометрическая функция [12].

При условии $\sigma_{ш0}^2 m / \Omega \ll 1$, соответствующем наиболее тяжелому для работы радиолинии случаю, возможна аппроксимация гипергеометрических функций вида:

$$\Psi(1, 1; x) \approx \ln(1/x); \quad \Psi(2, 2; x) \approx 1/x - \ln(1/x)$$

и, как следствие, упрощение формул a и σ^2

$$a \approx \frac{\sigma_{ш0}^2 m}{\Omega} \ln \frac{\Omega}{\sigma_{ш0}^2 m}; \quad \sigma^2 \approx \frac{\sigma_{ш0}^2 m}{\Omega} \left(1 - \frac{\sigma_{ш0}^2 m}{\Omega} \ln \frac{\Omega}{\sigma_{ш0}^2 m} \right) - a^2.$$

Считая $h/2n \ll 1$ и $v\sigma^2 \ll 1$, ограничим знакпеременный ряд (39) первыми двумя членами и перейдем к приближенному выражению вероятности ошибки

$$\rho_0 \approx [1 + 0,5v\sigma^2 (h_0^2/2n)^2] 0,5 \exp[-0,5 h_0^2 (d + va)/n],$$

точность которого определяется величиной первого отброшенного члена $O|-v^2 M_3 (h_0^2/2n)^3/3| \ll 1$.

Подставляя в показательную функцию $d = n - v$, получим окончательно

$$\rho_0 \approx 0,5 L \exp(-0,5 h_0^2),$$

где $L \approx [1 + 0,5v\sigma^2 (h_0^2/2n)^2] \exp[0,5 h_0^2 v (1 - a)/n]$ — величина, характеризующая проигрыш в помехоустойчивости, вызванный воздействием сосредоточенных помех.

Г Л А В А 5

Уплотнение и разделение каналов в информационно-телеметрических системах

Практически для всех типов современных радиосистем передачи информации характерна многоканальная передача, при которой по общему высокочастотному тракту радиосистемы передаются сообщения от многих источников. Число уплотняемых каналов в современных

радиосистемах передачи информации может достигать нескольких сотен и даже тысяч, что характерно для многоканальных систем, например информационно-теlemetryческих. При этом применяются как различные виды операций уплотнения и разделения каналов, так и различные процедуры организации этих операций.

На выбор и организацию того или иного метода уплотнения и разделения каналов существенное влияние оказывает число уплотняемых каналов, скорость передачи информации в системе, требования к точности и помехоустойчивости передачи, условия и специфика использования многоканальной системы. Важными вопросами при этом являются также простота реализации подсистем уплотнения и разделения на современной элементной базе, возможности унификации и стандартизации аппаратуры, простота сопряжения подсистем уплотнения и разделения с другими подсистемами.

Ниже рассматриваются методы уплотнения и разделения каналов, прежде всего, применительно к информационно-теlemetryческим системам летательных аппаратов, хотя подобные методы находят применение и в других многоканальных системах. Основное внимание уделено нелинейному каскадному мажоритарному методу уплотнения, имеющему целый ряд достоинств по сравнению с другими методами. В настоящей главе рассматривается также структура информационно-теlemetryческих систем летательных аппаратов и принципы организации работы бортовой сети сбора и распределения информации в этих системах.

5.1. Общие положения и классификация методов уплотнения и разделения каналов

Все используемые методы уплотнения и разделения каналов можно классифицировать на линейные и нелинейные. К линейным относятся такие, при которых операция уплотнения (разделения) осуществляется линейными устройствами с постоянными или переменными во времени параметрами. В противном случае метод уплотнения (разделения) будет нелинейным.

В большинстве случаев для осуществления операции уплотнения каналов уплотняемому источнику сообщений выделяется специальный сигнал, называемый канальным сигналом или поднесущим колебанием. Последнее название используется в тех случаях, когда хотят подчеркнуть наличие в радиосистеме передачи информации несущей, общей для всех уплотняемых источников. Сообщения, поступающие от уплотняемых источников, сначала модулируют по какому-либо параметру выделенные источникам канальные сигналы, а затем промодулированные канальные сигналы объединяются, в результате чего устройством уплотнения формируется групповой сигнал. Если операция уплотнения линейна, то этот сигнал будет линейным групповым сигналом. Он в большинстве случаев образуется посредством линейного суммирования промодулированных канальных сигналов.

Если операция разделения каналов линейна, то устройство разделения представляет собой набор линейных избирательных цепей, каждая из которых выделяет из группового сигнала только свой канальный сигнал, и в идеальном случае совсем не реагирует на канальные сигналы, используемые другими уплотняемыми источниками сообщений. Для осуществления подобного идеального линейного разделения при линейном уплотнении необходимо и достаточно [46], чтобы промодулированные канальные сигналы составляли ансамбль линейно-независимых сигналов. В качестве таких сигналов обычно используют ансамбли ортогональных сигналов, так как они при прочих равных условиях сре-

ди всех ансамблей линейно-независимых сигналов обеспечивают наиболее высокую помехоустойчивость передачи по отношению к помехам, действующим в канале связи.

При линейном уплотнении каналов по виду признака, за счет которого обеспечивается ортогональность канальных сигналов, линейные методы разделения можно классифицировать на временное разделение каналов (ВРК), частотное разделение каналов (ЧРК) и разделение каналов по форме сигналов (РКФ). При ВРК канальные сигналы представляют собой последовательности импульсов, обычно прямоугольных, неперекрывающихся друг с другом по времени. При ЧРК канальные сигналы представляют собой колебания, обычно гармонические, с неперекрывающимися частотными спектрами. При РКФ канальные сигналы, перекрываясь по времени и частоте, остаются ортогональными за счет их формы. Дальнейшую классификацию методов РКФ можно провести по конкретному типу используемых ортогональных сигналов. В частности, при РКФ используется фазовое разделение каналов, когда в качестве канальных сигналов используются два гармонических колебания одинаковой частоты, отличающиеся по фазе на $\pi/2$ и поэтому являющиеся ортогональными на своем периоде. При РКФ могут использоваться и другие ансамбли, содержащие большее число ортогональных сигналов. В частности, могут быть использованы классические ортогональные полиномы Лежандра, Чебышева и др. Такие методы разделения будут соответственно называться методами РКФ с классическими полиномиальными поднесущими.

Классические полиномиальные поднесущие являются непрерывными аналоговыми сигналами, и, следовательно, устройствам их генерирования и обработки свойственны известные недостатки, присущие всем аналоговым устройствам. Поэтому в настоящее время в теории и технике многоканальной передачи значительный интерес представляет использование в качестве канальных сигналов различных типов цифровых сигналов с большой базой, т. е. составных сигналов [25]. Соответствующие методы разделения будут называться РКФ с поднесущими составными сигналами. В частности, ансамблем ортогональных двоичных составных сигналов является ансамбль функций Уолша [57]. При их использовании к качеству канальных сигналов будем иметь РКФ с поднесущими Уолша.

Все используемые методы уплотнения каналов можно классифицировать на синхронные и асинхронные. При осуществлении синхронных методов линейного уплотнения каналов требуется обеспечить ортогональность промодулированных сообщений λ поднесущих $S_i(t, \lambda_i)$ и $S_j(t, \lambda_j)$, используемых в i -м и j -м каналах, при фиксированном временном сдвиге τ этих поднесущих. Это условие можно записать в виде

$$\rho_{ij} = \int_0^T S_i(t, \lambda_i) S_j(t - \tau, \lambda_j) dt = 0, \quad i \neq j, \quad \tau = \text{const};$$

где ρ_{ij} — взаимная корреляционная функция используемых поднесущих; T — длительность (период) поднесущих.

Другими словами, при линейном синхронном уплотнении каналов требуется ортогональность в точке используемых канальных сигналов. Напротив, при асинхронном линейном уплотнении каналов требуется обеспечить ортогональность промодулированных канальных сигналов при их произвольном временном сдвиге τ . Примером сигналов, используемых при асинхронном линейном уплотнении каналов, могут быть гармонические сигналы с неперекрывающимися частотными спектрами. Таким образом, указанное выше ЧРК используется при асинхронном линейном уплотнении каналов. Вместе с тем, гармонические колебания одинаковой частоты, имеющие фазовый сдвиг $\pi/2$, классические ортогональные полиномы и многие типы составных сигналов, в частности функции Уолша, являются ортогональными в точке. Следовательно, фазовое разделение, РКФ с классическими полиномиальными поднесущими, РКФ с поднесущими Уолша могут быть использованы лишь при синхронном линейном уплотнении каналов.

Очевидно, ортогональность в точке является существенно менее жестким требованием к ансамблю используемых канальных сигналов, чем ортогональность при произвольном сдвиге. Поэтому при прочих равных условиях размер ансам-

ля сигналов, ортогональных в точке, существенно больше размера ансамбля сигналов, ортогональных при произвольном сдвиге. Вследствие этого при прочих равных условиях в системах передачи информации с синхронным линейным уплотнением и линейным разделением оказывается возможным уплотнение большего числа каналов, чем в системах с асинхронным уплотнением. Поэтому всегда, когда это технически несложно осуществить при линейных методах уплотнения и разделения, для увеличения числа каналов, уплотняемых в отведенной системе полосе частот, целесообразно использовать синхронное уплотнение. В частности, при использовании в качестве канальных сигналов гармонических колебаний с неперекрывающимися частотными спектрами можно вдвое увеличить число уплотняемых каналов, если от асинхронного уплотнения перейти к синхронному, используя на частоте каждой поднесущей фазовое разделение каналов. При подобном синхронном линейном уплотнении получим частотно-фазовое разделение каналов.

В тех случаях, когда организация синхронного уплотнения встречает существенные технические трудности, например, когда уплотняемые источники сообщений рассредоточены и их взаимное положение в пространстве меняется, используют асинхронное уплотнение каналов. Для линейного асинхронного уплотнения могут быть использованы ансамбли амплитудно-манипулированных, частотно-манипулированных и фазо-манипулированных составных сигналов, ортогональных при произвольном сдвиге. Методы синтеза ансамблей таких сигналов разработаны в последние годы в теории сигналов [7].

На практике в силу сложности длительности используемых канальных сигналов и ограниченности ширины полосы пропускания радиоприемного устройства всегда имеют дело не со строго ортогональными, а квазиортогональными канальными сигналами, для которых условие ортогональности выполняется приблизительно. Поэтому всегда отдельные каналы при разделении создают друг другу помехи, называемые междуканальными помехами, или шумами неортогональности. Уровень этих помех будет тем выше, чем больше величина взаимной корреляции между используемыми канальными сигналами, и чем больше канальных сигналов одновременно поступают на устройство уплотнения. Междуканальные помехи при линейном уплотнении могут появиться также вследствие нелинейности характеристик отдельных устройств, через которые проходит линейный групповой сигнал до разделения каналов, т. е. устройств, составляющих групповой тракт радиосистемы передачи информации. Междуканальные помехи могут оказывать существенное влияние на характеристики радиосистемы, в частности, на качество передачи информации, и их учет необходим при выборе того или иного метода уплотнения и разделения каналов. Очевидно, можно рассматривать и обратную задачу — а именно: задавшись допустимым уровнем междуканальных помех, можно определить требования к взаимной корреляции используемых канальных сигналов и к линейности группового тракта радиосистемы.

При организации многоканальной передачи информации используемые для уплотнения канальные сигналы могут быть заранее определенным образом распределены между уплотняемыми источниками сообщений. При этом канальные сигналы, выделенные какому-либо уплотняемому источнику, в течение сеанса работы радиосистемы могут использоваться только этим и никаким другим источником. Такое уплотнение называется уплотнением с закрепленными каналами. Соответствующая многоканальная система передачи информации при этом будет также называться системой с закрепленными каналами. Распределение используемых канальных сигналов по уплотняемым источникам сообщений при этом может быть жестким, фиксированным на протяжении всего сеанса работы системы передачи информации, но может быть гибким и меняться в процессе работы в соответствии с определенными командами. Оба указанных режима работы с закрепленными каналами характерны, в частности, для многоканальных систем с ВРК. При этом в первом случае, т. е. при распределении каналов, фиксированном на протяжении всего сеанса работы, чтобы подчеркнуть факт неизменности частоты опроса в порядке коммутации уплотняемых каналов, метод разделения называют циклическим ВРК. Во втором случае, т. е. при изменении распределения канальных сигналов в процессе работы, поскольку команды на изменение порядка опроса и частоты коммутации каналов обычно вырабатываются

ся в соответствии с некоторой программой, метод разделения каналов называют ВРК с программируемой коммутацией. Программа коммутации может быть составлена заранее, если априорно известны законы изменения свойств уплотняемых источников, например изменение во времени производительности уплотняемых источников. Программа коммутации при этом составляется таким образом, чтобы формируемые на ее основе команды позволили обеспечить возможно лучшее согласование частоты коммутации каналов с текущей производительностью уплотняемых источников.

На практике в ряде случаев отсутствуют априорные сведения о законах изменения производительности уплотняемых источников, хотя известно, что уплотняемые источники кусочно-стационарны. В этих случаях в самой системе передачи информации может изменяться текущая производительность уплотняемых источников, и на основании этих измерений формироваться программа коммутации каналов. При этом перед переходом на вновь сформированную программу коммутации сведения об этой программе необходимо передать на приемную сторону системы для организации правильного разделения каналов. Подобный метод разделения каналов называют ВРК с автопрограммируемой коммутацией. Очевидно, и при других методах разделения каналов можно аналогично организовать уплотнение с закрепленными каналами и программируемым или автопрограммируемым распределением канальных сигналов по уплотняемым источникам.

Возможна и такая организация многоканальной передачи информации, когда канальные сигналы не распределяются заранее между уплотняемыми источниками, а выделяются каждому источнику по мере необходимости, т. е. когда у данного источника появляется информация, подлежащая передаче, или, как говорят, когда источник становится активным. Такое уплотнение называется уплотнением с незакрепленными каналами. Очевидно, для правильного разделения каналов в системах с незакрепленными каналами на приемную сторону необходимо каким-либо образом передать информацию о том, каким источником в данный момент времени использовался каждый принятый канальный сигнал. Другими словами, при незакрепленных каналах необходимо на приемную сторону каким-то образом передавать адрес источника, использующего данный канальный сигнал. Поэтому системы с незакрепленными каналами в ряде случаев называют адресными системами, а соответствующие методы разделения каналов — методами разделения с кодовым признаком, например, временное разделение каналов с кодовым признаком (ВРК—КП).

Системы передачи информации с программируемым и автопрограммируемым распределением канальных сигналов, а также системы с незакрепленными каналами, представляют наибольший интерес в тех случаях, когда число уплотняемых источников сообщений велико, и эти источники нестационарны. Программируемое распределение канальных сигналов, как отмечалось выше, целесообразно использовать тогда, когда априорно известно изменение во времени производительности уплотняемых нестационарных источников. Автопрограммируемое распределение канальных сигналов может быть использовано тогда, когда априорные сведения о производительности уплотняемых источников отсутствуют, однако известно, что уплотняемые источники кусочно-стационарны, причем длительность интервалов стационарности велика по сравнению со временем, необходимым для измерения с требуемой точностью текущей производительности уплотняемых источников. И, наконец, при использовании уплотнения с незакрепленными каналами не требуется кусочной стационарности уплотняемых источников. Подобные методы уплотнения находят применение при использовании различных адаптивных алгоритмов сжатия данных, из которых наиболее широко распространены предсказатели, в частности, предсказатель нулевого порядка [15, 38]. При этом задача обеспечения активных источников канальными сигналами может решаться методами теории массового обслуживания.

Таким образом, выбор того или иного метода организации многоканальной передачи при линейном уплотнении каналов определяется свойствами уплотняемых источников сообщений и наличием априорных сведений о них. Вместе с тем, очевидно, сложность осуществления операций уплотнения и разделения каналов будет существенно зависеть от выбранного метода многоканальной передачи. Проиллюстрируем это на примере ВРК, которое в настоящее время наи-

более широко используется при синхронном линейном уплотнении большого числа источников. Широкое распространение ВРК для этих целей объясняется в основном тем, что устройства уплотнения и разделения, представляющие при ВРК коммутаторы (переключатели) каналов, легко реализуются на современной элементной базе, и, кроме того, нелинейность группового тракта при ВРК не приводит к междуканальным помехам, поскольку в каждый момент времени по групповому тракту при ВРК передается канальный сигнал не более чем от одного уплотняемого источника. Поэтому требования к линейности группового тракта могут быть невысокими, что упрощает практическую реализацию радиосистемы передачи информации.

При ВРК в том случае, когда уплотняемые источники стационарны и их производительность априорно известна, организуют, как правило, циклическое ВРК. При этом, если имеется большой разброс производительностей уплотняемых источников, то используют многоступенчатую суб- и суперкоммутацию каналов. Циклическое ВРК, очевидно, является наиболее простым в реализации, но, вместе с тем, это жесткий метод, не позволяющий изменить частоту опроса источников при изменении их производительности. При этом методе частоту опроса каждого источника необходимо выбирать, исходя из его максимальной производительности на протяжении всего сеанса работы радиосистемы передачи информации. Если производительность какого-либо источника уменьшилась по сравнению с максимальным ее значением, то в сообщении, передаваемом по данному каналу при циклическом ВРК, появляется избыточность. На передачу возникающих избыточных данных затрачивается часть пропускной способности радиосистемы и, кроме того, получатель информации вынужден обрабатывать больший объем данных, чем это минимально необходимо. Следует отметить, что во многих случаях возникающая таким образом избыточность является неконтролируемой и не может быть эффективно использована для улучшения помехоустойчивости передачи. Указанные затраты пропускной способности радиосистемы и дополнительная нагрузка получателя избыточной информацией являются своего рода ценой за простоту реализации циклического ВРК.

Если уплотняемые источники кусочно-стационарны, причем их производительность на каждом интервале стационарности априорно известна и известны также моменты перехода с одного интервала стационарности на другой, то, как уже отмечалось, целесообразно использовать ВРК с программируемой коммутацией. Команды на смену программ коммутации при этом должны поступать в априорно известные моменты смены интервалов стационарности уплотняемых источников. Этим обеспечивается программное сокращение избыточности, которая могла бы иметь место при циклическом ВРК, и достигается это ценой усложнения реализации процедур уплотнения и разделения каналов по сравнению с циклическим ВРК. Кроме того, для осуществления ВРК с программируемой коммутацией требуются детальные априорные сведения о производительности уплотняемых источников. Если подобные априорные сведения отсутствуют, то в рассматриваемом случае целесообразно использовать ВРК с автопрограммируемой коммутацией. При этом требуется на передающей стороне измерять текущую производительность уплотняемых источников и на основании этого формировать программу коммутации. Кроме того, необходимо информацию о вновь сформированной программе коммутации передать на приемную сторону, на что затрачивается часть пропускной способности системы. Все это является платой за отсутствующие априорные сведения о производительности уплотняемых источников, однако при этом приобретаетась большая гибкость процедур уплотнения и разделения каналов.

Наибольшая гибкость процедур уплотнения и разделения каналов достигается при ВРК—КП, поскольку в принципе при осуществлении такого метода многоканальной передачи не требуется даже наличия кусочной стационарности уплотняемых источников. Однако при ВРК—КП для осуществления операции уплотнения необходимо разравнивание во времени случайного потока сообщений от активных каналов, для чего требуется буферное запоминающее устройство. Сообщения от отдельных каналов могут находиться в буферном запоминающем устройстве случайное, неизвестное заранее время, информацию о чем во многих случаях необходимо наряду с адресной информацией передавать на приемную сторону радиосистемы для правильного разделения каналов и восстановле-

ния передаваемых сообщений. На передачу этой дополнительной (служебной) информации при ВРК—КП затрачивается определенная, часто весьма значительная часть пропускной способности радиосистемы. Кроме того, требуются соответствующие кодеры—декодеры служебной информации. Все это является платой за ту гибкость процедур уплотнения и разделения каналов, которая приобретаетсЯ при ВРК—КП. Вместе с тем, при ВРК—КП вследствие случайности потоков сообщений, поступающих в буферное запоминающее устройство, может наступить его переполнение или, наоборот, опустошение. В первом случае сообщения, поступающие от активных каналов, будут потеряны, во втором — передача информации прекратится.

Оба указанных явления нежелательны, и емкость буферного запоминающего устройства следует выбирать таким образом, чтобы получить достаточно малые вероятности осуществления этих событий. Вместе с тем, эту емкость желательно выбрать минимально возможной, так как это упростит буферное запоминающее устройство и уменьшит среднюю задержку, вносимую им в передачу информации. Все эти требования можно тем лучше удовлетворить, чем детальнее априорные сведения о свойствах уплотняемых источников, в частности, об их производительности.

Обратимся теперь к нелинейным методам уплотнения и разделения каналов. Хотя общей теории нелинейного уплотнения и разделения не создано, известно довольно большое число таких методов. Прежде всего отметим, что хотя при нелинейном уплотнении в большинстве случаев разделение каналов также должно быть нелинейным, линейные и нелинейные методы могут комбинироваться в одной радиосистеме передачи информации. Например, при нелинейном уплотнении может использоваться линейное разделение каналов и наоборот. Это обычно осуществляется для упрощения реализации процедуры разделения или получения каких-либо других преимуществ. Однако линейное разделение возможно лишь в специальных случаях нелинейного уплотнения, допускающих линейное разделение, один из которых мы подробно рассмотрим ниже. Таким образом, для каждого конкретного вида нелинейного уплотнения каналов необходимо рассматривать определенные методы разделения и наоборот.

Одним из простых нелинейных методов уплотнения и разделения каналов является параметрическое уплотнение и разделение. При этом методе сообщения от уплотняемых источников модулируют независимые параметры одного и того же переносчика (поднесущего или несущего колебания). Например, если таким переносчиком является гармоническое колебание, то посредством его амплитудной и угловой модуляции можно осуществить передачу сообщений от двух уплотняемых таким образом источников. Разделение каналов при этом также должно быть нелинейным, поскольку перед выделением сообщения, передаваемого с помощью угловой модуляции, необходимо амплитудное ограничение переносчика для устранения влияния другого уплотняемого канала, т. е. для предотвращения появления междуканальных помех.

Еще одну группу методов нелинейного разделения при нелинейном уплотнении составляют методы разделения, приводимые к линейным.

Поясним эти методы следующим примером. Пусть имеется ансамбль канальных сигналов, промодулированных сообщениями от уплотняемых источников и обладающих тем свойством, что их логарифмы образуют ансамбль линейно независимых сигналов. Пусть операция уплотнения состоит в перемножении имеющихся канальных сигналов. Тогда при разделении, очевидно, можно прологарифмировать полученный групповой сигнал, и таким образом привести задачу разделения к известной задаче линейного разделения. После осуществления линейного разделения потенцированием можно восстановить каждый из исходных канальных сигналов.

Одним из методов нелинейного разделения, используемого при линейном уплотнении, является разделение по амплитуде. Поясним этот метод на примере разделения двух промодулированных канальных сигналов, каждый из которых представляет собой периодическую последовательность прямоугольных импульсов с амплитудой U_1 и U_2 соответственно, причем $U_1 > U_2$. Пусть используется широко-импульсная модуляция этих канальных сигналов сообщениями, поступающими от уплотняемых источников, и осуществляется линейное уплотнение промодулированных канальных сигналов, в результате чего формируется линей-

ный групповой сигнал с амплитудой $U_{\Sigma} = U_1 + U_2$. Очевидно, каналные сигналы при этом являются линейно зависимыми, но несмотря на это их можно разделить. Для этого линейный групповой сигнал следует подать на нелинейное устройство с релейной характеристикой, например триггер, порог срабатывания которого устанавливается равным $0,5U_{\Sigma}$. На выходе этого триггера в силу условия $U_1 > U_2$ будет выделен первый промодулированный каналный сигнал, вычитанием которого из линейного группового сигнала можно выделить и второй каналный сигнал. Очевидно, этот же принцип можно использовать и при любом числе n_c уплотняемых каналов, если амплитуды U_i ($i = 1, n_c$) каналных сигналов удовлетворяют условиям:

$$U_i > U_{i+1}; U_{i-1} > \sum_{j=1}^{n_c} U_j.$$

Отметим, что при всех рассмотренных выше типах нелинейных методов разделения уплотнение каналов может быть как синхронным, так и асинхронным. Поскольку при нелинейном уплотнении и разделении не требуется линейной независимости уплотняемых каналных сигналов, то, очевидно, при одинаковых условиях синхронные нелинейные методы уплотнения в общем случае не будут иметь преимущества перед асинхронными по числу уплотняемых каналов, как это было при линейных методах.

Однако имеются такие нелинейные методы, которые допускают только синхронное уплотнение. К ним относится комбинационное уплотнение и разделение каналов. Подобный метод используется для синхронного нелинейного уплотнения сообщений, представленных в цифровой форме, и состоит в следующем. Пусть сообщения, поступающие на устройство уплотнения от n_c уплотняемых источников, представлены символами q -ичного кода ($q \geq 2$). Предположим, что символы, поступающие от каждого источника, имеют одинаковую длительность τ и одновременно, по одному символу от каждого источника, поступают на устройство уплотнения. Тогда, очевидно, совокупность символов, поступивших в данный момент времени от всех n_c источников, можно рассматривать как комбинацию безыбыточного q -ичного блокового кода с блоковой длиной n_c , представленную в параллельной форме. Таким образом, уплотняемые источники можно рассматривать как один групповой источник, выдающий на передачу блоковый код в параллельной форме. Количество различных комбинаций такого кода будет, очевидно, равно q^{n_c} . Операцию уплотнения каналов при этом можно рассматривать как операцию преобразования поступающих комбинаций из параллельной формы в последовательную.

Очевидно это преобразование может осуществляться как линейными, так и нелинейными устройствами. Важно только, чтобы оно было однозначным, т. е. чтобы каждой из q^{n_c} комбинаций кода группового источника однозначно ставился в соответствие один из q^{n_c} возможных образцов — одна из кодовых комбинаций группового сигнала с той же длительностью τ . Если указанное преобразование осуществляется нелинейным устройством, то будет иметь место нелинейное комбинационное уплотнение каналов. В частности, часто используется нелинейное комбинационное уплотнение, в результате которого n_c -разрядной комбинации q -ичного кода, поступающей в параллельной форме от уплотняемых источников на устройство уплотнения, ставится в соответствие одноразрядная комбинация кода группового сигнала с длительностью символа τ . Чтобы обеспечить однозначность такого преобразования, а следовательно, возможность правильного разделения каналов, основание кода группового сигнала должно быть равно q^{n_c} . Элементы основания подобного кода группового сигнала часто являются отрезками гармонических колебаний с различными начальными фазами, разностями начальных фаз соседних символов или частотами, что соответствует фазовой, относительной фазовой и частотной манипуляции группового сигнала. Возможны и другие типы кодов группового сигнала.

На выбор того или иного типа кода группового сигнала существенное влияние оказывает сложность реализации соответствующей операции нелинейного

преобразования, т. е. операции уплотнения и обратной операции, т. е. операция разделения каналов. В этой связи большой интерес представляет один из частных случаев комбинационного уплотнения — логическое или мажоритарное уплотнение каналов. В результате такого уплотнения каждой комбинации двоичного кода с блоковой длиной n_c в параллельной форме поступившей от уплотняемых источников, в устройстве уплотнения ставится в однозначное соответствие комбинация двоичного кода группового сигнала с блоковой длиной n , представленного в последовательной форме. При этом значение каждого двоичного символа кодовой комбинации группового сигнала определяется в соответствии с логической функцией абсолютного большинства, т. е. мажоритарно, что и определяет название данного метода уплотнения.

Двоичный код группового сигнала, получаемый при мажоритарном уплотнении, удобен для дальнейших преобразований на передающей стороне и обработки на приемной стороне и имеет минимально возможный пикфактор, что позволяет полностью использовать потенциальные возможности радиопередающего устройства. При этом нелинейность группового тракта, как и при ВРК, не приводит к появлению междуканальных помех. Кроме того, при данном методе уплотнения оказывается возможным линейное разделение каналов, просто реализуемое полностью цифровым устройством разделения.

Из дальнейшего также будет видно, что уменьшение числа одновременно активных источников, получаемые при использовании адаптивных методов сжатия данных в моменты уменьшения их производительности, можно использовать при мажоритарном уплотнении для увеличения помехоустойчивости передачи. Поскольку мажоритарное уплотнение относится к методам уплотнения с закрепленными каналами, то нет необходимости передавать на приемную сторону служебную информацию, а на передающей стороне не требуется буферного запоминающего устройства, как при ВРК—КП.

Перейдем теперь к более детальному исследованию мажоритарного уплотнения каналов.

5.2. Принцип мажоритарного каскадного уплотнения каналов

Структурные схемы устройства уплотнения и устройства разделения многоканальной системы передачи информации с мажоритарным уплотнением каналов представлены на рис. 95 и 96 соответственно. Модулирующие сообщения от каждого из n_c уплотняемых источников

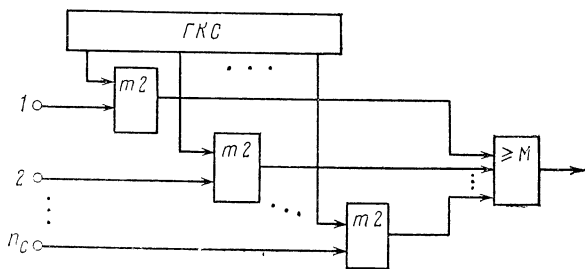


Рис. 95. Структурная схема устройства уплотнения системы с мажоритарным уплотнением

(рис. 95), представленные двоичным кодом, одновременно во всех каналах поступают на один из входов канального модулятора, которым является сумматор по модулю два. На другой вход каждого канального модулятора поступает канальный сигнал, закрепленный за данным каналом, и представляющий собой комбинацию двоичного кода с блоковой длиной n . Длительность двоичного символа канального сигнала выбирается равной $\tau = T/n$, где T — длительность двоичного сим-

вола, поступившего от источника. С выхода сумматора по модулю два в каждом канале получим либо выделенный данному каналу каналный сигнал (в случае прихода от уплотняемого источника информационного символа «0»), либо его инверсию, представляющую собой тот же каналный сигнал, в котором каждая «1» заменена на «0», и наоборот (в случае прихода от уплотняемого источника информационного символа «1»). Совокупность полученных таким образом каналных сигналов или их инверсий одновременно поступает на мажоритарный элемент, на выходе которого формируется двоичное кодовое слово группового сигнала по следующему правилу: i -й его разряд ($i = 1, n$) равен единице, если число единиц, поступивших на мажоритарный

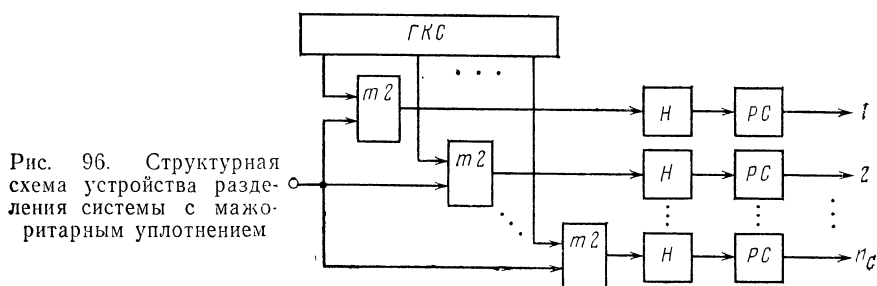


Рис. 96. Структурная схема устройства разделения системы с мажоритарным уплотнением

элемент по всем n_c каналам в i -й момент времени больше или равно $n_c/2$, и равен нулю в противном случае. Таким образом, на вход устройства, осуществляющего мажоритарное уплотнение каналов, поступают в параллельной форме двоичные символы от уплотняемых источников, которые будем называть информационными символами, а на выходе устройства мажоритарного уплотнения формируется двоичный групповой сигнал в последовательной форме, символы которого будем называть кодовыми. Другими словами, устройство мажоритарного уплотнения каналов ставит во взаимно-однозначное соответствие блокам двоичных информационных символов блоки двоичных кодовых символов. Поэтому устройство мажоритарного уплотнения можно назвать мажоритарным кодером. Очевидно, код, порождаемый подобным кодером, будет являться блоковым нелинейным несистематическим кодом.

Устройство разделения каналов (рис. 96) при мажоритарном уплотнении, как уже указывалось, является линейным устройством. Кодовые символы, полученные после поэлементного приема, поступают на набор из n_c канальных корреляторов, каждый из которых состоит из последовательно соединенных сумматоров по модулю два и накопителя импульсов, например реверсивного счетчика. На один из входов каждого сумматора по модулю два поступают принимаемые кодовые символы, а на другой вход — символы канального сигнала, используемого данным каналом. Символы с выхода сумматора по модулю два накапливаются в накопителе. Если им является реверсивный счетчик, на суммирующий его вход поступают единицы, а на вычитающий —

нули с выхода сумматора по модулю два. По окончании счета n последовательных символов, т. е. в момент окончания приема очередного информационного символа, решающее устройство в каждом канале определяет знак накопленной суммы. Если накопленная величина положительна, то выносится решение о приеме информационного символа «1», а в противном случае — о приеме информационного символа «0». Тем самым осуществляется операция, обратная операции уплотнения. Подобное устройство, являющееся линейным устройством с переменными во времени параметрами, можно назвать декодером мажоритарного кода.

Рассматриваемое мажоритарное уплотнение каналов можно каскадировать, т. е. последовательно выход i -й ступени (каскада) уплот-

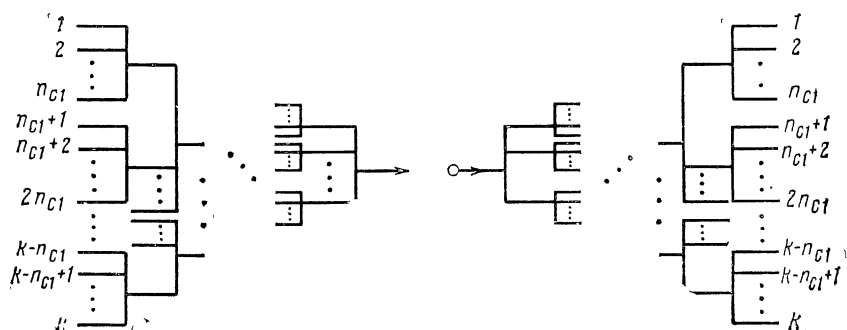


Рис. 97. Принцип каскадирования

нения подавать на вход $(i + 1)$ -й ступени (каскада), где $i = \overline{1, l}$. Схематически принцип подобного уплотнения, которое естественно назвать мажоритарным каскадным уплотнением, представлен на рис. 97.

Мажоритарное каскадное уплотнение можно использовать, очевидно, как в целях собственно уплотнения источников двоичных данных, так и в целях помехоустойчивого кодирования двоичных данных, поступающих от многих или, в частности, от одного источника. В последнем случае первоначально на передающей стороне двоичные информационные символы кодируемого источника преобразуются из последовательной формы в параллельную, а на приемной стороне после декодирования осуществляется обратная операция. Принцип преобразования кода из последовательной формы в параллельную поясняется на рис. 98, где преобразователь представляет собой коммутатор и набор из регистров сдвига (РС), каждый из которых имеет по две ячейки. Коммутатор последовательно распределяет поступающие от источника информационные символы по первым ячейкам сдвигающих регистров. По окончании очередного цикла распределения содержимое всех первых ячеек одновременно сдвигается и тем самым осуществляется желаемое преобразование. Очевидно, преобразователь из параллельной формы в последовательную может быть выполнен по точно такому же принципу.

В дальнейшем на этих преобразователях останавливаться не будем, однако они позволяют рассматривать задачи мажоритарного уплотнения и кодирования как единую задачу. Эту задачу будем называть задачей мажоритарного каскадного кодирования, а отдельные ступени уплотнения и разделения — каскадами кодирования и соответственно декодирования.

Будем полагать, что при числе каскадов кодирования (и, соответственно, декодирования) равном l , число входов (число информационных символов) i -го каскада кодера равно $n_c^{(i)}$, причем нумерацию каскадов кодирования будем вести слева направо (от источника к каналу связи), а нумерацию каскадов декодирования — справа налево (от получателя к каналу связи). Если кодируемый блок информационных символов, поступающих от источника, состоит из k символов, то, очевидно, $n_c^{(1)} = k$, $n_c^{(l+1)} = 1$, так как выходом кодера является двоичная последовательность кодовых символов в последовательной форме. При этом i -й ($i = \overline{1, l}$) каскад кодирования будет состоять из n_c полностью аналогичных устройств — элементарных мажоритарных кодеров, число входов каждого из которых равно

$$n_{c1}^{(i)} = n_c^{(i)} / n_c^{(i+1)}.$$

Мажоритарный кодер на i -ом каскаде (рис. 95) формирует выходной сигнал по следующему правилу:

$$S_i(t) = \text{sign} \sum_{v=1}^{n_{c1}^{(i)}} a_v^{(i)} S_v^{(i)}(t),$$

где $\text{sign } x = \begin{cases} 1 & \text{при } x \geq 0, \\ -1 & \text{при } x < 0 \end{cases}$

операция клиппирования (жесткого ограничения);

$a_v^{(i)} = \pm 1$ — информационный (входной) символ на v -м входе одного элементарного мажоритарного кодера i -го каскада кодирования, являющийся кодовым (выходным) символом элементарного мажоритарного кодера предыдущего каскада;

$S_v^{(i)}(t)$ — каналный сигнал v -го входа элементарного мажоритарного кодера i -го каскада.

Рассмотрим теперь декодер мажоритарного каскадного кода. Как показано в [72], выходной сигнал $S^{(i)}(t)$ элементарного мажоритарного кодера i -го каскада можно представить в виде следующего ряда,

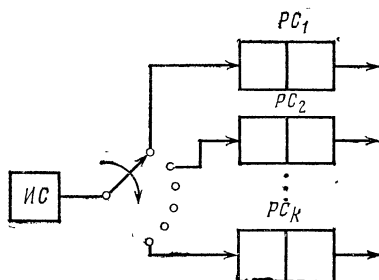


Рис. 98. Принцип преобразования кода из последовательной формы в параллельную:

ИС — источник сообщений

содержащего все каналные сигналы $S_v^{(i)}(t)$ ($v = \overline{1, n_{c1}^{(i)}}$) и всевозможные произведения этих сигналов:

$$S^{(i)}(t) = \rho_1 \sum_{v=1}^{n_{c1}^{(i)}} a_v^{(i)} S_v^{(i)}(t) + \rho_2 \sum_{v=1}^{n_{c1}^{(i)}} \sum_{z=v+1}^{n_{c1}^{(i)}} a_v^{(i)} a_z^{(i)} S_v^{(i)}(t) S_z^{(i)}(t) + \\ + \rho_3 \sum_{v=1}^{n_{c1}^{(i)}} \sum_{z=v+1}^{n_{c1}^{(i)}} \sum_{\mu=z+1}^{n_{c1}^{(i)}} a_v^{(i)} a_z^{(i)} a_\mu^{(i)} S_v^{(i)}(t) S_z^{(i)}(t) S_\mu^{(i)}(t) + \dots + \\ + \rho_{n_{c1}^{(i)}} a_1^{(i)} a_2^{(i)} \dots a_{n_{c1}^{(i)}}^{(i)} S_1^{(i)}(t) S_2^{(i)}(t) \dots S_{n_{c1}^{(i)}}^{(i)}(t);$$

где

$$\rho_q = 2^{1-n_{c1}^{(i)}} \operatorname{Re} \left\{ (-j)^{q-1} \frac{(q-1)! \left(\frac{n_{c1}^{(i)} - q}{2} \right)!}{\left(\frac{n_{c1}^{(i)} - 1}{2} \right)! \left(\frac{q-1}{2} \right)!} \binom{\frac{n_{c1}^{(i)} - q}{2}}{\frac{n_{c1}^{(i)} - q}{2}} \right\}; \\ q = \overline{(1, n_{c1}^{(i)})}; j = \sqrt{-1}; \binom{N}{n} = \frac{N!}{n! (N-n)!}.$$

Отсюда, в частности, получаем:

$$\rho_1 = 2^{1-n_{c1}^{(i)}} \binom{\frac{n_{c1}^{(i)} - 1}{2}}{\left[\frac{n_{c1}^{(i)}}{2} \right]},$$

где $[x]$ — целая часть x .

Если воспользоваться формулой Стирлинга

$$N! \approx \sqrt{2\pi N} N^N e^{-N},$$

то получим

$$\rho_1 = \sqrt{2/(\pi (n_{c1}^{(i)} - 1))}.$$

Из общего выражения для ρ_q также следует, что

$$\rho_{n_{c1}^{(i)}} = \begin{cases} -\rho_1 & \text{при } n_{c1}^{(i)} + 1, \text{ кратном } 4, \\ \rho_1 & \text{при } n_{c1}^{(i)} + 1, \text{ не кратном } 4. \end{cases}$$

Кроме того, $|\rho_q| < \rho_1$ при $q = \overline{(2, n_{c1}^{(i)} - 1)}$, для нечетных $n_{c1}^{(i)}$ все ρ_q с четными индексами равны нулю.

Поскольку на входе элементарного мажоритарного кодера i -го каскада возможны $2^{n_{c1}^{(i)}}$ различных комбинаций информационных символов, то и число различных возможных кодовых слов на его выходе также должно быть $2^{n_{c1}^{(i)}}$. Отсюда следует, что если использовать кор-

реляционное декодирование, т. е. декодирование по методу максимального правдоподобия, используя полный перебор вариантов, то декодер можно выполнить состоящим из l каскадов, причем i -й каскад декодера будет состоять из $n_c^{(i+1)}$ полностью аналогичных устройств — элементарных декодеров, каждый из которых имеет $2^{n_{c_i}^{(i)}}$ корреляторов, согласованных со всеми возможными кодовыми словами соответствующего элементарного мажоритарного кодера, и устройства выбора максимума, выносящего решения о принятых кодовых словах, т. е. восстанавливающего информационные символы $a_1^{(i)}, a_2^{(i)}, \dots, a_{n_{c_i}^{(i)}}^{(i)}$. Однако из приведенного выше разложения для выходного сигнала $S^{(i)}(t)$ элементарного мажоритарного кодера следует, что если использовать в этом разложении только $n_{c_i}^{(i)}$ первых членов, пропорциональных канальным сигналам, то элементарный декодер можно существенно упростить. Тогда элементарный декодер будет представлять собой набор только $n_{c_i}^{(i)}$ корреляторов, каждый из которых согласован с соответствующим канальным сигналом $S_v^{(i)}(t)$ ($v = \overline{1, n_{c_i}^{(i)}}$). Подобный элементарный декодер, который будем называть элементарным декодером мажоритарного кода, решение об информационном символе $a_v^{(i)}$ выносит по правилу

$$a_v^{(i)} = \text{sign } Z_v^{(i)},$$

$$\text{где } Z_v^{(i)} = \int_0^{T_v^{(i)}} y^{(i)}(t) S_v^{(i)}(t) dt;$$

$T_v^{(i)}$ — длительность канального сигнала $S_v^{(i)}(t)$; $y^{(i)}(t) = S^{(i)}(t) + n(t)$ — аддитивная смесь выходного сигнала $S^{(i)}(t)$ мажоритарного кодера и белого гауссова шума $n(t)$, поступающая на вход l -го каскада декодирования в случае непрерывного канала (т. е. в том случае, когда на l -м каскаде декодирования осуществляется «прием в целом»),

$$y^{(i)}(t) = S^{(i)}(t) \oplus Y(t);$$

$i = (\overline{l-1, 1})$ — в случае декодирования на l -м каскаде в непрерывном канале (случай «приема в целом» на l -м каскаде), $i = (\overline{l, 1})$ — в случае декодирования на l -м каскаде в дискретном канале (случай поэлементного приема с жесткими решениями перед декодированием); $Y(t)$ — двоичная комбинация ошибок, возникающих вследствие ошибочных решений на предыдущем, $(i+1)$ -м каскаде декодирования.

Структурная схема элементарного декодера мажоритарного кода l -го каскада декодирования в случае непрерывного канала представлена на рис. 99, а структурная схема элементарного декодера мажоритарного кода в случае дискретного канала — на рис. 96.

Если в каждом элементарном мажоритарном коде используются канальные сигналы являются ортогональными двоичными сигналами и их блоковая длина

$$n_i = 2^{\frac{n_c^{(i)}}{2}},$$

то v -й канальный сигнал $S_v^{(i)}(t)$ будет ортогонален со всеми членами ряда для $S^{(i)}(t)$, кроме $p_1 S_v^{(i)}(t)$. Это условие существенно упрощает исследование характеристик мажоритарного каскадного метода кодирования, однако приводит к большой избыточности получаемого кода.

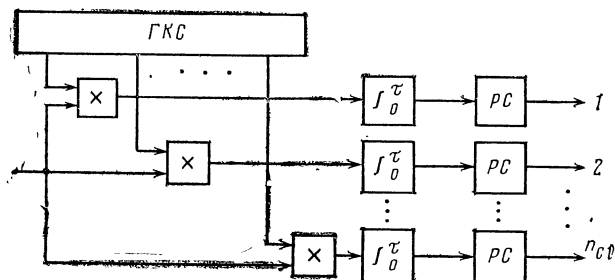


Рис. 99. Структурная схема l -го каскада декодирования в случае прерывного канала

Рассмотрим более подробно помехоустойчивость и избыточность кода, получаемого при каскадном мажоритарном кодировании, а также сложность реализации кодера.

5.3. Сложность реализации мажоритарного каскадного уплотнения каналов

Будем рассматривать случай использования двоичных ортогональных канальных сигналов с блоковой длиной

$$n_i = 2^{\frac{n_c^{(i)}}{2}}.$$

Если на первый каскад кодирования поступает k двоичных информационных символов, то в результате кодирования на всех l каскадах эти символы преобразуются в n выходных кодовых символов, где, очевидно

$$n = \prod_{i=1}^l n_i = 2^{\sum_{i=1}^l \frac{n_c^{(i)}}{2}}.$$

Для задачи уплотнения каналов представляет интерес нахождение минимума n в функции количества входов $n_c^{(i)}$ на i -м каскаде кодера ($i = 2, l$) при фиксированном $n_c^{(1)} = k$. При этом, очевидно, будет обеспечиваться минимальная избыточность получаемого (n, k) -кода.

хотя на каждом каскаде будут использоваться по-прежнему двоичные ортогональные каналные сигналы с указанной выше блоковой длиной.

Минимум n , очевидно, совпадает с минимумом функции

$$N = \log_2 n = \sum_{i=1}^l \frac{n_c^{(i)}}{n_c^{(i+1)}}.$$

Дифференцируя N по $n_c^{(i)}$ и приравнявая результат нулю, получаем

$$\partial N / \partial n_c^{(i)} = -n_c^{(i-1)} / (n_c^{(i)})^2 + 1 / n_c^{(i+1)} = 0,$$

откуда искомое значение $n_c^{(i)}$, минимизирующее избыточность кода

$$n_c^{(i)} = \sqrt{n_c^{(i-1)} n_c^{(i+1)}}.$$

Полученное значение $n_c^{(i)}$ действительно соответствует минимуму N , так как

$$\partial^2 N / \partial (n_c^{(i)})^2 = 2n_c^{(i-1)} / (n_c^{(i)})^3 > 0.$$

Таким образом, минимальная избыточность при мажоритарном каскадном кодировании реализуется тогда, когда число входов $n_c^{(i)}$ на i -м каскаде кодера равно среднему геометрическому числа входов на соседних каскадах. Найдем явное выражение для $n_c^{(i)}$. Учитывая, что $n_c^{(l+1)} = 1$, имеем:

$$\begin{aligned} n_c^{(l)} &= \sqrt{n_c^{(l-1)}}; \\ n_c^{(l-1)} &= \sqrt{n_c^{(l-2)} n_c^{(l)}} = (n_c^{(l-2)})^{1/2} (n_c^{(l-1)})^{1/4}. \end{aligned}$$

Отсюда

$$n_c^{(l-1)} = (n_c^{(l-2)})^{2/3}.$$

Аналогично получаем:

$$n_c^{(l-i)} = (n_c^{(l-i-1)})^{\frac{i+1}{i+2}}.$$

При $i = l - 2$

$$n_c^{(2)} = (n_c^{(1)})^{\frac{l-1}{l}} = k^{\frac{l-1}{l}}.$$

При $i = l - 3$

$$n_c^{(3)} = (n_c^{(2)})^{\frac{l-2}{l-1}} = k^{\frac{l-2}{l}}.$$

Аналогично в общем случае получим

$$n_c^{(i)} = k^{\frac{l-i+1}{i}}.$$

Тогда число входов элементарного мажоритарного кодера, минимизирующее избыточность получаемого (n, k) -кода:

$$n_{c1}^{(i)} = n_0^{(i)} / n_0^{(i+1)} = k^{1/l}.$$

Таким образом, число входов элементарного мажоритарного кодера, минимизирующее избыточность кода, не зависит от номера каскада и остается для всех каскадов одинаковым, т. е. $n_{c1}^{(i)} = m$. Число каскадов кодирования будет

$$l = \log_m k.$$

Блочная длина получаемого при этом кода

$$n = \prod_{i=1}^l 2^{n_{c1}^{(i)}} = 2^{ml}.$$

Рассмотрим схему одного элементарного мажоритарного кодера (рис. 95). Число входов в нем равно n_{c1} , и он состоит из одного мажоритарного элемента, n_{c1} сумматоров по модулю два и генератора канальных сигналов (в рассматриваемом случае это генератор функций Уолша [46]). Мажоритарный элемент, как известно [29], может быть построен тремя возможными способами:

- 1) суммированием гармонических сигналов;
- 2) суммированием импульсных (или потенциальных) входных сигналов с использованием весовых резисторов и элемента, имеющего пороговую характеристику;
- 3) с помощью логических элементов, на которых реализуется мажоритарная операция $\#$ на требуемое число входов (например, на элементах базиса И—ИЛИ—НЕ с диодной логикой на входе).

Мажоритарные элементы, построенные по первому способу и называемые параметронами, обрабатывают гармонические сигналы, информативным параметром которых является начальная фаза. Параметроны, обладая высокой надежностью и нагрузочной способностью, имеют сравнительно низкое быстродействие, увеличение которого встречает технические трудности, связанные с канализацией ВЧ сигналов. Кроме того, изготовление параметронов интегральным способом встречает технологические трудности. Поэтому параметроны при реализации мажоритарных элементов не получили в настоящее время широкого распространения.

Мажоритарные элементы, построенные по третьему способу, имеют высокую надежность и быстродействие, технологичны при их изготовлении в виде интегральных схем. Однако сложность их реализации резко растет с увеличением числа входов. Поэтому данный способ построения мажоритарного элемента обычно не используется, если число входов больше трех.

При числе входов, большем трех, обычно используют второй способ построения мажоритарных элементов, который характеризуется простотой схемы и экономичностью. В качестве элементов с пороговой характеристикой при этом используют транзисторы или туннельные диоды [29]. Сложность реализации мажоритарных элементов, построен-

ных по данному способу, практически не зависит от числа входов (для относительно небольшого числа входов, представляющего интерес в нашем случае). Подобные мажоритарные элементы технологичны при их изготовлении в виде интегральных схем. Если для построения мажоритарного элемента воспользоваться этим способом, то сложность L_m всех мажоритарных элементов, входящих в состав кодера, будет линейно зависеть от числа элементарных мажоритарных кодеров. Число элементарных мажоритарных кодеров на i -м каскаде кодирования будет

$$G_i = n_c^{(i)} / m = n_c^{(i+1)} = (k)^{i/l}.$$

Тогда общее число элементарных мажоритарных кодеров на всех каскадах кодирования

$$G = \sum_{i=1}^l G_i = \frac{k-1}{(k)^{1/l} - 1}.$$

Сложность реализации всех мажоритарных элементов

$$L_m = A_m (k-1) / ((k)^{1/l} - 1),$$

где A_m — некоторая постоянная.

Оценим теперь сложность реализации генератора канальных сигналов, который в нашем случае является генератором функций Уолша. Подобный генератор может быть построен, например, на основе мультипликативного свойства функций Уолша [46], где исходные функции (периодические меандровые колебания — функции Радемахера) получаются с помощью цепочки триггерных делителей частоты.

В нашем случае на каждом каскаде кодирования (аналогично декодирования) независимо от его номера используется не весь ансамбль из 2^m функций Уолша, а только m этих функций. Более того, на различных каскадах это могут быть совершенно одинаковые функции Уолша, отличающиеся только периодами повторения (период функции Уолша на $(i+1)$ -м каскаде кодирования (декодирования) равен длительности одного символа функции Уолша на i -м каскаде). Следовательно, генераторы канальных сигналов на различных каскадах кодирования и декодирования полностью аналогичны и отличаются только тактовыми частотами, что позволяет унифицировать схему генератора. Таким образом, из ансамбля функций Уолша, имеющих блоковую длину

$$n_i = 2^m = 2^{(k)^{1/l}},$$

на каждом каскаде требуется только

$$\log_2 n_i = m = (k)^{1/l}$$

таких функций. В качестве последних целесообразно взять функции Радемахера, для получения которых используется генератор тактовых импульсов и m триггеров, составляющих триггерный делитель частоты, причем для всех каскадов кодирования (аналогично декодирования)

целесообразно использовать один генератор тактовых импульсов. Это одновременно снимает задачу синхронизации генераторов на различных каскадах.

Общая сложность L_r реализации генератора канальных сигналов будет равна сложности генератора на одной ступени, умноженной на число ступеней, т. е.

$$L_r = A_r l(k)^{1/l},$$

где A_r — некоторая постоянная.

Для каждого входа элементарного мажоритарного кодера (декодера), как следует из рис. 95 и 96, необходим сумматор по модулю два. Общее их число, таким образом, будет равно числу входов всех элементарных мажоритарных кодеров (декодеров). Таким образом, общая сложность L_c реализации всех сумматоров по модулю два, входящих в состав кодера (декодера) будет:

$$L_c = A_c mG = A_c (k)^{1/l} (k-1)/((k)^{1/l} - 1),$$

где A_c — некоторая постоянная.

Таким образом, суммарная сложность $L_{ку}$ реализации кодера

$$L_{ку} = L_m + L_r + L_c = A_m \frac{k-1}{(k)^{1/l} - 1} + A_r l(k)^{1/l} + A_c \frac{(k)^{1/l} (k-1)}{(k)^{1/l} - 1}.$$

Рассмотрим теперь сложность реализации декодера. Для определенности будем считать, что перед декодированием осуществляется поэлементный прием кодовых символов с жесткими решениями. Как следует из рис. 96, на каждом каскаде декодирования необходимо иметь генератор канальных сигналов, сложность реализации которого получена выше и равна L_r . Для каждого входа элементарного декодера мажоритарного кода необходим сумматор по модулю два, общая сложность реализации всех сумматоров по модулю два также получена выше и будет равна L_c . В каждом элементарном декодере мажоритарного кода имеется решающая схема, сравнивающая содержимое накопителя (например, реверсивного счетчика) с нулевым порогом и генерирующая символ «1», если содержимое накопителя в момент принятия решения больше нуля и символ «0» в противном случае. Общая сложность реализации всех решающих схем будет линейно зависеть от количества выходов всех элементарных декодеров, которое равно количеству входов всех элементарных мажоритарных кодеров. Таким образом, получаем

$$L_p = A_p mG = A_p (k)^{1/l} (k-1)/((k)^{1/l} - 1),$$

где A_p — некоторая постоянная.

Сложность реализации одного накопителя будет зависеть как логарифм по основанию два от блоковой длины канального сигнала, обрабатываемого на этом накопителе. Тогда общая сложность всех накопителей, входящих в состав декодера,

$$L_n = A_n m^2 G = A_n (k)^{2/l} (k-1)/((k)^{1/l} - 1),$$

где A_n — некоторая постоянная.

Таким образом, суммарная сложность $L_{\text{дкн}}$ реализации всего декодера

$$L_{\text{дкн}} = L_v + L_c + L_p + L_n = A_r l (k)^{1/l} + (A_c + A_p) \frac{(k)^{1/l} (k-1)}{k^{1/l} - 1} + \\ + A_n \frac{(k)^{2/l} (k-1)}{k^{1/l} - 1}.$$

Общая сложность L реализации всего кодера

$$L = L_{\text{кн}} + L_{\text{дкн}} = A_n \frac{(k)^{2/l} (k-1)}{(k)^{1/l} - 1} + (2A_c + A_p) \frac{(k)^{1/l} (k-1)}{(k)^{1/l} - 1} + \\ + A_m \frac{k-1}{(k)^{1/l} - 1} + 2A_r l (k)^{1/l} = \frac{A_n m^2 + (2A_c + A_p) m + A_m}{m-1} (k-1) + \\ + 2A_r m \log_m k.$$

При $k \gg 1$ вторым слагаемым можно пренебречь по сравнению с первым. Тогда получаем, что сложность рассматриваемого кодера линейно зависит от числа информационных символов k , т. е. от числа уплотняемых источников.

Определим число каскадов l_0 , при котором избыточность получаемого кода минимальна. Избыточность получаемого кода

$$n/k = 2^{l(k)^{1/l}}/k.$$

Дифференцируя по l и приравнявая результат нулю, приходим к уравнению:

$$(k)^{1/l_0} - (k)^{1/l_0} \ln k/l_0 = 0,$$

откуда $l_0 = \ln k$.

Полученное значение l_0 действительно соответствует минимуму избыточности, так как

$$\left[\frac{\partial^2 (n/k)}{\partial l^2} \right]_{l=l_0} = \frac{e k^{e \ln 2 - 1} \ln 2}{(\ln k)^2} \approx \frac{1,89 k^{0,89}}{(\ln k)^2} > 0.$$

Тогда число входов в каждом элементарном мажоритарном кодере, минимизирующее избыточность получаемого кода

$$m_0 = (k)^{1/l_0} = k^{\log_k e} = e.$$

Выбирая ближайшее целое, получаем, что минимум избыточности получаемого кода достигается тогда, когда число входов каждого элементарного мажоритарного кодера $m_0 = 3$. При этом минимальная блоковая длина получаемого кода будет

$$n_0 = 2^{3 \log_3 k} = (k)^{3 \log_3 2} \approx k^{1,89},$$

а минимальная избыточность

$$n_0/k = (k)^{3 \log_3 2 - 1} \approx k^{0,89}.$$

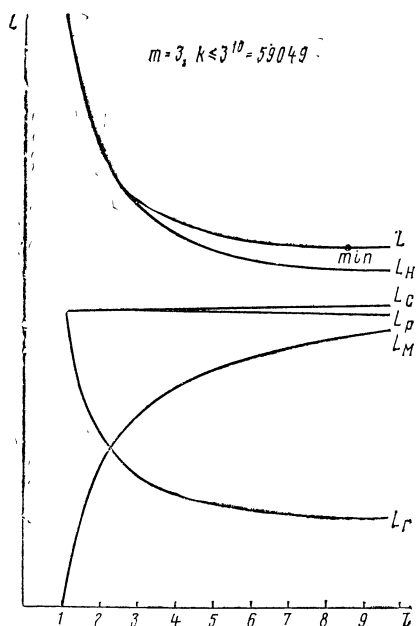


Рис. 100. Сложность кода мажоритарного каскадного кода

На рис. 100 представлены зависимости общей сложности кода и отдельных его элементов, рассчитанные по полученным выше формулам, в функции числа каскадов l при фиксированном числе информационных символов k и фиксированном числе входов каждого элементарного мажоритарного кодера. Постоянные при этом положены равными единице. Из этих рисунков следует, что минимум сложности кода в функции числа каскадов не совпадает с минимумом избыточности порождаемого кода. Однако сложность кода при числе каскадов, большем, чем их число, обеспечивает минимум сложности, возрастает незначительно. Поэтому, как с целью минимизации избыточности, так и с целью уменьшения сложности при заданном числе информационных символов, число каскадов желательно выбирать возможно более близким

к $l_0 = \log_3 k$. При этом сложность хотя и не будет минимальной, но ее отличие от минимума будет не очень значительным. Очевидно также, что число информационных символов k , число каскадов l и входов одного элементарного мажоритарного кодера m будут также влиять на помехоустойчивость получаемого кода.

5.4. Помехоустойчивость передачи информации при мажоритарном каскадном уплотнении каналов

Положим, что на l -м (т. е. входном) каскаде декодирования осуществляется оптимальный прием в целом, а на входе этого каскада действует аддитивная смесь сигнала мажоритарного кода и белого гауссова шума. Тогда вероятность ошибки на выходной символ этого каскада

$$P_{(l-1)0} = 1 - F \sqrt{2\rho_1^2 E/N_0},$$

где $E = P_c T_l$ — энергия принимаемого сигнала; P_c , T_l — мощность принимаемого на l -м каскаде сигнала и его длительность (период), соответственно; N_0 — спектральная плотность мощности шума;

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-t^2/2} dt — \text{интеграл вероятности.}$$

Учитывая, что

$$\rho_1 = \sqrt{\frac{2}{\pi(m-1)}}; T_l = \tau, n_i = \tau_i 2^m,$$

где τ_i — длительность символа, принимаемого на l -м каскаде, для вероятности ошибки на выходе l -го каскада при приеме в целом получим:

$$P_{(l-1)0} = 1 - F \sqrt{\frac{P_c \tau_l 2^{m+2}}{\pi N_0 (m-1)}}.$$

Выходные символы l -го каскада декодирования поступают на вход $(l-1)$ -го каскада, и так далее до тех пор, пока не осуществится окончательное декодирование. При этом воздействие помех канала связи будет проявляться в том, что некоторые из входных символов i -го каскада ($i = \overline{1-1}, 1$) окажутся ошибочными, что может привести к появлению ошибочных символов и на выходе этого каскада.

Если на l -й каскад декодирования поступают символы с выхода оптимального поэлементного приемника с жесткими решениями, то вероятность ошибки на входной символ l -го каскада будет

$$P_{l+1} = 1 - F \sqrt{2P_c \tau_l / N_0}.$$

Выходные символы l -го каскада, как и при приеме в целом, будут входными для $(l-1)$ -го каскада, и для i -го каскада ($i = \overline{1-1}, 1$) вероятность ошибки на входной символ будет равна P_{i+1} , где P_{i+1} — вероятность ошибки на выходной символ предыдущего $(i+1)$ -го каскада.

Таким образом, как при приеме в целом, так и при поэлементном приеме (т. е. при декодировании на l -м каскаде как в непрерывном, так и в дискретном канале) вероятность ошибки на выходной символ будет определяться рекуррентно

$$P_i = f(P_{i+1}),$$

где $i = \overline{1-1}, 1$; $i = \overline{1-1}, 1$ для приема в целом и поэлементного приема соответственно, причем для приема в целом $P_{(l-1)} = P_{(l-1)0}$.

Наша задача — найти указанную рекуррентную зависимость. Для решения этой задачи положим сначала, что ошибки во входных символах i -го каскада отсутствуют. Рассмотрим один произвольный (например, j -й) выход элементарного декодера мажоритарного кода на i -м каскаде. Положим, что на рассматриваемом j -м выходе имеется декодированный символ «1». Рассмотрим процедуру опознавания этого символа. Входной двоичный сигнал $S^{(i)}(t)$ данного элементарного декодера, имеющий блоковую длину n_i символов, поразрядно суммируется по модулю два с двоичным канальным сигналом $S_j^{(i)}(t)$, соответствующим j -му входу рассматриваемого элементарного декодера. В результате получаем n_+^i положительных, и n_-^i отрицательных символов. Очевидно должны выполняться следующие соотношения:

$$n_+^i + n_-^i = n_i; n_+^i - n_-^i = \rho_1 n_i.$$

Отсюда получаем:

$$n_{+}^{\pm} = n_i (1 + \rho_1)/2; n_{-}^{\pm} = n_i (1 - \rho_1)/2.$$

Аналогично, если на рассматриваемом j -м выходе элементарного декодера i -го каскада имеется декодированный символ «-1», а ошибки во входных символах i -го каскада отсутствуют, то

$$n_{+}^{\pm} = n_i (1 - \rho_1)/2; n_{-}^{\pm} = n_i (1 + \rho_1)/2.$$

Таким образом, диаграмма, поясняющая процесс опознавания j -го выходного символа элементарного декодера i -го каскада декодирования будет иметь вид, представленный на рис. 101, где $W(x/l-1)$

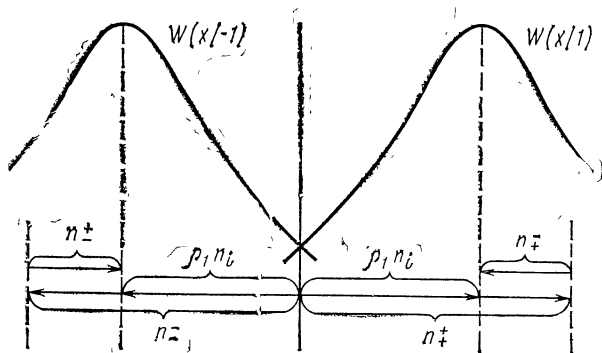


Рис. 101. Диаграмма, поясняющая процесс опознавания информационного символа

и $W(x/l)$ — условные плотности распределения при выходном символе «-1» и «1» соответственно. Из этой диаграммы следует, что задача опознавания выходного символа полностью симметрична, и вероятность ошибки на выходной символ i -го каскада декодирования будет равна

$$P_i = P(1) P(1 \rightarrow -1) + P(-1) P(-1 \rightarrow 1),$$

где $P(1)$ и $P(-1)$ — априорные вероятности появления на j -м выходе элементарного декодера i -го каскада символов «1» и «-1» соответственно.

Полагая информацию, поступающую от источников, безызбыточной и учитывая, что используются ортогональные каналные сигналы, число символов «1» и «-1» в каждом из которых одинаково, получаем

$$P(1) = P(-1) = 1/2,$$

$P(1 \rightarrow -1)$; $P(-1 \rightarrow 1)$ — вероятности ошибок первого и второго рода соответственно. В силу отмеченной выше симметрии задачи $P(1 \rightarrow -1) = P(-1 \rightarrow 1)$. Поэтому рассмотрим $P(1 \rightarrow -1)$ и обозначим $n_{+}^{+} = n^{+}$; $n_{+}^{-} = n^{-}$; пусть $P_{n^{-}}(j)$ — вероятность того, что среди n^{-} символов входного сигнала элементарного декодера i -го каскада произошла ошибка кратности j ($j = 0, n^{-}$). Тогда, как сле-

дует из рис. 101, ошибки в выходном символе i -го каскада не будет, если среди n^+ символов входного сигнала элементарного декодера i -го каскада кратность произошедшей ошибки

$$t_+ < (\rho_1 n_i + 2j)/2.$$

Вместе с тем, ошибка в выходном символе обязательно будет, если среди этих n^+ символов кратность произошедшей ошибки

$$t_+ > (\rho_1 n_i + 2j)/2.$$

Отметим, что для рассматриваемых канальных сигналов $\rho_1 n_i$ является всегда четным числом, следовательно, в правых частях указанных выше неравенств всегда имеем целые числа. Следовательно, возможна ситуация, когда среди n^+ символов входного сигнала данного элементарного декодера кратность произошедшей ошибки

$$t_+ = (\rho_1 n_i + 2j)/2.$$

Будем считать, что в этой ситуации решение о значении выходного символа выносится случайным образом, и тогда ошибка в выходном символе при этой ситуации может произойти с вероятностью 0,5.

Таким образом, вероятность P_i ошибки в выходном символе i -го каскада декодирования будет

$$P_i = P_i^{(0)} + 0,5 P_i^{(1)},$$

где

$$\begin{aligned} P_i^{(0)} &= \sum_{j=0}^{n-} P_{n-}(j) P_{n+} \left(t_+ > \frac{\rho_1 n_i + 2j}{2} \right) = \\ &= \sum_{j=0}^{n-} P_{n-}(j) \sum_{z = \frac{\rho_1 n_i}{2} + j + 1}^{\frac{n}{2} (1 + \rho_1)} P_{n+}(z); \\ P_i^{(1)} &= \sum_{j=0}^{n-} P_{n-}(j) P_{n+} \left(t_+ = \frac{\rho_1 n_i + 2j}{2} \right). \end{aligned}$$

В силу независимости ошибок во входном сигнале эти ошибки будут иметь биномиальное распределение вероятностей, т. е.

$$\begin{aligned} P_{n-}(j) &= C_{n-}^j P_{i+1}^j (1 - P_{i+1})^{n- - j}; P_{n+}(j) = \\ &= C_{n+}^j P_{i+1}^j (1 - P_{i+1})^{n+ - j}. \end{aligned}$$

Полученные соотношения позволяют в принципе для заданного числа входов m элементарного декодера мажоритарного кода вычислить искомые зависимости $P_i = f(P_{i+1})$. Рассмотрим, например, случай $m = 3$, что соответствует минимальной избыточности получае-

мого кода. Для этого случая имеем: $n_i = 8$; $\rho_1 = 0,5$; $n^+ = 6$; $n^- = 2$. Тогда

$$P_i^{(0)} = \sum_{i=0}^2 C_2^i P_{i+1}^i (1 - P_{i+1})^{2-i} \sum_{z=3+i}^6 C_6^z P_{i+1}^z (1 - P_{i+1})^{6-z}.$$

Проведя вычисления, получим

$$P_i^{(0)} = 20P_{i+1}^3 - 85P_{i+1}^4 + 176P_{i+1}^5 - 205P_{i+1}^6 + 130P_{i+1}^7 - 35P_{i+1}^8.$$

Аналогично

$$P_i^{(1)} = \sum_{i=0}^2 C_2^i C_6^{2+i} P_{i+1}^{2+2i} (1 - P_{i+1})^{6-2i}.$$

После вычисления

$$0,5P_i^{(1)} = 7,5P_{i+1}^2 - 45P_{i+1}^3 + 132,5P_{i+1}^4 - 230P_{i+1}^5 + 240P_{i+1}^6 - 140P_{i+1}^7 + 35P_{i+1}^8.$$

Окончательно

$$P_i = 7,5P_{i+1}^2 - 25P_{i+1}^3 + 47,5P_{i+1}^4 - 54P_{i+1}^5 + 35P_{i+1}^6 - 10P_{i+1}^7.$$

На рис. 102 представлена полученная зависимость $P_i = f(P_{i+1})$, где штрихом нанесена также прямая $P_i = P_{i+1}$. Из этого рисунка следует, что если пропускная способность канала связи не равна нулю (т. е. если $P_{i+1} \neq 0,5$), то каждый каскад декодирования обеспечивает увеличение достоверности принимаемых символов, т. е. каждый каскад последовательно «очищает» принимаемый сигнал от шума. Если $P_{i+1} = 0,5$, то и $P_i = 0,5$. Это означает, что если пропускная способность канала связи равна нулю, то нулю равна и пропускная способность расширенного канала, включающего канал связи вместе с кодером и декодером.

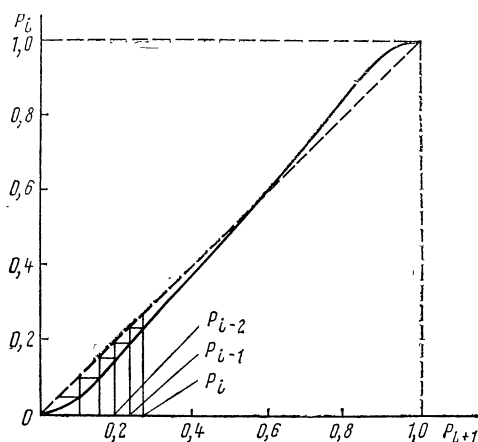


Рис. 102. Зависимость вероятности ошибки на выходе от вероятности ошибки на входе элементарного декодера для $m=3$

нале или $P_{(1-1)_0}$ при декодировании на l -м каскаде в непрерывном канале, из полученной зависимости рис.102 легко графически получить финальную вероятность P_1 ошибки на выходе декодера. Для этого на рис. 102 нанесена прямая $P_i = P_{i+1}$ и показано, как можно последовательно определить

$$P_i; P_{i-1}; P_{i-2}; \dots; P_1.]$$

Аналогично тому, как это было проделано для $m = 3$, по полученным соотношениям можно вычислить зависимости $P_i = f(P_{i+1})$ для любых m . Однако вычисления эти в ростом m становятся громоздкими в силу необходимости вычисления большого числа биномиальных коэффициентов, имеющих весьма большие значения. Поэтому возникает необходимость в получении приближенных формул, позволяющих упростить вычисления. Для этого следует найти простые выражения для распределения вероятностей случайной величины, являющейся разностью двух независимых случайных величин, имеющих биномиальные распределения вероятностей. Действительно, положим, что в процессе опознавания символа «1» на одном из выходов элементарного декодера после сумматора по модулю два имеется за время опознавания ровно q символов положительной полярности. Как следует из рис. 101, эти q символов созданы в результате двух серий биномиальных испытаний: n^+ испытаний первого типа, где успех (появление символа положительной полярности) наступает с вероятностью $1 - P_{i+1}$, неудача (появление символа отрицательной полярности) — с вероятностью P_{i+1} , и n^- биномиальных испытаний второго типа, где вероятность успеха равна P_{i+1} , а вероятность неудачи равна $1 - P_{i+1}$.

Вероятность того, что в результате серии из n^+ испытаний первого типа появятся ровно l символов положительной полярности, будет

$$P_{n^+}(l) = C_{n^+}^l (1 - P_{i+1})^l P_{i+1}^{n^+-l}.$$

Вероятность того, что в результате серии из n^- испытаний второго типа появятся ровно v символов отрицательной полярности,

$$P_{n^-}(v) = C_{n^-}^v (1 - P_{i+1})^v P_{i+1}^{n^--v}.$$

Таким образом, случайный вектор X , полученный в результате n^+ испытаний первого типа, будет иметь длину

$$X = l - (n^+ - l) = 2l - n^+$$

и распределение вероятностей $P_{n^+}(l)$.

Случайный вектор Y , полученный в результате n^- испытаний второго типа, будет иметь длину

$$Y = v - (n^- - v) = 2v - n^-$$

и распределение вероятностей $P_{n^-}(v)$.

Случайный вектор $Z = X - Y$ будет иметь длину

$$Z = 2(l - v) - \rho_1 n_i$$

и распределение вероятностей, являющееся разностью двух независимых биномиальных распределений $P_{n^+}(l)$ и $P_{n^-}(v)$. При этом, очевидно, вероятность P_i ошибки при опознавании символа $P_i = P_i^{(0)} + 0,5P_i^{(1)}$, где $P_i^{(0)}$ — вероятность того, что длина вектора $Z < 0$, т. е.

$$l - v < \rho_1 n_i / 2,$$

а $P_i^{(1)}$ — вероятность того, что $Z = 0$, т. е.

$$l - v = \rho_1 n_i / 2.$$

Поскольку уже при $m \geq 5$ имеем $n^+ \gg 1$; $n^- \gg 1$ (в частности, при $m = 5$ имеем $n^+ = 22$, $n^- = 10$; а при $m = 7$ имеем $n^+ = 85$, $n^- = 43$), то биномиальные распределения $P_{n^+}(l)$ и $P_{n^-}(v)$ можно аппроксимировать нормальными распределениями или распределениями Пуассона. Как известно [55], нормальное приближение биномиальных распределений дает хорошие результаты при больших $n^+ P_{i+1}(1 - P_{i+1})$, $n^- P_{i+1}(1 - P_{i+1})$. Если же $\lambda_+ = n^+(1 - P_{i+1})$, $\lambda_- = n^-(1 - P_{i+1})$ малы, то применима аппроксимация биномиальных распределений только распределениями Пуассона. При больших λ_+ и λ_- можно использовать как нормальное, так и пуассоновское приближение.

Рассмотрим сначала случай аппроксимации биномиальных распределений $P_{n^+}(l)$ и $P_{n^-}(v)$ распределениями Пуассона. Если X и Y — случайные величины, имеющие распределения $P_{n^+}(l)$ и $P_{n^-}(v)$ соответственно, то параметры аппроксимирующих распределений Пуассона соответственно

$$\lambda_X = n^+(1 - P_{i+1}); \quad \lambda_Y = n^-(1 - P_{i+1}).$$

Тогда случайная величина $Z = X - Y$ будет иметь следующее распределение [34]:

$$P(Z = \mu) = \exp[-(\lambda_X + \lambda_Y)] (\lambda_X / \lambda_Y)^{-\mu/2} I_{1/2} [2 \sqrt{\lambda_X \lambda_Y}],$$

где $I_\mu(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^{2k+\mu}}{k! (k+\mu)!}$ — модифицированная функция Бесселя первого рода порядка μ .

Подставляя λ_X и λ_Y , получим

$$P(Z = \mu) = \exp[-2^m (1 - P_{i+1})] \left(\frac{\sqrt{\pi(m-1)} - \sqrt{2}}{\sqrt{\pi(m-1)} + \sqrt{2}} \right)^{-\frac{\mu}{2}} \times \\ \times I_{1/2} \left[2^m (1 - P_{i+1}) \sqrt{1 - \frac{2}{\pi(m-1)}} \right].$$

Тогда для вероятности ошибки P_i получим

$$P_i \approx \exp[-2^m (1 - P_{i+1})] \sum_{\mu=-2^m}^{2^m-1} \left\{ \left(\frac{\sqrt{\pi(m-1)} + \sqrt{2}}{\sqrt{\pi(m-1)} - \sqrt{2}} \right)^{\frac{\mu}{2}} \times \right. \\ \left. \times I_{1/2} \left[2^m (1 - P_{i+1}) \sqrt{1 - \frac{2}{\pi(m-1)}} \right] \right\}.$$

Рассмотрим теперь нормальное приближение биномиальных распределений $P_{n+}(l)$ и $P_{n-}(v)$. Если X и Y — случайные величины, имеющие эти распределения соответственно, то для математических ожиданий аппроксимирующих нормальных распределений

$$m_X = n^+ (1 - P_{i+1}) = \frac{n_i}{2} (1 + \rho_1) (1 - P_{i+1});$$

$$m_Y = n^- (1 - P_{i+1}) = \frac{n_i}{2} (1 - \rho_1) (1 - P_{i+1}).$$

Дисперсии аппроксимирующих нормальных распределений

$$\sigma_X^2 = n^+ P_{i+1} (1 - P_{i+1}) = \frac{n_i}{2} (1 + \rho_1) P_{i+1} (1 - P_{i+1});$$

$$\sigma_Y^2 = n^- P_{i+1} (1 - P_{i+1}) = \frac{n_i}{2} (1 - \rho_1) P_{i+1} (1 - P_{i+1}).$$

Случайная величина $Z = X - Y$ при рассматриваемой нормальной аппроксимации также будет иметь нормальное распределение $W(Z)$ с параметрами [34]

$$m_Z = m_X - m_Y = n_i \rho_1 (1 - P_{i+1});$$

$$\sigma_Z^2 = \sigma_X^2 + \sigma_Y^2 = n_i P_{i+1} (1 - P_{i+1}),$$

где m_Z и σ_Z^2 — математическое ожидание и дисперсия распределения $W(Z)$.

Тогда искомая вероятность ошибки на выходной символ в i -м каскаде декодирования при рассматриваемой нормальной аппроксимации

$$P_i \approx \int_{-\infty}^{\rho n_i / 2} W(Z) dZ.$$

Обозначив $t = (Z - m_Z) / \sigma_Z$, получим

$$P_i \approx F \left[\frac{\frac{\rho_1 n_i}{2} - \rho_1 n_i (1 - P_{i+1})}{\sqrt{n_i P_{i+1} (1 - P_{i+1})}} \right] = 1 - F \sqrt{\frac{2^{m-1} (1 - 2P_{i+1})^2}{\pi (m-1) P_{i+1} (1 - P_{i+1})}}.$$

Из этой формулы видно, что, как и в частном случае $m = 3$, при $P_{i+1} = 0,5$ получаем $P_i = 0,5$. Это означает, что если пропускная способность канала равна нулю, то рассматриваемый метод кодирования, как впрочем и любой другой, не дает никаких положительных результатов.

Как известно (см. гл. 6), при $h \gg 1$ для вероятности ошибки можно записать следующую оценку сверху

$$P_i = 1 - F(h) \approx 0,1 \exp(-h^2/2),$$

с учетом которой

$$P_i \approx 0,1 \exp \left\{ - \frac{2^{m-2} (1-2P_{i+1})^2}{\pi (m-1) P_{i+1} (1-P_{i+1})} \right\}.$$

Результаты расчета по полученным соотношениям представлены на рис. 103.

При $P_{i+1} \ll 1$ полученное выражение можно упростить, положив $1 - P_{i+1} \approx 1$; $1 - 2P_{i+1} \approx 1$. Тогда

$$P_i \approx 0,1 \exp \left\{ - 2^{m-2} / (\pi (m-1) P_{i+1}) \right\}.$$

Полученные выражения позволяют вычислить для i -го каскада вероятность ошибки на выходе элементарного декодера мажоритарного

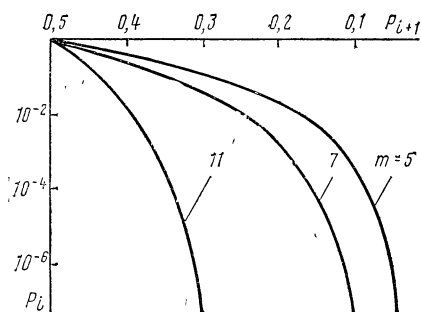


Рис. 103. Зависимость вероятности ошибки на выходе от вероятности ошибки на входе элементарного декодера

кода, если известна вероятность ошибки на его входе. Для вычисления вероятности P_1 ошибки на выходной символ последнего каскада, т. е. вероятности ошибочного декодирования информационного символа, очевидно нужно использовать рекуррентную процедуру, состоящую в последовательном вычислении вероятности P_i по заданной (полученной на предыдущем шаге итерации) вероятности P_{i+1} . Подобная рекуррентная процедура весьма удобна при использовании ЭВМ для расчетов. Это же можно сделать графически, построив зависимость $P_i = f(P_{i+1})$, как показано на рис. 102.

Подобные рекуррентные процедуры широко используются при итерационных методах решения систем нелинейных уравнений [26]. При этом функциональная зависимость $P_i = f(P_{i+1})$, называемая отображением, является итеративным сжатием, если существует такое $\alpha < 1$, что $|P_{i-1} - P_i| \leq \alpha |P_i - P_{i+1}|$.

Для отображений, являющихся итеративными сжатиями, доказано существование так называемой неподвижной точки отображения т. е. устойчивого решения, к которому сходится рекуррентная процедура при неограниченном увеличении числа итераций. Неподвижной точкой P^* отображения при этом является $P^* = f(P^*)$.

В нашем случае, используя определение итеративного сжатия и результаты расчета, приведенные на рис. 102 и 103, можно установить, что отображение $P_i = f(P_{i+1})$ является итеративным сжатием, и при любых $P_{i+1} < 0,5$ неподвижной точкой отображения будет $P^* = 0$. Это означает, что если вероятность ошибки на выходе первой решающей схемы меньше 0,5, то каждый каскад декодирования последовательно «очищает» принятый сигнал от шумов, обеспечивая стремление к нулю вероятности ошибки на выходной информационный символ при увеличении числа каскадов.

5.5. Зависимость между базой канальных сигналов и помехоустойчивостью передачи сообщений при мажоритарном уплотнении каналов

Исследование помехоустойчивости передачи информации при мажоритарном уплотнении каналов проводилось в предыдущем параграфе при условии использования ортогональных двоичных канальных сигналов с базой (блоковой длиной)

$$n_i = 2^m.$$

Избыточность получаемого при этом (n, k) -кода, как было показано, равна

$$n/k = 2^{m \log_m k} / k = k^{m \log_m 2 - 1}.$$

Избыточность растет как с увеличением k , так и с увеличением m . Необходимость введения большой избыточности ограничивает возможность практического использования мажоритарного каскадного метода уплотнения и разделения при указанных базах канальных сигналов. Поэтому возникает вопрос о том, можно ли уменьшить базу используемых канальных сигналов, и как это скажется на помехоустойчивости передачи информации при мажоритарном уплотнении.

Оказывается, что если число входов m элементарного мажоритарного кодера выбрать $m = 3; 7$, то минимальная база канальных сигналов может быть также выбрана $n_i = m = 3; 7$, соответственно. Можно убедиться, что рассматриваемое уплотнение и разделение в этих случаях будет возможно, если в качестве канальных сигналов выбрать циклические сдвиги M -последовательности с базой $n_i = 3; 7$ для $m = 3; 7$ соответственно (т. е. выбрать кодовые слова двоичного симплексного кода с блоковой длиной $n_i = 3; 7$). Следовательно, каскадируя эти элементарные мажоритарные кодеры, можно мажоритарно уплотнить любое число источников, удовлетворяющее условию $n_c = k = 7^{\mu} 3^{\nu}$, где μ и ν — любые целые положительные. При этом получаемый код будет безыбыточным. Однако не известны другие, кроме указанных, значения $m = n_i$, при которых было бы возможно осуществить рассматриваемое уплотнение и разделение.

Получим общие зависимости, связывающие базу канальных сигналов и помехоустойчивость передачи при мажоритарном уплотнении каналов [36].

Рассмотрим однокаскадную систему уплотнения, и тогда блоковая длина канальных сигналов $n_i = n$. Положим, что мажоритарный элемент реализуется по второму из указанных в § 5.3 способов, т. е. линейным суммированием промодулированных канальных сигналов, в результате чего формируется линейный групповой сигнал с последующим жестким ограничением (клиппированием) этого сигнала. Пусть амплитуда каждого символа канального сигнала равна $\pm a$ и канальные сигналы являются двоичными ортогональными функциями (функциями Уолша). Если уплотняемые источники независимы, и априорные вероятности появления на выходе любого уплотняемого источника информационных символов «0» и «1» одинаковы, то распре-

деление амплитуд линейного группового сигнала будет биномиальным. При числе уплотняемых источников $n_c \gg 1$ биномиальное распределение можно аппроксимировать нормальным, имеющим при сделанных предположениях нулевое математическое ожидание и дисперсию

$$\sigma^2 = a^2 n_c.$$

Линейный групповой сигнал в мажоритарном элементе подвергается жесткому ограничению. Положим сначала, что амплитудная характеристика ограничителя линейна в пределах $\pm U_0$, а при $|U_{вх}| > U_0$ представляет собой идеальный ограничитель (рис. 104).

Если значение линейного группового сигнала превышает пределы линейного участка амплитудной характеристики ограничителя, то линейный групповой сигнал ограничивается, что эквивалентно добавлению к линейному групповому сигналу, не претерпевшему ограничения соответствующего импульса помехи $\varepsilon(t)$. Среднеквадратическое значение этой помехи будет равно

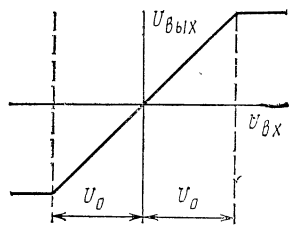


Рис. 104. Амплитудная характеристика ограничителя

$$P_{\text{пх}} = \int_{-\infty}^{U_0} \varepsilon^2 W(\varepsilon) d\varepsilon + \int_{U_0}^{\infty} \varepsilon^2 W(\varepsilon) d\varepsilon,$$

где $\varepsilon = U_0 - U_{вх}$ — мгновенное значение напряжения помехи; $U_{вх}$ — напряжение линейного группового сигнала; $W(\varepsilon)$ — плотность распределения помехи $\varepsilon(t)$, которая также является нормальной в силу того, что помеха получена ограничением линейного группового сигнала, имеющего нормальное распределение. С учетом этого получим:

$$P_{\text{пх}} = 2 \int_{U_0}^{\infty} \varepsilon^2 W(\varepsilon) d\varepsilon = \frac{2}{\sqrt{2\pi} \sigma} \int_{U_0}^{\infty} (U_0 - U_{вх})^2 \exp\left(-\frac{U_{вх}^2}{2\sigma^2}\right) dU_{вх}.$$

Обозначим: $H = U_0/\sigma$; $y = U_{вх}/\sigma$. Тогда интеграл приводится к табличному [12]:

$$\begin{aligned} P_{\text{пх}} &= \frac{2\sigma^2}{\sqrt{2\pi}} \int_H^{\infty} (H - y)^2 \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy = \\ &= \sigma^2 \left\{ [2 - 2F(H)](H^2 + 1) - \sqrt{\frac{2}{\pi}} H \exp\left(-\frac{H^2}{2}\right) \right\}, \end{aligned}$$

где $F(H)$ — интеграл вероятности.

Помеху $\varepsilon(t)$ удобно привести к эквивалентному белому шуму, для вычисления спектральной плотности которого используем ту же методику, которая используется при статистическом анализе перекрестных помех в системах передачи информации с частотным разделением каналов [5]. Вычислим среднюю длительность импульса помехи $\varepsilon(t)$ и будем считать, что ширина частотного спектра $\Delta F_{\text{пх}}$ помехи $\varepsilon(t)$

равна обратной величине средней длительности импульса помехи, и спектральная плотность N_{θ} помехи в полосе $\Delta F_{\text{пх}}$ равномерна.

Поскольку линейный групповой сигнал имеет нормальное распределение, то средняя длительность τ импульса помехи будет равна средней длительности выброса нормального случайного процесса за нормированный уровень $H = U_0/\sigma$. Как известно из теории выбросов [53], средняя длительность такого выброса равна

$$\bar{\tau}(H) = \frac{2\pi}{\sqrt{-R''(0)}} [1 - F(H)] \exp\left(\frac{H^2}{2}\right),$$

где $R''(0)$ — значение второй производной корреляционной функции $R(\tau)$ случайного процесса (т. е. линейного группового сигнала) при $\tau = 0$.

Энергетические спектры двоичных ортогональных канальных сигналов (функций Уолша), как известно [6], сдвинуты относительно друг друга в общей занимаемой ими полосе частот, имеющей ширину

$$\Delta F = 1/\tau_n = nR/n_c,$$

где $\tau_n = T/n$ — длительность одного символа канального сигнала; $R = R_i n_c$ — общая скорость передачи информации в системе; $R_i = 1/T$ — скорость передачи информации по одному каналу; T — длительность канального сигнала.

Поэтому спектральную плотность линейного группового сигнала при $n_c \gg 1$ можно считать равномерной в полосе ΔF , и тогда

$$R''(0) = -(2\pi\Delta F)^2/3 = -2\pi nR/(3n_c^2).$$

С учетом этого средняя длительность выброса нормального процесса за нормированный уровень H

$$\bar{\tau}(H) = n_c \sqrt{3} / (nR) [1 - F(H)] \exp(H^2/2).$$

Спектральная плотность N_{θ} помехи $\varepsilon(t)$

$$N_{\theta} = \frac{P_{\text{пх}}}{\Delta F_{\text{пх}}} = P_{\text{пх}} \bar{\tau}(H) = \frac{a^2 n_c^2 \sqrt{3}}{nR} \left\{ 2 \exp\left(\frac{H^2}{2}\right) [1 - F(H)]^2 (H^2 + 1) - \sqrt{\frac{2}{\pi}} H [1 - F(H)] \right\}.$$

Полученное выражение дает спектральную плотность мощности помех, возникающих вследствие ограничения линейного группового сигнала при произвольном уровне ограничения. В случае мажоритарного уплотнения $U_0 = a$, следовательно, для мажоритарного уплотнения нормированный уровень ограничения

$$H = U_0/\sigma = 1/\sqrt{n_c}.$$

При $n_c \gg 1$, т. е. при $H \ll 1$, имеем приближенно

$$1 - F(H) \approx \frac{1}{2} - H/\sqrt{2\pi}; \quad \exp(H^2/2) = \exp(1/2n_c) \approx 1 + 1/2n_c.$$

С учетом этого для случая мажоритарного уплотнения спектральная плотность $N_{\text{э}} = N_{\text{аг}}$ запишется:

$$N_{\text{эг}} \approx a^2 n_c \sqrt{3} / (2nR).$$

Таким образом, мажоритарное уплотнение каналов можно рассматривать как идеальное линейное уплотнение, осуществляемое в присутствии аддитивного белого гауссовского шума со спектральной плотностью $N_{\text{аг}}$. Этот шум можно трактовать как междуканальную перекрестную помеху, возникающую вследствие нелинейности группового тракта системы передачи информации. Положим, что кроме указанных междуканальных помех в канале связи при мажоритарном уплотнении действует аддитивный белый гауссовский шум со спектральной плотностью N_0 . Поскольку междуканальные помехи и шум, присутствующий в канале, независимы, то для вероятности ошибки на один информационный символ при разделении каналов имеем

$$P_1 = 1 - F \sqrt{\frac{2E}{N_0 + N_{\text{аг}}}} = 1 - F(h),$$

где $E = a^2 T = a^2 n_c / R$ — энергия принимаемого канального сигнала.

Полученное выражение связывает искомую базу n канальных сигналов с допустимой при разделении вероятностью ошибки на информационный символ.

Положим, что шум в канале связи отсутствует, т. е. $N_0 = 0$. Тогда

$$P_1 = 1 - F \sqrt{\frac{2E}{N_{\text{аг}}}} \approx 0,1 \exp\left(-\frac{h^2}{2}\right) = 0,1 \exp\left(-\frac{2n}{n_c \sqrt{3}}\right).$$

Отсюда получаем, что требуемая база канальных сигналов связана с допустимой вероятностью ошибки на информационный символ соотношением:

$$n = -(\sqrt{3}/2) n_c \ln(10P_1).$$

Полученное выражение дает значение базы канальных сигналов, для которой при мажоритарном уплотнении обеспечивается разделение каналов с заданной вероятностью. При фиксированной вероятности P_1 ошибки на информационный символ требуемая база n линейно зависит от числа уплотняемых каналов n_c . В частности, из этого выражения получаем, что $n \approx 3,9882n_c$ при $P_1 = 10^{-3}$ и $n \approx 7,9763n_c$ при $P_1 = 10^{-5}$.

Интересно отметить, что канальные сигналы при этом не являются линейно независимыми, так как при блоковой длине n число линейно независимых ортогональных двоичных сигналов равно $\log_2 n$. Поэтому линейное разделение каналов при мажоритарном уплотнении происходит с конечной вероятностью ошибки даже при отсутствии помех в канале связи. Полученные соотношения также показывают, что, допустив конечную вероятность ошибки при разделении каналов (а на практике ошибки всегда будут возникать с определенной вероятностью вследствие шумов в канале связи), необходимую базу канальных сигналов при большом числе каналов можно существенно сократить, а следовательно, уменьшить избыточность получаемого кода.

Исследование помехоустойчивости передачи информации при мажоритарном уплотнении проводилось в предположении, что все n_c уплотняемых каналов одновременно активны, т. е. на каждом из m входов элементарного мажоритарного кодера имеется канальный сигнал. Из полученных соотношений для вероятности ошибки можно видеть, что если не все n_c уплотняемых каналов окажутся одновременно активны, т. е. если только на $m_1 < m$ входах элементарного мажоритарного кодера будут одновременно присутствовать канальные сигналы, то помехоустойчивость передачи автоматически возрастет. Физически это можно объяснить тем, что при снижении активности уплотняемых каналов уменьшается мощность перекрестных помех, возникающих вследствие жесткого ограничения линейного группового сигнала. Действительно, из выражения для $N_{\text{эг}}$ следует, что спектральная плотность перекрестных помех прямо пропорциональна квадрату числа одновременно активных уплотняемых источников. Это обстоятельство позволяет при использовании адаптивных методов сжатия данных в системе с мажоритарным уплотнением рассчитать помехоустойчивость передачи информации, исходя из ожидаемой средней активности уплотняемых источников. Это позволит соответствующим образом уменьшить требуемую базу канальных сигналов, а следовательно, занимаемую системой полосу частот, или соответственно увеличить число уплотняемых каналов. Вместе с тем, поскольку система с мажоритарным уплотнением является системой с закрепленными каналами, то в ней не требуется буферизации данных на передающей стороне и введения при передаче служебной (адресной) информации, как это имеет место в системах с незакрепленными каналами, в частности, при широко распространенном временном разделении с кодовым признаком.

5.6. Структура информационно-телеметрической системы

Разнообразные бортовые радиоэлектронные системы, используемые в настоящее время на летательных аппаратах различных типов, характеризуются высокой сложностью. Это объясняется тем, что резко возросла сложность задач, решаемых бортовыми радиоэлектронными средствами современных летательных аппаратов. Как для беспилотных, так и для пилотируемых летательных аппаратов характерно то, что такие задачи, как управление полетом, наведение, навигация, контроль состояния бортовых систем и управление ими, которые ранее решались на Земле или с ее участием, выполняются непосредственно на борту различными радиоэлектронными системами. Это оказалось возможным благодаря прогрессу в области элементной базы радиоэлектроники, освоению промышленностью производства больших интегральных схем, микропроцессоров, широкому развитию вычислительной техники и ее математического обеспечения.

Успешное выполнение задач, стоящих перед бортовыми радиоэлектронными системами летательных аппаратов, возможно при наличии соответствующей информационно-телеметрической системы, которая предназначена для сбора и представления разнообразной информации

в процессе полета и ее распределения между подсистемами летательного аппарата, подготовки необходимой информации для передачи на Землю и, если это требуется, для отображения экипажу. При этом число разнообразных источников сообщений, информация с которых контролируется информационно-телеметрической системой, может достигать десятков тысяч, причем эти источники распределены во всем объеме, занимаемом летательным аппаратом [43, 54].

Большое количество и рассредоточенность источников сообщений и бортовых подсистем по всему объему летательного аппарата исключают возможность использования отдельных проводных или кабельных связей для каждого источника и соответствующего потребителя информации прежде всего потому, что объем и вес требуемой кабельной сети становится непомерно большим. Кроме того, применение индивидуальных линий связи в каждой подсистеме затрудняет организацию их взаимодействия, монтаж, отладку и возможную модернизацию оборудования, создает большие трудности в наращивании информационно-телеметрической системы. Поэтому современные информационно-телеметрические системы летательных аппаратов строятся по магистрально-модульному принципу. Он состоит в том, что в бортовой части информационно-телеметрической системы используется единая информационная магистраль (или несколько магистралей), по которой производится необходимый обмен информацией посредством уплотнения каналов (мультиплексирования) этой магистрали. При этом элементы информационно-телеметрических систем выполняются в виде отдельных модулей, что позволяет упростить их монтаж, отладку, модернизацию и обеспечить легкость наращивания системы. Использование единой информационной магистрали придает гибкость структуре информационно-телеметрической системы, упрощает организацию взаимодействия подсистем, позволяет резко уменьшить вес, количество и суммарную длину проводных соединений.

Другим важным принципом, используемым в современных информационно-телеметрических системах, является иерархический принцип. В соответствии с ним отдельные блоки системы объединяются на нескольких (обычно на трех-четырех) уровнях иерархии, причем один блок более высокого уровня иерархии управляет несколькими блоками нижестоящего уровня, собирает от них и передает им необходимую информацию.

Использование иерархического принципа организации преследует несколько целей. Они состоят в том, чтобы наилучшим образом распределить ресурсы системы, обеспечив наименьшую ее сложность, быстроедействие и емкость памяти, и вместе с тем обеспечить необходимую оперативность и точность анализа всей собираемой информации. Объем информации, собираемой на борту летательного аппарата информационно-телеметрической системы, весьма велик, и его непосредственная обработка, необходимая для формирования на борту соответствующих управляющих сигналов, не может быть осуществлена. Однако собираемая информация в значительной степени избыточна. Избыточность имеет как статистический, так и программный характер.

Статистическая избыточность вызвана тем, что сообщения, собираемые в процессе полета информационно-телеметрической системой, в большинстве своем нестационарны, и их информативность меняется во времени в довольно широких пределах. Поскольку изменение во времени этой информативности априорно неизвестно, то частота опроса источников сообщений выбирается исходя из их максимальной информативности, что и приводит к появлению статистической избыточности. Программная избыточность возникает тогда, когда информация от какого-либо источника совсем не требуется на данной фазе полета летательного аппарата, но тем не менее используемая программа опроса составлена так, что этот источник опрашивается.

В современных информационно-телеметрических системах используются разнообразные методы уменьшения статистической избыточности, называемые методами сжатия данных [38], такие как полиномиальное предсказание и интерполяция, адаптивная коммутация и др. В частности, для многих технических параметров, контролируемых на борту летательного аппарата, достаточно осуществлять только текущий допусковый контроль, при котором посредством сравнения текущего значения параметра с его верхним и нижним допуском выносится решение о том, «в норме» или «не в норме» этот параметр. Программная избыточность устраняется соответствующим подбором программ коммутации источников.

Использование иерархического принципа построения информационно-телеметрических систем позволяет осуществить устранение указанной выше избыточности непосредственно в местах сбора информации, не загружая информационную магистраль и подсистемы, расположенные на более высоких иерархических уровнях, избыточной информацией. Для этого локальная группа источников, собирающих информацию с какого-либо агрегата или подсистемы летательного аппарата, объединяется в унифицированный блок — локальный элемент. В локальном элементе осуществляется представление информации, собираемой источниками, в стандартной цифровой форме, сокращение статистической и программной избыточности и уплотнение сообщений, собранных от обслуживаемых источников. Для устранения программной избыточности в блоке памяти локального элемента могут храниться несколько различных программ опроса обслуживаемых источников, предусматривающих различные частоты опроса и различный состав обслуживаемых источников. Выбор той или иной программы опроса может осуществляться по команде с более высокого иерархического уровня либо по команде с Земли. В памяти локального элемента хранятся также различные константы, необходимые для обеспечения его функционирования, такие как допуски на параметры, подвергаемые допусковому контролю, значения апертур на параметры, подвергаемые полиномиальному статистическому сжатию и т. п.

Как правило, в современных информационно-телеметрических системах используется временное уплотнение с незакрепленными каналами, т. е. временное разделение каналов с кодовым признаком. Для осуществления ВРК—КП необходимо разравнивание во времени нерегулярного потока собираемой информации, т. е. буферизация данных,

для чего в составе локального элемента имеется соответствующее буферное запоминающее устройство. Кроме того, необходимо датирование собранной информации, для чего в локальном элементе генерируются соответствующие метки времени, обеспечивающие требуемую точность временной привязки собранной информации.

В локальном элементе может также осуществляться помехоустойчивое кодирование собранной информации, обеспечивающее ее защиту от внутрисистемных помех и возможных сбоев в работе аппаратуры. При этом обычно используются простейшие методы кодирования, позволяющие обнаруживать ошибки посредством контроля кодовых слов на четность (нечетность).

Связь локальных элементов между собой и с вышестоящим иерархическим уровнем осуществляется посредством информационной магистрали. Однотипные источники информации, обслуживаемые одним локальным элементом, могут быть объединены в несколько групп, каждая из которых составляет канальный элемент. Канальные элементы связаны между собой внутри локального элемента местной информационной магистралью. Технической основой для построения локальных элементов в настоящее время являются однородные или унифицированные вычислительные элементы, реализуемые с использованием микропроцессоров.

Таким образом, локальные элементы составляют второй уровень иерархии в системе информационно-телеметрического обеспечения, на котором осуществляется отбор и представление информации, собираемой на первом уровне иерархии — уровне источников информации. При этом объем информации, поступающей с локального элемента на более высокий иерархический уровень, существенно меньше объема поступающей на него информации с низшего иерархического уровня. Тем самым освобождаются ресурсы более высокого иерархического уровня для решения более ответственных задач.

На высшем уровне иерархии системы информационно-телеметрического обеспечения находится бортовая вычислительная система. На основе анализа данных о состоянии контролируемых подсистем и информации, получаемой от экипажа или наземного пункта управления, бортовая вычислительная система управляет информационным потоком в информационной магистрали и организует работу локальных элементов путем задания порядка обмена информацией и программ опроса источников в локальных элементах. В большинстве случаев в бортовых вычислительных системах используются 16-разрядные (реже 32-разрядные) бортовые цифровые вычислительные машины производительностью до 10^6 опер./с. При этом кроме задач информационно-телеметрического обеспечения бортовая вычислительная система выполняет и другие задачи, например, задачи управления полетом, наведения, навигации, диагностики бортовых подсистем и др.

По типу организации вычислений бортовые вычислительные системы могут быть централизованными и децентрализованными. Первый тип организации бортовой вычислительной системы предполагает централизацию всех вычислительных функций в одной достаточно мощной бортовой вычислительной машине. Подобная централи-

зация позволяет с максимальной эффективностью использовать имеющиеся вычислительные ресурсы, однако в случае модификации или расширения функций системы в этом случае требуется радикальный пересмотр используемого математического обеспечения, что сопряжено с большими затратами времени и средств. Поэтому централизованные бортовые вычислительные системы применяют, в основном, там, где предполагается одноразовое использование математического обеспечения без модификаций в процессе эксплуатации, например в бортовых системах космических аппаратов.

При организации бортовой вычислительной системы по децентрализованному типу вычислительные функции распределяются между несколькими бортовыми вычислительными машинами, предназначенными для решения вполне определенных задач и работающими независимо. Это позволяет разрабатывать, отлаживать и модифицировать отдельные вычислительные машины одновременно и независимо друг от друга. Распределение задач по машинам производится с учетом свойств задач и требуемой вычислительной мощности, и обычно одной машине поручается ограниченный круг однотипных задач, что позволяет существенно упростить и снизить затраты на математическое обеспечение. Следует отметить, что затраты на математическое обеспечение могут в несколько раз превышать стоимость самих вычислительных машин, поэтому последнее обстоятельство является весьма важным. Кроме того, в децентрализованных бортовых вычислительных системах можно использовать различные методы увеличения надежности и различные кратности резервирования отдельных машин с учетом важности решаемых ими задач. Кроме того, при выходе из строя одной или нескольких бортовых вычислительных машин их функции полностью или частично могут выполнить другие машины, что обеспечивает меньшую уязвимость бортовой вычислительной системы.

Наряду с указанными достоинствами, децентрализованной вычислительной системе свойственны недостатки, многие из которых являются следствием разнотипности используемых вычислительных машин. В частности, многие функции аппаратуры и математического обеспечения дублируются в различных вычислительных машинах, а для объединения разнотипных машин в единую бортовую вычислительную систему требуются соответствующие устройства сопряжения. Чтобы упростить объединение машин в единую вычислительную систему, их математическое обеспечение обычно осуществляется на едином алгоритмическом языке высокого уровня. Однако высокоуровневый язык требует применения специальных трансляторов, а программы, транслированные с такого языка, не экономичны по затратам машинного времени и памяти.

В настоящее время предполагается, что реализация бортовой вычислительной системы существенно упростится при использовании унифицированных микро-ЦВМ, построение которых стало возможным благодаря успехам современной микроэлектроники. Каждая из микро-ЦВМ состоит из микропроцессора, блока памяти и цифрового устройства ввода—вывода и имеет невысокую производительность и ограничен-

ную систему команд. Микро-ЦВМ могут объединяться в функционально автономные группы, и таким образом может быть организована децентрализованная бортовая вычислительная система. Использование микро-ЦВМ в качестве унифицированных элементов при создании децентрализованной бортовой вычислительной системы упрощает и улучшает математическое обеспечение, позволяя использовать микропрограммный метод управления, обеспечивает простоту изменения состава вычислительной системы и независимость доступа к отдельным задачам.

Структурная схема, поясняющая рассматриваемую структуру бортовой информационно-телеметрической системы, представлена на рис. 105. Кроме рассмотренных выше локальных элементов (ЛЭ)

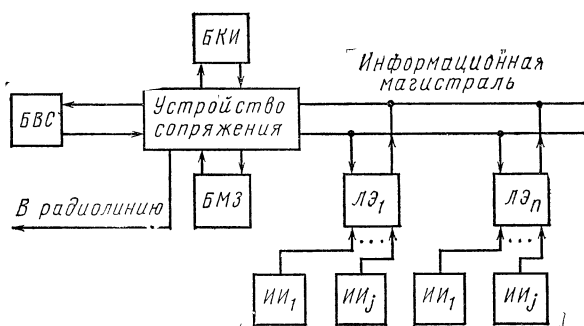


Рис. 105. Структурная схема бортовой информационно-телеметрической системы:
ИИ — источник информации

и бортовой вычислительной системы (БВС) в ее состав входит блок магнитной записи (БМЗ), в котором, в частности, записывается информация, предназначенная для передачи на Землю во время отсутствия радиосвязи летательного аппарата с наземным пунктом управления.

В случае пилотируемого летательного аппарата в состав бортовой информационно-телеметрической системы входит также блок контроля и индикации (БКИ), который обеспечивает экипажу наблюдение и управление работой отдельных подсистем летательного аппарата, а также проведение необходимых экспериментальных исследований. В современных бортовых информационно-телеметрических системах летательных аппаратов блок контроля и индикации выполняется на многофункциональных дисплеях, что позволяет в значительной степени решить проблему ограниченности объема кабины экипажа и уменьшить нагрузку на экипаж, освобождая его от наблюдения за многими однофункциональными индикаторами. На экраны дисплеев от бортовой вычислительной системы выводится только та информация, которая имеет существенное значение или необходима в данной полетной ситуации, в частности, сигнальная информация о нарушении нормального функционирования отдельных подсистем и информация о наступлении важных событий в процессе полета. Используя органы управления дисплеями, экипаж имеет возможность связаться с любой из подсистем летательного аппарата, ввести в нее информацию, меняющую режим работы данной подсистемы, или вызвать на экран дисплея любую интересующую его информацию.

Устройство сопряжения обеспечивает совместимость всех подсистем, входящих в состав бортовой информационно-телеметрической системы, а именно, совместимость форматов данных, обрабатываемых в каждой подсистеме, синхронизацию, таймирование и координацию всех переключений.

Таким образом, для выполнения задач информационно-телеметрического обеспечения летательных аппаратов совместно используются аппаратные и программные средства. При этом, несмотря на значительную стоимость математического обеспечения, программная реализация часто оказывается более дешевой, чем то оборудование, которое понадобилось бы для решения аналогичных задач.

Система информационно-телеметрического обеспечения является одной из важнейших систем летательного аппарата, надежная и безошибочная работа которой является необходимым условием для выполнения полетных задач и обеспечения безопасности экипажа. Поэтому обеспечение высокой надежности системы информационно-телеметрического обеспечения представляет важнейшую проблему. Поскольку, несмотря на весьма высокую надежность элементов, всегда существует ненулевая вероятность отказа или сбоя в системе, то система информационно-телеметрического обеспечения должна быть построена таким образом, чтобы она была в достаточной мере нечувствительна к неизбежным отказам и сбоям, или, как говорят, система должна быть толерантной.

Для обеспечения толерантности системы используют разнообразные методы введения в нее избыточности, которую можно классифицировать как аппаратную, программную и временную. При аппаратных методах в аппаратуру вводятся дополнительные элементы, блоки или устройства. К этим методам относятся, например, помехоустойчивое кодирование используемых в системе сигналов, внутрисхемное кодирование, позволяющее реализовать самокорректирующиеся устройства, методы резервирования на различных уровнях (уровне элементов, блоков, устройств и систем), осуществляемое посредством их дублирования, троирования и т. п. Экономически наиболее целесообразно применять возможно более низкий уровень введения избыточности, поэтому при создании толерантных систем информационно-телеметрического обеспечения часто используют резервирование на уровне отдельных модулей и троирование модулей с вынесением решения по большинству, т. е. с мажоритарной логикой.

Введение программной избыточности осуществляется дублированием в памяти особенно важных данных и программ, применением различных тестовых и диагностических программ.

Введение временной избыточности осуществляется повторением решения некоторых программ или их части, использованием решающей обратной связи, подтверждающей правильность принимаемой и обрабатываемой информации.

5.7. Организация бортовой сети сбора и распределения информации

Рассмотрим основные принципы организации работы бортовой сети сбора и распределения информации. Эта сеть, входящая в состав бортовой информационно-телеметрической системы, состоит из оконечных устройств (терминалов), которыми являются локальные элементы, блока контроля и индикации, блока магнитной записи и информационной магистрали, связывающей бортовую вычислительную систему и терминалы (рис. 105).

Как указывалось, в информационной магистрали уплотняется информация от всех терминалов, т. е. информационная магистраль является мультиплексной. При этом терминалы могут работать как на прием, так и на передачу. Информационная магистраль управляется от входящего в состав бортовой вычислительной системы устройства управления магистралью (контроллера). В качестве контроллера может быть использована специальная бортовая цифровая вычислительная машина (БЦВМ), либо функции контроллера могут совмещаться в БЦВМ с выполнением каких-либо других задач.

В принципе для создания мультиплексной магистрали могут быть использованы различные методы уплотнения и разделения каналов. Однако наиболее часто используют временное уплотнение с незакрепленными каналами, т. е. временное разделение каналов с кодовым признаком. Использование ВРК—КП обусловлено целым рядом причин. Этот метод обеспечивает простоту наращивания сети сбора и распределения информации, допускает легкость изменения состава бортового оборудования, дает возможность полностью автономно разрабатывать и отлаживать каждую бортовую систему до установки ее на летательный аппарат, нечувствителен к нелинейным искажениям в информационной магистрали. Однако ему свойственны и определенные недостатки, основные из которых — невозможность одновременного обслуживания нескольких терминалов, а также большой объем адресной (служебной) информации, что является следствием использования незакрепленных каналов.

Существуют различные дисциплины обслуживания терминалов при ВРК—КП. Наиболее часто применяется запросный режим обслуживания, при котором инициатива принадлежит контроллеру. Подобный метод, в частности, положен в основу принятого в 1975 г. в США стандарта MIL — STD — 1553A на мультиплексные информационные магистрали бортовых систем сбора и распределения информации. В качестве примера рассмотрим порядок обмена данными, предусматриваемый этим стандартом.

Данный стандарт предусматривает возможность передачи по информационной магистрали сообщений трех видов: от контроллера к терминалу, от терминала к контроллеру и от терминала к терминалу, причем передача любого из этих сообщений осуществляется только по инициативе контроллера. Каждое сообщение состоит из одного командного кодового слова, одного кодового слова состояния и нескольких кодовых слов собственно данных. Командное кодовое слово передает-

ся только контроллером, кодовое слово состояния — только терминалом, кодовые слова данных — как контроллером, так и терминалом.

Передача сообщения от контроллера к терминалу начинается с выдачи контроллером адреса определенного терминала и команды «прием», после чего могут следовать несколько кодовых слов данных. Количество передаваемых кодовых слов указано в определенной зоне команды. После получения последнего кодового слова терминал посылает контроллеру ответное кодовое слово — слово состояния, подтверждающее прием информации. При этом все принятое терминалом сообщение хранится в его буферном запоминающем устройстве до тех пор, пока не будет получено подтверждение о его достоверности. После получения такого подтверждения принятое сообщение считывается из буферного запоминающего устройства и распределяется внутри терминала. Если в принятом сообщении обнаружена ошибка, т. е. если оно оказалось недостоверным, то терминал стирает его и ожидает повторной передачи.

Передача сообщения от терминала к контроллеру начинается с выдачи контроллером адреса определенного терминала и команды «передача». После получения этой команды соответствующий терминал посылает контроллеру кодовое слово состояния с указанием числа передаваемых кодовых слов данных.

Для передачи сообщения от терминала к терминалу используется комбинация двух рассмотренных выше процедур обмена данными.

Информационная магистраль обычно выполняется в виде двухпроводной экранированной линии или коаксиального кабеля и имеет волновое сопротивление 50—70 Ом. Двухпроводная экранированная линия (скрученная пара) используется при относительно низких скоростях передачи данных, а при более высоких скоростях используется коаксиальный кабель. Скорость передачи данных по информационной магистрали в настоящее время обычно не превышает 3 Мбит/с. Это вызвано тем, что техническая реализация таких скоростей хорошо согласуется с современными технологическими возможностями и, в основном, такая скорость удовлетворяет требованиям, предъявляемым в настоящее время к бортовой сети сбора и распределения информации.

Информационная магистраль может быть реализована в виде одной линии, однако в ряде случаев ее создают в виде двух независимых проводных (кабельных) линий — адресной и информационной. По адресной линии контроллер управляет работой терминалов и осуществляет хронизацию всей сети сбора и распределения информации, а по информационной линии осуществляется собственно сбор и распределение информации. Подобная структура информационной магистрали несмотря на удвоение длины используемых проводников, возрастание массы и габаритов магистрали, дает определенные преимущества, обеспечивая хорошую развязку терминалов при их работе на прием и передачу, вследствие чего можно использовать более мощные передающие устройства и менее чувствительные приемные устройства с меньшим динамическим диапазоном. При этом для осуществления надежной синхронизации по адресной линии всегда передаются двоичные символы, для чего по ней в отсутствие командных сообщений передается последова-

тельность чередующихся нулей и единиц. Передача символов по магистрали обычно осуществляется биполярными посылками, когда «единице» передаваемого сообщения соответствует комбинация положительной и отрицательной посылок, а «нулю» — ее инверсия. Подобная структура посылок также имеет целью обеспечение надежной символьной синхронизации.

Информационной магистралью, выполненной в виде двухпроводной или коаксиальной линии, свойственны ряд недостатков, от большинства из которых свободна магистраль, выполненная в виде оптоволоконной линии. В отличие от двухпроводной или коаксиальной линии оптоволоконная линия полностью невосприимчива к электромагнитным помехам, в ней отсутствуют переходные режимы при включении и выключении, она имеет широкую полосу пропускания (до сотен МГц), что позволяет реализовать высокие скорости передачи данных, имеет высокие пределы рабочей температуры, высокую радиационную и влагостойкость. Поэтому информационная магистраль, реализованная в виде оптоволоконной линии, является в настоящее время наиболее перспективной для применения в бортовой сети сбора и распределения информации летательных аппаратов.

Г Л А В А 6

Кодирование сообщений в радиосистемах передачи информации

6.1. Помехоустойчивость двоичных блочных кодов

При проектировании любой цифровой системы передачи информации одним из важнейших вопросов является выбор метода кодирования сообщений. Кодирование сообщений при передаче их по радиоприемам имеет ряд особенностей. Например, в проводных каналах связи должны учитываться импульсные помехи, приводящие к возникновению пакетов ошибок. При таких помехах увеличение мощности передатчика существенно не уменьшает число ошибок при приеме сигнала. Одним из основных методов повышения помехоустойчивости передачи сообщений в таких каналах является обнаружение и исправление ошибок в сообщениях с использованием обратного канала. В большинстве радиосистем ошибки при приеме сообщений обуславливаются флуктуационными шумами, т. е. при посимвольном приеме сообщений ошибки являются независимыми и вероятность их появления можно существенно снизить, повысив мощность передатчика. Далее, системы с обратной связью для исправления ошибок в радиоприемах практически не применяются из-за больших (относительно длительности символа сообщения) задержек при распространении сигнала, которые приводят к существенному усложнению аппаратуры при формировании сигналов переспроса, повторения сообщений и исправления ошибок.

Кодирование сообщений в радиосистемах может быть использовано для повышения: 1) достоверности принятых сообщений, 2) помехоустойчивости радиолиний с целью снижения мощности передатчика. Кодирование сообщений для указанных целей называется помехоустойчивым, в отличие от других видов кодирования, применяемых для решения функциональных задач (формирования адресов, сигналов синхронизации и др.), а также при устранении избыточности сигналов источников сообщений. В данной главе будут рассматриваться только вопросы помехоустойчивого кодирования сообщений.

Рассмотрим в общих чертах проблемы помехоустойчивого кодирования. Необходимость повышения достоверности приема сообщений определяется назначением радиосистемы. При передаче команд управ-

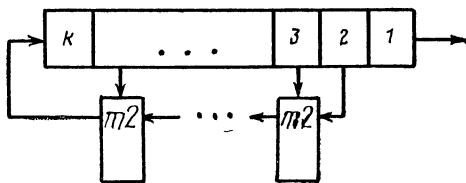


Рис. 106. Кодирующее устройство циклического (n, k) -кода

ления, цифровых сообщений таких, как координаты объектов, телекодовые сообщения и другие, лучше не допустить приема сообщения, чем сформировать в приемнике ложное сообщение. Вероятность образования ложного сообщения, или, как говорят, вероятность трансформации цифрового сообщения, должна быть весьма малой (порядка 10^{-12} и менее) при воздействии всех возможных помех: шумовых, сбоях словной или кадровой синхронизации, импульсных помех, а также некоторых организованных помех и др.

Рассмотрим на примере возможности использования кодов с обнаружением ошибок для защиты от трансформации сообщений. Пусть цифровое сообщение кодируется циклическим (n, k) -кодом, где k — число информационных символов, n — общее число символов, $r = n - k$ — число избыточных символов. Кодирующее устройство такого кода состоит из регистра сдвига с k ячейками и сумматоров по модулю два в цепи обратной связи (рис. 106). В регистр сдвига записываются k информационных символов и после сигнала «пуск» с выхода регистра снимается кодовая комбинация из n символов.

При приеме (n, k) -кода для обнаружения ошибок используется тот же самый кодер, в k ячеек которого записываются k принятых информационных символов. После записи этих символов кодер отключается от приемника и начинает генерировать корректирующие символы, которые сравниваются с принимаемыми корректирующими символами. При их несовпадении принимаемое сообщение стирается. Определим вероятность трансформации сообщения P_T . Пусть в информационной части сообщения исказилось t символов. Приемное устройство примет это искаженное сообщение за другое в том случае, если корректирующие символы исказятся так, что будут соответствовать этому другому сообщению. При кодовом расстоянии d_x между этими рассматриваемыми

мыми сообщениями i и j необходимо, чтобы конкретные $d_x - t$ корректирующие символы исказились, а остальные $r - (d_x - t)$ символы не исказились. Поэтому условная вероятность трансформации сообщения i в сообщение j будет равна при условии возникновения t ошибок в информационно-й части сообщения при вероятности искажения одного символа p :

$$P_T = p^{d_x - t} (1 - p)^{r - (d_x - t)}.$$

В частности, при $p = 1/2$, что соответствует случаям сбоя пословной синхронизации, воздействию организованных помех или предельно малому отношению сигнал-шум в канале связи, получим, что $P_T = (1/2)^r$. Так, при $r = 40$ имеем $P_T \approx 10^{-12}$ и т. д. В общем случае при некотором значении p достигается максимальная вероятность трансформации сообщения, которая должна учитываться при выборе параметров системы повышения достоверности принимаемых сообщений.

Если в радиолинии используется кодирование для защиты от трансформации сообщений и помехоустойчивое кодирование для снижения мощности передатчика, то целесообразно рассматривать каскадное или двухступенчатое кодирование. На первой ступени к исходным сообщениям добавляются избыточные символы для защиты от трансформации сообщений. Будем считать, что это осуществляется кодером источника сообщений. Двоичные символы с выхода кодера источника сообщений далее (на второй ступени кодирования) рассматриваются как информационные символы для кодера канала связи, который производит помехоустойчивое кодирование для снижения мощности передатчика.

Рассмотрим проблему выбора метода помехоустойчивого кодирования для снижения требуемой мощности передатчика. Теория говорит о том, что для гауссовского канала снизить требуемую мощность сигнала можно за счет увеличения $n = 2FT$ — размерности пространства сигналов, используемого при построении кодов. Целесообразно оптимальный код определить как такой код, который при данном значении n и заданной скорости передачи информации обеспечит минимально необходимую мощность принимаемого сигнала. Такие оптимальные коды требуют небольшого увеличения полосы канала связи по сравнению с двоичными безыбыточными кодами, а большое значение $n = 2FT$ достигается за счет использования больших блоков информационных символов при кодировании, т. е. за счет больших значений T [46].

Оценим предельные возможности снижения требуемой мощности сигнала за счет кодирования. Из выражения (9) следует, что переход от безыбыточного кодирования ($n = 1$, b -уровневая КИМ, $b = 2, 3, \dots$) к некоторому идеальному коду ($n \rightarrow \infty$) с той же полосой частот дает выигрыш в требуемой мощности сигнала в $\psi = k^2/12 = 7,55$ раз, где $k/2 = 4,76$ для вероятности искажения символа при b -уровневой КИМ равной 10^{-6} . С другой стороны, при бесконечном расширении полосы канала связи требуется $h_{0\min}^2 = (E_b/N_0)_{\min} = \ln 2$ [46]. Для безыбыточного двоичного кода ($b = 2$) вероятность ошибки $p = 10^{-6}$ достигается при $E_b/N_0 = 11,3$, т. е. предельный выигрыш в требуемой мощности сигнала за счет кодирования при $F \rightarrow \infty$ равен $11,3/\ln 2 = 16,3$ раза. Таким образом, переход от идеального кода с полосой,

равной полосе, занимаемой безыбыточной КИМ, к идеальному коду с бесконечной полосой даст дополнительный выигрыш только в $16,3/7,55 = 2,16$ раза по мощности сигнала. Это говорит о том, что расширение полосы канала связи не является определяющим фактором при получении выигрыша по требуемой мощности сигнала за счет кодирования. Зависимость величины h_0^2 от полосы канала связи в идеальной системе в общем виде может быть найдена из следующего выражения для скорости передачи информации:

$$R = F \log \left(1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right) = F \log \left(1 + \frac{P_c}{N_0 F} \right) = F \log \left(1 + 2 \frac{P_c \tau_0}{N_0} \frac{F_0}{F} \right) = \\ = F \log \left(1 + 2 h_0^2 \min \frac{F_0}{F} \right),$$

$$\text{где } \tau_0 = 1/2F_0. \text{ Отсюда } h_0^2 \min = \frac{F}{2F_0} (2^{R/F} - 1).$$

С другой стороны, скорость передачи информации $R = 1/\tau_0 = 2 F_0$ и окончательно получим

$$h_0^2 \min = \frac{F}{2F_0} (2^{2F_0/F} - 1) = \frac{F}{2F_0} [e^{(2F_0/F) \ln 2} - 1] \approx \ln 2 + \frac{F_0}{F} (\ln 2)^2 + \dots$$

Эта зависимость показана на рис. 107. Из рисунка видно, что предельное значение $h_0^2 = \ln 2$ практически достигается при небольшом расширении полосы канала связи F по сравнению с полосой F_0 .

Использование кодов с большими значениями n приводит к усложнению декодирующей аппаратуры, и в ряде случаев выгоднее просто увеличить мощность передатчика, чем использовать помехоустойчивые коды. Поэтому

в теории и технике кодирования сообщений важен вопрос построения относительно простой декодирующей аппаратуры для кодов большой значности. В настоящее время можно выделить два основных направления при конструировании декодеров: 1) построение простых корреляционных декодеров, реализующих прием «в целом» [45, 58, 66] наилучших двоичных, троичных и других блочных кодов; 2) создание декодеров, реализующих прием «в целом» сверточных кодов. Эти оба направления успешно развиваются и в настоящее время трудно отдать предпочтение какому-нибудь одному направлению.

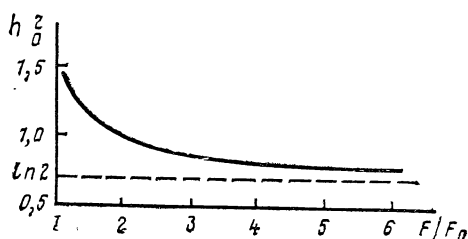


Рис. 107. Требуемое отношение $h_0^2 = h_0^2 \min$ в зависимости от полосы идеального канала связи

Оценка помехоустойчивости различных кодов. Как и ранее, будем предполагать, что сообщения, подлежащие передаче по радиолинии, представлены в двоичной форме. К этим символам могут быть добавлены некоторые дополнительные символы, например, служебные, для повышения достоверности. Результирующий поток двоичных символов

поступает на кодер канала связи, в котором эти символы перекодируются в помехоустойчивый код. На выходе декодера приемного устройства мы должны получить поток двоичных символов, идентичный потоку символов на входе кодера канала связи. Сравнение помехоустойчивости различных кодов целесообразно проводить по отношению к некоторому эталонному коду, в качестве которого мы выбираем двоичный безызбыточный код. Выше уже проводилось такое сравнение для многоосновных узкополосных кодов. Следует отметить, что для безызбыточного кода на выходе приемника получится поток двоичных символов с независимыми ошибками, в то время как при использовании помехоустойчивых кодов ошибка при приеме кодового слова приведет к возникновению пачки ошибок в восстанавливаемом потоке двоичных символов на выходе декодера. В связи с этим возможны разные подходы при сравнении кодов. Пусть, например, сообщения передаются в виде некоторых слов (или группы слов) с числом информационных символов в слове, равным k . Если вероятность ошибочного приема одного символа безызбыточного кода есть $p \ll 1$, то вероятность ошибочного приема слова из k символов $P_{\text{ош1}} = 1 - (1 - p)^k \approx kp$. При ошибочном приеме кодового слова помехоустойчивого кода, используемого для передачи блока из k символов, можно потребовать, чтобы $P_{\text{ош}} = P_{\text{ош1}}$. Тогда эквивалентная вероятность ошибочного приема одного информационного символа без учета эффекта группирования ошибок $p_a = p = P_{\text{ош}}/k$.

В общем случае передаваемые сообщения могут состоять из слов разной длины (контактные и аналоговые датчики в телеметрии, сигналы синхронизации и др.) и передаваться методом дельта-модуляции. В этом случае необходимо рассматривать вероятность ошибки на символ в восстановленной в приемном устройстве последовательности информационных символов. Такой подход является наиболее строгим. Пусть, например, используется помехоустойчивый двоичный (n, k) -код с минимальным хемминговым расстоянием d_x . Для малой величины вероятности ошибочного приема кодового слова $P_{\text{ош}}$ будем считать, что кодовое слово может перейти только в ближайшее кодовое слово, отличающееся на d_x символов помехоустойчивого кода от переданного. Таким образом, при ошибочном приеме кодового слова из n символов получим неверно восстановленных d_x символов, а из k информационных символов, передаваемых этим кодовым словом, будет пропорционально неверно восстановлено в среднем $d_x k/n$ символов. Тогда при ошибочном приеме кодового слова условная вероятность искажения одного информационного символа есть d_x/n , которая равна числу искаженных информационных символов $d_x k/n$, деленному на число информационных символов k . Отсюда безусловная вероятность искажения одного информационного символа $p_a = P_{\text{ош}} d_x/n$. В частности, для ортогональных кодов $d_x = n/2$ и получаем известный результат $p_a = P_{\text{ош}}/2$.

Рассмотрим возможные методы оценки помехоустойчивости кодов при корреляционном методе приема (приеме «в целом»). Известно, что точные выражения для вероятности ошибки кодового слова $P_{\text{ош}}$ удается найти только для ортогональных, биортогональных и симплекс-

ных сигналов, для которых области правильного приема имеют простую конфигурацию. Для многих других кодов области правильного приема либо имеют сложную форму, так что $P_{\text{ош}}$ не удается выразить аналитически, либо форма области правильного приема вообще неизвестна, а известны только отдельные характеристики кода такие, как минимальное расстояние между сигналами и т. д. В этих случаях приходится пользоваться верхними и нижними оценками для величины $P_{\text{ош}}$.

В дальнейшем будем рассматривать регулярные коды, для которых форма зоны правильного приема одинакова для любого кодового слова. Предполагается, что все кодовые слова имеют одинаковую энергию. Наиболее известной является так называемая аддитивная граница для вероятности ошибки [10]. Рассматривается случай малой вероятности ошибки, когда принимаемый сигнал может под влиянием шумов перейти только в один из ближайших сигналов. Рассмотрим два сигнала с евклидовым расстоянием d между ними. Вероятность ошибки для этого случая равна $p_1 = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\frac{d}{2\sigma} \right) \right]$, где σ^2 — мощность шума в канале связи. Если принимаемый сигнал имеет $M_{\text{бл}}$ ближайших сигналов на расстоянии d , то можно записать очевидное неравенство (оценка сверху или верхняя граница вероятности ошибки):

$$P_{\text{ош}} \leq M_{\text{бл}} p_1 = \frac{M_{\text{бл}}}{2} \left[1 - \Phi \left(\frac{d}{2\sigma} \right) \right].$$

Это и есть аддитивная граница для $P_{\text{ош}}$ [10]. Здесь знак равенства относится только к ортогональным и близким к ним кодам. Действительно, для ортогональных кодов вероятность ошибочного приема кодового слова равна [46]:

$$\begin{aligned} P_{\text{ош}} &= 1 - P_{\text{пр}} = 1 - \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(y-\sqrt{2}h)^2}{2}} \left[\int_{-\infty}^y \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right]^{n-1} \times \\ &\times dy = 1 - \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(y-\sqrt{2}h)^2}{2}} \left[1 - \int_y^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right]^{n-1} dy \approx \\ &\approx (n-1) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(y-\sqrt{2}h)^2}{2}} \int_y^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx dy = \\ &= (n-1) \int_h^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx = \frac{n-1}{2} [1 - \Phi(h)] = M_{\text{бл}} p_1, \end{aligned}$$

где h^2 — отношение энергии кодового слова к спектральной плотности шумов. Для ортогональных сигналов $h = d/2\sigma$, вероятность ошибки для двух кодовых слов $p_1 = 0,5 [1 - \Phi(h)] = 0,5 [1 - \Phi(d/2\sigma)]$ и $n-1 = M_{\text{бл}}$. При выводе формулы для $P_{\text{ош}}$ пренебрегаем вероятностью того, что шум по двум и более координатам превысит напря-

жение сигнал плюс шум по координате, которая содержит сигнал, т. е. слагаемыми

$$C_{n-1}^i \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(y-\sqrt{2}h)^2}{2}} \left[\int_{-y}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right]^i dy, \quad i=2, \dots, n-1,$$

что справедливо для малых $P_{\text{ош}}$ и не слишком больших n , поскольку при больших n коэффициенты C_n^i становятся большими и их необходимо учитывать. Аналогичные рассуждения приводят к общему выводу, что аддитивная граница для любых кодов справедлива также для не слишком больших n .

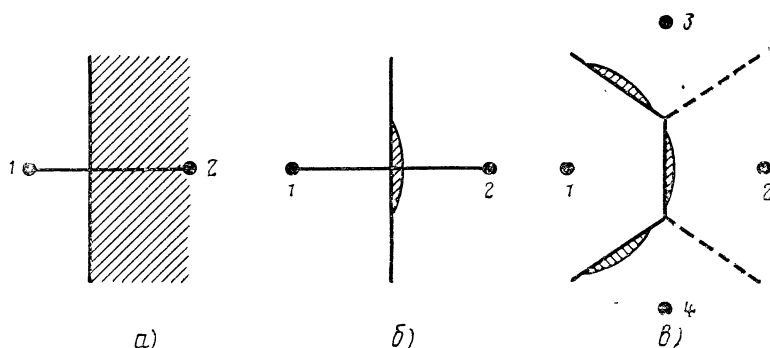


Рис. 108. Области ошибочного приема сигнала

Рассмотрим аддитивную границу более подробно. Для двух сигналов границей раздела областей правильного приема служит гиперплоскость в пространстве сигналов, проходящая через середину отрезка (и перпендикулярно ему), соединяющего концы векторов этих сигналов. Тогда вероятность ошибочного приема при приходе сигнала 1 определяется вероятностью попадания вектора сигнала плюс шум в зону сигнала 2, условно изображенной в виде заштрихованной области на рис. 108, а. Однако ввиду того, что область неопределенности, создаваемая шумом, имеет сферическую форму и вероятность попадания вектора шума в элементарную область быстро уменьшается с увеличением расстояния ее от конца вектора сигнала, область ошибочного приема сигнала при малой вероятности ошибки будет концентрироваться в малой области около середины отрезка, соединяющего концы векторов сигналов, как показано на рис. 108, б.

Аналогично, для большого числа сигналов области ошибочного приема будут концентрироваться около середины отрезков, соединяющих концы векторов принимаемого сигнала и ближайших к нему сигналов. При малой вероятности ошибки области ошибочного приема будут концентрироваться в непересекающихся областях, показанных штриховкой на рис. 108, в, поэтому аддитивную границу ошибочного приема следует преобразовать в равенство для любых кодов:

$$P_{\text{ош}} = M_{\text{ош}} p_1 = 0,5 M_{\text{ош}} [1 - \Phi(d/2\sigma)]. \quad (40)$$

Воспользуемся этим выражением для оценки выигрыша помехоустойчивых кодов в требуемой мощности сигнала. Будем сравнивать коды при одинаковой энергии кодовых слов и при одинаковом числе информационных символов в кодовых словах сравниваемых кодов. Такие коды будут обеспечивать одинаковую скорость передачи информации, но будут отличаться помехоустойчивостью и требуемой полосой канала связи. Рассмотрим двоичные (n, k) -коды. Выразим отношение $d/2\sigma$ через Хеммингово расстояние и отношение $P_c \tau_0 / N_0 = E_b / N_0$, где E_b — энергия сигнала, затрачиваемая на один бит информации τ_0 — длительность одного информационного символа, поступающего на вход кодера канала связи. Расстояние между кодовыми словами выражается через Хеммингово расстояние следующим образом: $d = 2\sqrt{d_x P_c}$. Тогда

$$(d/2\sigma)^2 = d_x P_c / N_0 \Delta F = (2P_c \tau / N_0) dx = (2P_c \tau_0 / N_0) dx \tau / \tau_0 = \\ = (2E_b / N_0) d_x k / n$$

Здесь $\sqrt{d_x k / n}$ характеризует увеличение расстояния между сигналами по сравнению с безыбыточным кодом. Отсюда эквивалентная вероятность ошибки с учетом выражения (40)

$$p_a = \frac{d_x M_{6л}}{2n} \left[1 - \Phi \left(\sqrt{2 \frac{E_b}{N_0} \frac{d_x k}{n}} \right) \right]. \quad (41)$$

Напомним, что это выражение справедливо только при малых $P_{ош}$ и, следовательно, при малых p_a .

Интеграл вероятности можно аппроксимировать экспоненциальной функцией. В широкой области значений $p \ll 1$ вероятность ошибки хорошо аппроксимируется выражением

$$p = 0,5 [1 - \Phi(\sqrt{2} x)] \approx 0,1 \exp(-x^2).$$

Тогда из (41) получим

$$p_a = \frac{d_x M_{6л}}{10n} \exp \left(-\frac{E_b}{N_0} d_x \frac{k}{n} \right).$$

Отсюда

$$\ln(10p_a) = \ln \left(\frac{d_x M_{6л}}{n} \right) - \frac{E_b}{N_0} d_x \frac{k}{n} \quad \text{или} \\ \frac{E_b}{N_0} = \frac{\ln(d_x M_{6л}/n) - \ln(10p_a)}{d_x k / n}. \quad (42)$$

Эта формула является основной при оценке помехоустойчивости различных кодов. Для кодов без избыточности с фазовой манипуляцией на 180° можно записать

$$p = 0,5 [1 - \Phi(\sqrt{2} h_0)] \approx 0,1 \exp(-h_0^2); \quad -\ln(10p) = h_0^2,$$

где h_0^2 — требуемое отношение энергии сигнала на 1 бит к спектральной плотности шумов для двух противоположных сигналов.

Полагая $p = p_a$, получаем

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{h_0^2 + \ln(d_x M_{6л}/n)}{d_x k / n}. \quad (43)$$

Выигрыш помехоустойчивого кода по требуемой мощности сигнала по сравнению с безызыбычным кодом

$$\eta_k = \frac{h_0^2}{E_6/N_0} = \frac{d_x k/n}{1 + [\ln(d_x M_{6л}/n)]/h_0^2} = \frac{d_x k/n}{1 - [\ln(d_x M_{6л}/n)]/\ln(10\rho)},$$

где E_6/N_0 берется из выражения (43), а $h_0^2 = -\ln(10\rho)$.

В качестве примера в табл. 6 приведены параметры некоторых помехоустойчивых двоичных (n, k) -кодов относительно малой значности. Коды приведены в порядке увеличения n , равного размерности пространства сигналов.

Значения E_6/N_0 и η_k в табл. 6 приведены для вероятности ошибки $p_0 = p = 10^{-6}$ и для тех кодов, для которых известно число ближайших сигналов $M_{6л}$. В работе [46] установлено, что при умеренных значениях n наивысшую помехоустойчивость обеспечивают коды, у которых $k \approx n/2$, а не биортогональные или симплексные коды. В табл. 6 симплексные и биортогональные коды приведены для сравнения. Дополнительно следует учитывать расширение полосы канала связи в n/k раз по сравнению с безызыбычными кодами. Этот параметр явно плох для биортогональных и симплексных кодов.

Для кодов Боуза — Чоудхури — Хоквингема (БЧХ) оптимальное соотношение между n и k может быть определено аналитически.

Коды БЧХ характеризуются следующими параметрами [4]: $n = 2^l - 1$, где l — целое число, $d_x = 2t + 1$, $k = n - lt$, t — кратность

Т а б л и ц а

Наименование кода	d_x	$d_x k/n$	$M_{6л}$	E_6/N_0	η_k
Код без избыточности	1	1	—	11,3	1
Симплексный (7, 3)	4	1,72	7	7,4	1,53
Совершенный код Хемминга (7, 4)	3	1,72	7	7,2	1,57
Симплексный (15, 4)	8	2,13	15	6,3	1,8
Совершенный код Хемминга (15, 11)	3	2,2	35	6,02	1,88
БЧХ (15, 7)	5	2,34	18	5,6	2,02
Нелинейный код Нордстрема—Робинсона (15, 8)	5	2,67	42	5,22	2,17
1-удлинненный код Нордстрема—Робинсона (16, 8)	6	3,0	112	5,0	2,26
Биортогональный (16, 5)	8	2,5	30	5,6	2,02
Циклический (21, 11)	6	3,14	168	4,83	2,34
Совершенный код Голя (23, 12)	7	3,66	253	4,27	2,65
1-удлинненный код Голя (24, 12)	8	4,0	759	4,2	2,7
Симплексный (31, 5)	16	2,58	31	5,45	2,08
БЧХ (31, 15)	8	3,87	465	4,15	2,72
Симплексный (63, 6)	32	3,05	63	4,83	2,34
Циклический (63, 36)	10	5,7	—	—	—
БЧХ (63, 35)	12	6,66	—	—	—

ошибок, исправляемая кодом при посимвольном приеме. Большинство кодов БЧХ строго удовлетворяют вышеуказанным соотношениям, но отдельные коды могут иметь d_x и k большие, чем это следует из приведенных соотношений. Их уточняют с помощью таблиц истинных значений параметров БЧХ кодов, приведенных, например, в [4].

Для БЧХ кодов

$$d_x k/n = (2t + 1) (n - lt)/n.$$

Взяв производную $(d/dt) (d_x k/n)$ и приравняв ее нулю, получим значение t , которое максимизирует величину $d_x k/n$. Получим $t = \{ [2(2^l - 1) - l]/4l \}$, где квадратная скобка означает ближайшее целое. Тогда для $l = 4$ имеем код (15,7), для $l = 5$ — код (31, 16); уточнение с помощью таблиц дает оптимальный БЧХ код (31,15). Для $l = 6$ имеем код (63, 33); уточнение с помощью таблиц дает оптимальный код (63, 35) или максимальный (31,11) с $d_x = 11$, который однако требует большего расширения полосы канала связи.

Уточненные с помощью таблиц коды БЧХ и приведены в табл. 6.

Рассмотренный выше метод сравнения помехоустойчивости различных кодов, основанный на использовании аддитивной границы для вероятности ошибки, требует знания числа ближайших сигналов, расположенных около конца вектора принимаемого сигнала. Часто эти данные отсутствуют, поэтому желательно иметь оценки помехоустойчивости кодов, основанные только на знании трех параметров: n , k , d_x . Можно ожидать, что оценки $P_{\text{ош}}$ для произвольных кодов, основанные на знании только n , k , d_x , будут достаточно грубыми; хорошие оценки можно получить лишь для отдельных классов кодов. В этом плане интерес представляют оценки $P_{\text{ош}}$ для наиболее помехоустойчивых кодов, которые приближаются к кодам плотнейшей укладки, например максимальные и близкие к ним коды. Рассмотрим одну такую оценку $P_{\text{ош}}$, которую назовем оценкой плотнейшей укладки.

Рассмотрим коды с одинаковой энергией кодовых слов. Будем считать, что в пространстве сигналов гиперпирамида зоны кодового слова вырезает на поверхности гиперболы некоторый многоугольник, который близок к правильному многоугольнику. Тогда зону кодового слова можно заменить близкой к ней зоной кодового слова кода плотнейшей укладки с тем же самым углом раствора 2θ гиперпирамиды зоны сигнала. Теперь мы можем использовать известный метод оценки $P_{\text{ош}}$ для кодов плотнейшей укладки [46]. Заменим гиперпирамиду зоны сигнала конусом с углом раствора 2α , который вырезает на поверхности гиперболы площадь, равную площади многоугольника, вырезаемого гиперпирамидой с углом раствора 2θ кода плотнейшей укладки. Вероятность правильного приема слова для конусной зоны будет несколько больше, чем для равновероятной пирамиды [46], поэтому истинная вероятность ошибки при приеме кодового слова будет меньше, чем вероятность P того, что вектор сигнала плюс шум выйдет за пределы конуса с углом раствора 2α .

Рассмотрим рис. 109. Совместим вектор принимаемого кодового слова с одной из координатных осей пространства сигналов. По этой оси будет действовать сигнал с амплитудой $\sqrt{n P_c}$, где P_c — средняя мощность сигнала, n — раз-

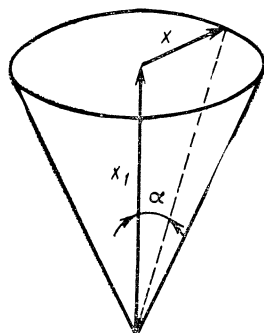


Рис. 109. Конусная зона сигнала

мерность пространства сигналов, а также шум с мощностью σ^2 . Шумы, действующие по остальным $n - 1$ координатным осям, можно представить одним вектором x , ортогональным оси x_1 и имеющим плотность распределения корня квадратного из χ^2 с $n - 1$ степенями свободы. Тогда получим:

$$P_{\text{ош}} > P = \int_0^\infty \frac{1}{V^{2\pi} \sigma} e^{-\frac{(x_1 - \sqrt{P_c})^2}{2\sigma^2}} \int_{x_1 \operatorname{tg} \alpha}^\infty \frac{2x^{n-2}}{2^{(n-1)/2} \Gamma\left(\frac{n-1}{2}\right) \sigma^{n-1}} e^{-\frac{x^2}{2}} \times \\ \times dx dx_1. \quad (44)$$

Это выражение дает оценку снизу или нижнюю границу для вероятности ошибки.

При $n \gg 1$ распределение величины x является нормальным и мы можем записать [46]:

$$P_{\text{ош}} > \frac{1}{2} [1 - \Phi(a)], \quad a = \sqrt{\frac{2(n-1)}{1 + 2 \operatorname{tg}^2 \alpha}} \left(\sqrt{\frac{P_c}{\sigma^2} \operatorname{tg} \alpha} - 1 \right). \quad (45)$$

Выразим P_c/σ^2 через параметры двоичного (n, k) -кода,

$$\text{Имеем } \frac{P_c}{\sigma^2} = \frac{P_c}{N_0 \Delta F} = \frac{P_c}{N_0 \Delta F_0} \frac{\Delta F_0}{\Delta F} = 2 \frac{P_c \tau_0}{N_0} \frac{\Delta F_0}{\Delta F} = 2 \frac{E_0}{N_0} \frac{k}{n},$$

где $\tau_0 = 1/2\Delta F_0$. Тогда получим:

$$a = \sqrt{\frac{2(n-1)}{1 + 2 \operatorname{tg}^2 \alpha}} \left(\sqrt{\frac{2E_0}{N_0} \frac{k}{(n-1)} \operatorname{tg} \alpha} - 1 \right) = \\ = \frac{\sqrt{4kE_0/N_0} - \sqrt{2(n-1) \operatorname{ctg} \alpha}}{\sqrt{2 + \operatorname{ctg}^2 \alpha}}. \quad (46)$$

Выразим теперь угол α через полуугол раствора гиперпирамиды зоны сигнала θ . Для кода плотнейшей поверхностно-сферической укладки число кодовых слов M равно:

$$M = K_s(n) S_n(\pi) / S_n(\theta) = S_n(\pi) / S_n(\alpha),$$

где $K_s(n)$ — коэффициент плотнейшей поверхностной укладки; $S_n(\pi)$ — площадь поверхности n -мерной сферы единичного радиуса; $S_n(\theta)$ — площадь, вырезаемая на поверхности n -мерной сферы единичного радиуса конусом, вписанным в гиперпирамиду зоны сигнала, т. е. конусом с углом раствора 2θ ; $S_n(\alpha)$ — площадь, вырезаемая на поверхности n -мерной сферы единичного радиуса конусом с углом раствора 2α . Отсюда $S_n(\alpha) = S_n(\theta) / K_s(n)$. Из работы [46] имеем для $n \gg 1$

$$S_n(0) = \frac{\pi^{(n-1)/2}}{\Gamma[(n+1)/2]} \frac{(\sin \theta)^{n-1}}{\cos \theta}; \\ S_n(\alpha) = \frac{\pi^{(n-1)/2}}{\Gamma[(n+1)/2]} \frac{(\sin \alpha)^{n-1}}{\cos \alpha}; \quad K_s(n) = \frac{\Gamma(n/2 + 1)}{\Gamma[(n+1)/2] \sqrt{\pi} 2^{n/2 - 2}}.$$

Для $n \gg 1$, используя формулу Стирлинга, получим

$$\Gamma\left(\frac{n}{2} + 1\right) / \Gamma\left(\frac{n+1}{2}\right) \approx \sqrt{\frac{n}{2}}.$$

Тогда $K_s(n) \approx \sqrt{n}/\sqrt{2\pi} 2^{n/2-2}$. В результате получим уравнение

$$\sin \alpha = (\sin \theta) \left(\frac{\cos \alpha}{\cos \theta} \right)^{1/(n-1)} \Big/ [K_s(n)]^{1/(n-1)} \approx (\sin \theta) / [K_s(n)]^{1/(n-1)} = \\ = \left(\frac{\pi}{4i} \right)^{1/2(n-1)} \sqrt{2} \sin \theta, \quad (47)$$

где было принято, что $(\cos \alpha / \cos \theta)^{1/(n-1)} \approx 1$, так как углы α и θ не сильно отличаются друг от друга.

На рис. 110 приведены кривые p_g для кода (16,8) $d_x = 6$, вычисленные по формуле (44) — границе плотнейшей укладки (вычисления проведены с помощью ЦВМ), а также по аддитивной границе. Штриховой линией представлена кривая p_g , вычисленная по формулам (45), (46), (47). Из рисунка видно, что верхняя и нижняя границы вероятности ошибки дают значения E_b/N_0 , отличающиеся не более чем на 10%, что является удовлетворительным. Анализ выражений (45), (46), (47) показывает [50], что приближенные формулы (45), (46) весьма точны и могут быть использованы для $n \geq 5$ в качестве нижней границы для вероятности ошибки, а также, что границей плотнейшей укладки целесообразно пользоваться только для «хороших» кодов, т. е. для таких максимальных и близких к ним кодов, для которых при заданных n , d_x число сигнальных точек кода плотнейшей укладки превышает число сигнальных точек рассматриваемого кода не более чем на порядок.

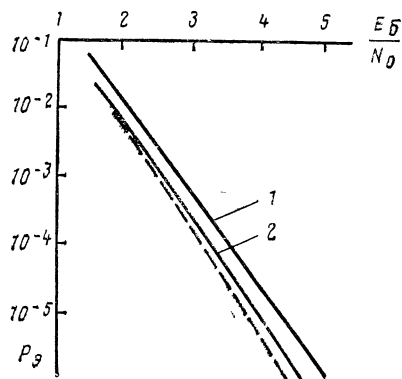


Рис. 110. Верхняя и нижняя границы вероятности ошибки на 1 бит информации для кода (16,8) с $d_x=6$
1 — аддитивная граница; 2 — граница плотнейшей укладки

Рассмотрим методы оценки помехоустойчивости приема помехоустойчивых кодов при посимвольном методе приема, когда в приемном устройстве выносятся решение по каждому принимаемому символу, а затем производится исправление ошибочно принятых символов. Рассмотрим двоичные коды. При гауссовских шумах ошибки при приеме символов являются независимыми, так что вероятность появления ровно i ошибок в блоке из n символов подчиняется биномиальному закону:

$$P_n(i) = C_n^i p^i (1-p)^{n-i},$$

где p — вероятность ошибочного приема одного символа.

Пусть α_i — число ошибок кратности i , которые могут быть исправлены (n, k) -кодом. Тогда вероятность ошибочного приема кодового слова

$$P_{\text{ош}} = \sum_{i=1}^n (C_n^i - \alpha_i) p^i (1-p)^{n-i}.$$

Код с минимальным Хемминговым расстоянием d_x исправляет все ошибки кратности $(d_x - 1)/2$, если d_x нечетно, и $d_x/2 - 1$, если d_x чет-

но. Тогда для кода с нечетным d_x вероятность ошибки кодового слова становится равной

$$P_{\text{ош}} = \sum_{i=(d_x-1)/2+1}^n (C_n^i - \alpha_i) p^i (1-p)^{n-i}. \quad (48)$$

Для первого слагаемого $i = (d_x - 1)/2 + 1 = (d_x + 1)/2$ имеем $C_n^i - \alpha_i = M_{\text{бл}}$, где $M_{\text{бл}}$ — число ближайших сигналов к принимаемому кодовому слову. Тогда выражение (48) можно записать в следующем виде:

$$P_{\text{ош}} = M_{\text{бл}} p^{(d_x+1)/2} (1-p)^{n-(d_x+1)/2} \times \\ \times \left[1 + \frac{1}{M_{\text{бл}}} C_n^{(d_x+3)/2} p (1-p)^{-1} + \frac{1}{M_{\text{бл}}} C_n^{(d_x+5)/2} p^2 (1-p)^{-2} + \dots \right].$$

Для $p \ll 1$ имеем: $P_{\text{ош}} = M_{\text{бл}} p^{(d_x+1)/2} \left[1 + \frac{1}{M_{\text{бл}}} C_n^{(d_x+3)/2} p + \right. \\ \left. + \frac{1}{M_{\text{бл}}} C_n^{(d_x+5)/2} p^2 + \dots \right].$

Для умеренных значений n , когда

$$\frac{1}{M_{\text{бл}}} C_n^{(d_x+3)/2} p \ll 1, \quad \frac{1}{M_{\text{бл}}} C_n^{(d_x+5)/2} p^2 \ll 1 \text{ и т. п.,}$$

получаем следующую оценку вероятности ошибочного приема кодового слова:

$$P_{\text{ош}} \approx \begin{cases} M_{\text{бл}} p^{(d_x+1)/2}, & d_x \text{ нечетно,} \\ M_{\text{бл}} p^{d_x/2}, & d_x \text{ четно.} \end{cases}$$

Эта оценка идентична аддитивной границе вероятности ошибки для корреляционного приема (40). Выразив, как и ранее, величину p через экспоненциальную функцию, получим:

$$P_{\text{ош}} = \begin{cases} M_{\text{бл}} (0,1)^{\frac{d_x+1}{2}} \exp \left[-\left(\frac{E_0}{N_0} \right)_d \frac{(d_x+1)k}{2n} \right] = 0,1 M_{\text{бл}} \times \\ \times \exp \left[-\left(\frac{E_0}{N_0} \right)_d \frac{(d_x+1)k}{2n} - 2,3 \frac{d_x-1}{2} \right], & d_x \text{ нечетно,} \\ M_{\text{бл}} (0,1)^{\frac{d_x}{2}} \exp \left[-\left(\frac{E_0}{N_0} \right)_d \frac{d_x k}{2n} \right] = 0,1 M_{\text{бл}} \times \\ \times \exp \left[-\left(\frac{E_0}{N_0} \right)_d \frac{d_x k}{2n} - 2,3 \frac{d_x-2}{2} \right], & d_x \text{ четно.} \end{cases} \quad (49)$$

где $(E_6/N_0)_д$ — требуемое отношение энергии сигнала на 1 бит информации к спектральной плотности шумов для двоичного декодера. Для корреляционного декодера аналогичное отношение $(E_6/N_0)_к$ определяется ранее полученным выражением (41) и можно записать

$$P_{\text{ош}} = 0,1 M_{\text{бл}} \exp [-(E_6/N_0)_к d_x k/n]. \quad (50)$$

Приравнивая выражения (49) и (50) для двоичного и корреляционного декодеров, получим, что для двоичного декодера требуется мощность сигнала для достижения той же вероятности ошибки большая, чем для корреляционного декодера в κ_d раз

$$\kappa_d = \frac{\left(\frac{E_6}{N_0}\right)_д}{\left(\frac{E_6}{N_0}\right)_к} = \begin{cases} \frac{2d_x}{d_x+1} \left[1 - \frac{2,3(d_x-1)}{(E_6/N_0)_к 2d_x k/n}\right], & d_x \text{ нечетно,} \\ 2 - \frac{2,3(d_x-2)}{(E_6/N_0)_к d_x k/n}, & d_x \text{ четно.} \end{cases}$$

В частности, для 1-удлиненного кода Нордстрёма — Робинсона получим $\kappa_d = 1,39$, для 1-удлиненного кода Голея $\kappa_d = 1,42$. При больших n , когда для одного символа отношение сигнал-шум мало, выигрыш посимвольного приема по сравнению с корреляционным максимумом и составляет $\kappa_d = \pi/2$ [46].

Для оценки помехоустойчивости кодов при посимвольном приеме мы можем воспользоваться табл. 6, где выигрыш помехоустойчивого кода по мощности сигнала η_k должен быть уменьшен в κ_d раз.

Рассмотрим выражения (49) и (50). Если в (49) число исправляемых ошибок двоичного декодера заменить на величину $d_x - 1$ для четных и нечетных d_x , т. е. для нечетных d_x заменить $(d_x - 1)/2$ на удвоенную величину $d_x - 1$ и для четных d_x заменить $d_x/2 - 1$ на $d_x - 1$, то в выражении (49) $(d_x + 1)/2$ для нечетных d_x и $d_x/2$ для четных d_x преобразуются в d_x и (49) и (50) будут идентичны за исключением множителя $0,1^{d_x-1}$ в (49). Если пока не принимать во внимание множитель $(0,1)^{d_x-1}$, то можно сказать, что корреляционный декодер эквивалентен двоичному декодеру с исправлением $d_x - 1$ ошибок, т. е. для нечетных d_x корреляционный декодер обладает вдвое большей исправляющей способностью, чем двоичный декодер. С учетом множителя $(0,1)^{d_x-1}$ в выражении (49) эквивалентная исправляющая способность корреляционного декодера будет меньше, чем $d_x - 1$.

Вышеописанные соображения могут быть положены в основу построения корреляционного декодера, у которого в качестве опорных сигналов могут быть взяты только наиболее вероятные опорные сигналы вместо полного набора 2^k опорных сигналов.

Рассмотрим вначале двоичное n -значное кодовое слово, полученное в результате посимвольного приема. Так как при корреляционном декодировании эквивалентно исправляется не более чем $d_x - 1$ ошибок, то в кодовом слове, полученном в результате посимвольного приема, можно выделить $d_x - 1$ наиболее недостоверных символов и поменять полярности в них во всех возможных сочетаниях. В результате образуются 2^{d_x-1} двоичных ближайших к передаваемому кодовому слову сигналов, среди которых наиболее вероятно наличие истин-

ного передаваемого кодового слова. Известно [46], что при посимвольном приеме достоверность приема символа тем меньше, чем меньше амплитуда суммарного напряжения сигнала плюс шум, поэтому в качестве $d_x - 1$ недостоверных символов следует взять $d_x - 1$ символов с наименьшими амплитудами.

Для уменьшения числа ближайших опорных сигналов корреляционного декодера можно при формировании опорных сигналов использовать двоичный декодер с исправлением ошибок [66]. Хотя можно предложить много различных методов формирования ансамбля наиболее вероятных опорных сигналов корреляционного декодера, метод с использованием вспомогательного двоичного декодера, как показывает моделирование, является одним из наиболее эффективных. Так как двоичный декодер исправляет $(d_x - 1)/2$ ошибок при нечетном d_x и $d_x/2$ — при четном d_x , то в принятом n -значном кодовом слове определяются только $d_x - 1 - (d_x - 1)/2 = (d_x - 1)/2$ недостоверных символов при нечетном d_x и $d_x/2$ недостоверных символов при четном d_x . В этом случае ансамбль опорных кодовых слов корреляционного декодера формируется следующим образом. Вначале формируется n -значная кодовая комбинация, получаемая с помощью посимвольного приема. В этой кодовой комбинации выделяются $(d_x - 1)/2$ недостоверных символов при нечетном d_x и $d_x/2$ недостоверных символов при четном d_x . Меняя полярности в этих символах на противоположные во всех сочетаниях, получаем $2^{(d_x-1)/2}$ или $2^{d_x/2}$ (соответственно для нечетных и четных d_x) кодовых слов. Эти кодовые слова подаются на двоичный декодер с исправлением ошибок. На выходе двоичного декодера появляются опорные сигналы, которые принадлежат ансамблю кодовых слов нашего кода, даже если двоичный декодер не способен исправить все имеющиеся ошибки в кодовом слове на его входе. Выходные слова двоичного декодера используются в качестве опорных для корреляционного декодера. Моделирование корреляционного декодера с ограниченным числом опорных сигналов показывает, что для кодов малой значности такой декодер практически эквивалентен корреляционному декодеру с полным 2^k набором опорных сигналов. При увеличении длины кодового слова n целесообразно увеличить число определяемых недостоверных символов и сделать их больше, чем $d_x/2$. Необходимое число недостоверных символов определяется результатами моделирования корреляционного декодера с ограниченным набором опорных сигналов.

6.2. Мажоритарное декодирование двоичных кодов

Двоичный декодер, как было рассмотрено ранее, может входить как составная часть в корреляционный декодер и должен быть простым. Стремление создать наиболее простой двоичный декодер привело к созданию так называемых мажоритарных декодеров, которые являются наипростейшими и могут быть использованы для декодирования двоичных кодов большой длины. Хотя теория и техника кодирования предлагают ряд относительно простых методов декодирования блочных кодов при посимвольном приеме, наипростейшим остается мажоритарное декодирование. Рассмотрим этот метод декодирования более подробно.

Мажоритарное декодирование применяется для декодирования линейных циклических блочных кодов, поэтому вначале рассмотрим необходимые свойства этого класса кодов.

Линейные блочные коды. Будем рассматривать двоичные (n, k) -коды, в которых первые k разрядов являются информационными, а последующие $r = n - k$ — проверочными. Для этих кодов сумма по модулю двух кодовых слов дает кодовое слово, которое также принадлежит этому коду. Линейные блочные коды являются регулярными, поэтому кодовые слова удобно сравнивать с кодовым словом, состоящим из одних нулей. Кодовые расстояния между словами можно определять по отношению к нулевому слову. Минимальное Хеммингово расстояние между словами d_x равно минимальному весу (числу единиц) ненулевых кодовых слов. Отсюда, в частности, следует следующее свойство (n, k) -кода. Если все кодовые слова записать в виде матрицы из 2^k строк и n столбцов, то перемена мест столбцов не изменяет веса кодовых слов и, значит, не изменяет корректирующих свойств (n, k) -кода.

Рассмотрим безызбыточный или (k, k) -код. Этот код полностью описывается порождающей матрицей, содержащей k столбцов и только k строк. Порождающая матрица (k, k) -кода записывается в виде

$$I_k = \left\| \begin{array}{cccc} 100 & \dots & 0 \\ 010 & \dots & 0 \\ 001 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 000 & \dots & 1 \end{array} \right\| \left. \vphantom{\begin{array}{c} 100 \\ 010 \\ 001 \\ \dots \\ 000 \end{array}} \right\} \begin{array}{l} k \text{ строк.} \\ k \text{ столбцов} \end{array}$$

Здесь каждая строка содержит только одну «1». Нетрудно убедиться, что, суммируя строки во всех возможных сочетаниях, мы получим все 2^k кодовых слов безызбыточного кода. Аналогично (n, k) -код полностью описывается своей порождающей матрицей:

$$G_{n,k} = \left\| \begin{array}{cccccc} 10 & \dots & 0 & b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1r} \\ 01 & \dots & 0 & b_{21} & b_{22} & \dots & b_{2r} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 00 & \dots & 1 & b_{k1} & b_{k2} & \dots & b_{kr} \end{array} \right\|.$$

Эта матрица состоит из порождающей матрицы I_k и приписанной к ней справа матрицы проверочных элементов, содержащей r столбцов. При кодах малой значности путем перебора возможных значений проверочных символов b_{ij} можно найти код с хорошими корректирующими свойствами. Ясно, что для кода с кодовым расстоянием d_x вес каждой строки, приписанной к матрице I_k должен быть $d_x - 1$, поскольку строка единичной матрицы уже имеет вес, равный 1. При сложении любых двух строк, сложение строк единичной матрицы даст вес, равный 2, и, значит, сумма двух любых строк приписанной матрицы должна иметь вес не менее $d_x - 2$.

Другой, более удобной формой задания линейного блочного кода является запись r проверочных уравнений в виде так называемой *проверочной матрицы*:

$$M_{n,k} = \left\| \begin{array}{cccccc} b_{11} & b_{21} & \dots & b_{k1} & 10 & \dots & 0 \\ b_{12} & b_{22} & \dots & b_{k2} & 01 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ b_{1r} & b_{2r} & \dots & b_{kr} & 00 & \dots & 1 \end{array} \right\|.$$

Эта матрица имеет r строк. Коэффициенты b_{ij} в строках, как это показывается в теории кодирования, суть столбцы проверочных разрядов порождающей матрицы. Коэффициенты $b_{1i}, b_{2i}, \dots, b_{ki}$ i -й строки занимают номера позиций 1, 2, ..., k информационных разрядов кодовой комбинации. Позиции, занимаемые единицами в i -й строке из коэффициентов b_{ji} , определяют те информационные

разряды, которые должны участвовать в формировании i -го проверочного разряда. В качестве примера рассмотрим код (7,4), имеющий $d_x = 3$. Порождающая матрица этого кода может быть записана в виде

$$G_{7,4} = \begin{bmatrix} 1000 & 101 \\ 0100 & 111 \\ 0010 & 110 \\ 0001 & 011 \end{bmatrix}.$$

Нетрудно видеть, что часть матрицы, содержащая проверочные элементы, удовлетворяет изложенным выше требованиям: вес каждой строки — не менее 2, сумма двух ее любых строк — не менее $d_x - 2 = 1$. Зная $G_{7,4}$, построим проверочную матрицу:

$$M_{7,4} = \begin{bmatrix} 1110 & 100 \\ 0111 & 010 \\ 1101 & 001 \end{bmatrix}.$$

Отсюда получаем проверочные уравнения:

$$a_1 + a_2 + a_3 + b_1 = 0,$$

$$a_2 + a_3 + a_4 + b_2 = 0,$$

$$a_1 + a_2 + a_4 + b_3 = 0.$$

Рассмотрим общий метод декодирования линейных блочных кодов. При декодировании принятая кодовая комбинация подвергается проверкам в соответствии с уравнениями, даваемыми проверочной матрицей. Если хотя бы одно из проверочных уравнений не удовлетворяется, то, следовательно, кодовая комбинация содержит искаженные символы. Результаты r проверок можно записать в виде r -разрядной двоичной кодовой комбинации, называемой синдромом. Если результат проверки удовлетворяется, записывается символ «0», если не удовлетворяется, записывается символ «1». Вид синдрома позволяет исправлять ошибки. Так, в коде (7,4), исправляющем одиночные ошибки, если искажен первый разряд, синдром имеет вид 101, если искажен второй разряд — 111, если искажен третий разряд — 110, если искажен четвертый разряд — 011, т. е. все синдромы различны. Если искажен проверочный символ, получаем также другой синдром.

Таким образом, декодирующее устройство состоит из регистра сдвига, где запоминается вся принятая кодовая комбинация, устройства вычисления синдрома и корректора, который исправляет ошибки в принятом кодовом слове. Корректор представляет собой некоторое декодирующее устройство для двоичной комбинации синдрома. После коррекции ошибок кодовое слово поступает в кодопреобразователь, где кодовое слово с избыточными символами превращается в кодовое слово, содержащее только информационные символы. При большом числе избыточных символов и достаточно длинных кодах декодирующее устройство остается весьма сложным. Упрощение декодирующего устройства получается при использовании циклических кодов.

Циклические коды являются линейными блочными кодами, которые могут декодироваться с использованием синдрома, способ получения которого описан выше. Однако в циклических кодах символы кодового слова связаны дополнительными алгебраическими зависимостями, что позволяет упростить процедуры кодирования и декодирования. Для анализа циклических кодов широко используется алгебра возвратных (рекуррентных) последовательностей.

Основным свойством циклических кодов является то, что циклический сдвиг символов кодового слова на один символ также образует разрешенное кодовое слово. При описании свойств циклических кодов пользуются представлением кодовых слов в виде многочленов от фиктивной переменной x и коэффициентами 0 и 1 этой переменной. Если число разрядов кодового слова есть n , то используется многочлен $F(x)$ степени $n-1$. Например, кодовой комбинации 1011011

соответствует многочлен $x^6 + x^4 + x^3 + x + 1$ ($1 \cdot x^6 + 0 \cdot x^5 + 1 \cdot x^4 + 1 \cdot x^3 + 0 \cdot x^2 + 1 \cdot x + 1 \cdot x^0$). Циклический сдвиг на один символ эквивалентен умножению многочлена на $x(x^F(x))$ с заменой $x^n = x^0$. С данными многочленами $F(x)$ можно производить все основные алгебраические операции (сложение, умножение, деление и др.), где только коэффициенты подобных членов складываются по модулю два.

По определению циклическим (n, k) -кодом называется код, все кодовые слова которого представляются многочленами степени $n - 1$ и менее, делящимися на некоторый многочлен $P(x)$ степени $n - k$, который является одним из сомножителей разложения бинома $x^n + 1$. Многочлен $P(x)$ называется образующим. Тогда, очевидно, что все слова циклического кода могут быть образованы умножением каждого слова исходного информационного безызбыточного кода $G(x)$ на образующий многочлен $P(x)$:

$$F(x) = G(x)P(x).$$

Однако такой метод получения слов циклического кода не обеспечивает четко-го разделения информационных и проверочных символов в слове. Формирование кодового слова, где первые k символов являются информационными, а остальные $n - k$ — проверочными, обеспечивается следующей процедурой кодирования [46]:

$$F(x) = x^r G(x) + R(x),$$

где операция $x^r G(x)$ в двоичной форме эквивалентна приписыванию $G(x)$ справа r нулей, а $R(x)$ есть остаток от деления $x^r G(x)$ на $P(x)$. Таким образом, коэффициенты остатка соответствуют проверочным символам кодового слова. Многочлен $F(x)$ без остатка делится на $P(x)$. Следовательно, если при декодировании многочлен, соответствующий принятому кодовому слову, делится без остатка на $P(x)$, выносится решение о том, что слово принято правильно. При возникновении ошибок в слове в результате деления появится остаток. Анализ этого остатка позволяет исправить ошибки в слове, если их кратность не превышает исправляющей способности данного кода. Декодирующее устройство циклического кода значительно проще декодирующего устройства обычного блочного кода.

Рассмотрим вначале методы построения кодирующих устройств циклического кода. Кодирующие устройства используют регистры сдвига с обратными связями по модулю два. Регистр сдвига имеет k ячеек, равное числу информационных символов. В эти ячейки записывается слово, состоящее из информационных символов, и после сигнала пуск с выхода регистра сдвига за n тактов получаем слово циклического кода. Структура обратных связей регистра сдвига определяется генераторным полиномом

$$H(x) = (x^n + 1)/P(x).$$

Например, для циклического кода (21, 11) с образующим многочленом $P(x) = x^{10} + x^3 + x^0 + x^4 + x^3 + 1$ получим

$$H(x) = \frac{x^{21} + 1}{x^{10} + x^3 + x^0 + x^4 + x^3 + 1} = x^{11} + x^9 + x^4 + x^3 + 1.$$

Этому генераторному полиному соответствует кодирующее устройство, показанное на рис. 111. В ячейки регистра сдвига записываются информационные символы в порядке, указанном цифрами в ячейках регистра сдвига. После сигнала «пуск» при каждом такте происходит продвижение символов «1» в ячейках регистра на один символ, а в крайнюю левую ячейку (11) записывается символ, значение которого равно сумме по модулю два символов, находящихся в ячейках 1, 4, 5, 10. В ячейку 11 записываются корректирующие символы, которые являются линейной комбинацией информационных и корректирующих символов, что является характерной чертой линейного блочного кода. Таким образом, генераторный полином определяет уравнения проверки циклического линейного блочного кода.

Рассмотрим декодирующие устройства. Хотя использование циклических кодов позволяет упростить декодирующее устройство, однако даже для цикли-

ческих кодов декодирующее устройство остается очень сложным, если используются коды, исправляющие две и более ошибок. В этом плане особый интерес представляют методы так называемого мажоритарного декодирования линейных блочных кодов [18]. Мажоритарное декодирование циклических кодов позволяет иметь простую декодирующую аппаратуру для кодов даже достаточно большой длины. Не все циклические коды допускают мажоритарную процедуру декодирования, а точнее, мажоритарное декодирование допускает только узкий класс циклических кодов, например коды (15,7), (21,11), (63,36), (73,45), (273,191) и др. [18]. Характеристики кодов (21,11) и (63,36) представлены в табл. 6. Рассмотрим

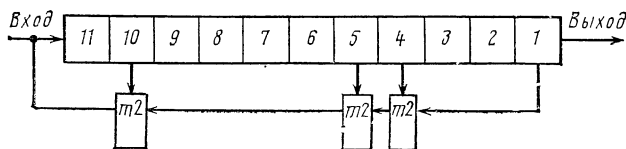


Рис. 111. Кодер циклического кода (21, 11)

рим процедуру мажоритарного декодирования [18]. Будем рассматривать код (21,11). Для этого кода с вышеуказанным образующим многочленом проверочная матрица имеет вид (используем генераторный полином)

$$M_{21,11} = \begin{vmatrix} a_1 & a_2 & a_3 & a_4 & a_5 & a_6 & a_7 & a_8 & a_9 & a_{10} & a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} & a_{15} & a_{16} & a_{17} & a_{18} & a_{19} & a_{20} & a_{21} \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 4 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 5 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 6 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 7 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 8 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 9 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 10 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}.$$

В соответствии с проверочной матрицей можно записать десять проверочных уравнений:

$$\begin{aligned} 1) & a_1 + a_4 + a_5 + a_{10} + a_{12} = 0, \\ 2) & a_2 + a_5 + a_6 + a_{11} + a_{13} = 0, \\ & \dots \dots \dots \\ 10) & a_3 + a_4 + a_9 + a_{11} + a_{21} = 0. \end{aligned}$$

Выберем теперь такие проверочные уравнения или их комбинации (суммы по модулю два), в которых повторяется какой-либо один символ. Такие соотношения позволяют выразить этот символ несколькими способами в виде линейной комбинации остальных символов. Каждый способ выражения данного символа через линейную комбинацию других символов назовем контрольной проверкой.

Определим систему *разделенных проверок* как такое множество контрольных проверок, в котором: 1) некоторый заданный символ a_i входит в каждую контрольную проверку множества и 2) любой другой символ a_j , $j \neq i$ входит не более, чем в одну контрольную проверку. Поэтому искажение одного символа

в кодовом слове может нарушить только одну проверку, в которую входит искаженный символ. Две ошибки могут исказить не более двух проверок и t ошибок исказят не более t проверок и т. д. Очевидно, для правильного декодирования данного символа a_i достаточно, чтобы система разделенных проверок содержала не менее $2t + 1$ контрольных проверок, если при приеме искажено t символов. Тогда значение символа можно определить с помощью решения «по большинству». Если рассматриваемый код циклический, то для декодирования остальных символов также может быть использована выбранная система разделенных проверок, поскольку контрольным соотношениям удовлетворяет любое кодовое слово и в том числе слово, получаемое из данного циклическим сдвигом. При этом для

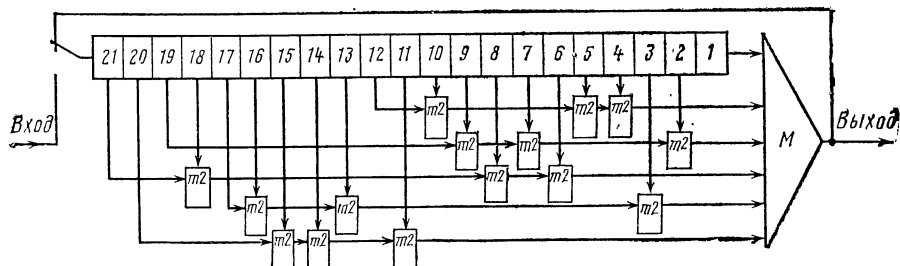


Рис. 112. Декодер кода (21, 11)

декодирования символа a_{i+u} достаточно провести циклический сдвиг символов кодового слова на u символов и применить решение по большинству, используя систему разделенных проверок.

Рассмотрим код (21, 11). Отметим, что нахождение системы разделенных проверок производится с использованием достаточно сложного математического аппарата (конечных проективных геометрий, разностных множеств и др.) [18], который здесь рассматриваться не будет. Для кода (21, 11) найдены следующие разделенные проверки для символа a_1 :

1) проверочное уравнение 1. проверочной матрицы $a_1 = a_4 + a_5 + a_{10} + a_{12}$,

2) проверочное уравнение 8,

3) сумма (по модулю два) проверочных уравнений 7 и 10;

4) сумма проверочных уравнений 2, 5, 6;

5) сумма проверочных уравнений 3, 4, 9;

6) тривиальное уравнение $a_1 = a_1$.

Итак, имеем следующие шесть разделенных проверок:

$$\{ a_1 = a_4 + a_5 + a_{10} + a_{12},$$

$$a_1 = a_9 + a_7 + a_8 + a_{15},$$

$$a_1 = a_6 + a_8 + a_{18} + a_{21},$$

$$a_1 = a_3 + a_{13} + a_{16} + a_{17},$$

$$a_1 = a_{11} + a_{14} + a_{15} + a_{20}$$

$$a_1 = a_1.$$

Декодирующее устройство, реализующее решение этой системы проверок, изображено на рис. 112. Схема состоит из регистра сдвига, содержащего 21 ячейку, сумматоров по модулю два, вычисляющих контрольные проверки, и мажоритарного элемента M , который выдает символ «1», если на его входе большинство символов имеют значение «1», и символ «0», если большинство символов на его входе имеют значение «0». Если по трем входам на мажоритарный элемент поступают символы «1» и по трем входам — символы «0», вырабатывается команда «стирание» кодового слова (на рис. 112 эта операция не показана). Таким образом, если в кодовом слове произошли одна или две ошибки, символ будет декодиро-

ван правильно и поступит на выход. Схема начинает работать следующим образом. Кодовое слово с выхода регенератора символов приемника записывается в регистр сдвига. После этого вход регистра сдвига соединяется с выходом мажоритарного элемента, как это изображено на рис. 112. Вычисляется истинное значение первого символа, которое поступает на выход. Одновременно производится сдвиг всех символов в регистре сдвига вправо на один символ, а в последнюю ячейку записывается значение символа, поступившего ранее на выход с мажоритарного элемента. Вычисляется истинное значение второго элемента кодового слова. При этом, очевидно, будет решаться следующая разделенная система проверок:

$$\begin{aligned}a_2 &= a_5 + a_6 + a_{11} + a_{13}, \\a_2 &= a_3 + a_8 + a_{10} + a_{20}, \\a_2 &= a_7 + a_9 + a_{19} + a_1, \\a_2 &= a_4 + a_{14} + a_{17} + a_{18}, \\a_2 &= a_{12} + a_{15} + a_{16} + a_{21}, \\a_2 &= a_2.\end{aligned}$$

После определения истинного значения второго символа его значение поступает на выход, производится сдвиг всех символов в регистре сдвига вправо на один символ и второй символ записывается в последнюю ячейку регистра сдвига. Процесс продолжается до тех пор, пока на выходе не появится 11 информационных символов.

Из схемы рис. 112 следует, что мажоритарная схема декодирования позволяет исправить только одиночные и двойные ошибки и дополнительно обнаруживать тройные ошибки. Это соответствует исправляющей способности кода (21, 11), с кодовым расстоянием $d_x = 6$. Однако, в принципе, код (21, 11) позволяет исправить также некоторые отдельные конфигурации ошибок более высокой кратности, что не реализуется мажоритарной схемой декодирования. В этом заключается отличие мажоритарной схемы от оптимальной схемы декодирования. Однако это отличие не играет существенной роли при использовании мажоритарного декодера в составе корреляционного декодера.

6.3. Помехоустойчивое кодирование в радиолиниях с широкополосными сигналами

Рассмотрим радиолинии для передачи цифровых сообщений. Для помехи в виде белого гауссовского шума широкополосные сигналы не имеют каких-либо преимуществ по сравнению с узкополосными сигналами. Как указывалось в гл. 4, преимущества широкополосных сигналов проявляются при воздействии на радиолинию узкополосных помех, преднамеренных помех, при многолучевом распространении сигналов, создании многоканальных систем с разделением каналов по форме сигнала и др. В этом случае коды с исправлением ошибок также являются весьма эффективными.

Будем рассматривать радиолинии в режиме непрерывного излучения. В этом случае основными видами широкополосных сигналов являются: 1) псевдошумовые сигналы (ПШС), 2) частотно-временные сигналы или сигналы с «прыгающей» частотой (ПРЧ), 3) комбинированные сигналы ПШС — ПРЧ, при которых псевдошумовой сигнал последовательно передается на разных частотах. Выберем радиолинию с ПШС как эталонную, с которой будем сравнивать все остальные радиолинии.

Пусть на вход радиолинии поступает поток двоичных символов со скоростью $R = 1/\tau_0$, где τ_0 — длительность информационных символов. ПШС можно получить несколькими способами. Пусть ставится задача получить ПШС с формой огибающей спектра, близкой к прямоугольной. Спектр такого сигнала формируется фильтром с амплитудно-частотной характеристикой, близкой к прямоугольной, на вход которого подаются равностоящие δ -импульсы, полярность которых меняется по закону манипулирующей псевдослучайной последовательности. Период ПШС T_0 может быть или равен τ_0 или больше τ_0 . При $T_0 \gg \tau_0$ спектр ПШС будет близок к сплошному, даже если по радиолинии передается подряд много одинаковых символов. В дальнейшем для удобства анализа будем считать $T_0 \gg \tau_0$ и спектр ПШС сплошным.

При ширине спектра ПШС Δf , база ПШС, по определению, $B = \Delta f \tau_0$. Если для формирования ПШС использовать несколько таких примыкающих друг к другу по частоте фильтров, то получим многополосный ПШС, который выгодно использовать для борьбы с мощными узкополосными помехами. В этом случае в приемном устройстве устанавливается так называемый обеляющий фильтр, действие которого рассмотрено в гл. 4. ПШС с прямоугольной формой огибающей спектра, как однополосный, так и многополосный, имеет пикфактор больше единицы, что не имеет значения для передатчиков с ограниченной средней мощностью, но является недостатком при использовании передатчиков с ограниченной пиковой мощностью. В последнем случае ПШС следует подвергнуть предельному ограничению.

Используя анализ прохождения гауссовских сигналов через предельный ограничитель, приведенный в гл. 1, получим, что мощность полезного сигнала, излучаемого передатчиком, будет в $4/\pi$ раз или на 1 дБ меньше, чем в случае передачи сигнала с постоянной огибающей. В приемнике отношение мощности сигнала к мощности перекрестных помех (возникающих при ограничении ПШС) на выходе коррелятора будет равно $6,25 B$ или $(8 + 10 \log B)$ дБ. Этими перекрестными помехами можно пренебречь при $B \gg 1$.

Второй метод формирования ПШС связан с манипуляцией несущей по фазе на 180° по закону псевдослучайной последовательности с частотой манипуляции F_T . В результате спектр радиосигнала расширяется в F_T/R раз. Форма спектра мощности такого ПШС имеет вид функции $[(\sin x)/x]^2$. Энергетическая ширина спектра $\Delta f_3 = F_T$, так что база такого фазоманипулированного сигнала $B = \Delta f_3 \tau_0 = F_T/R$.

Если спектр фазоманипулированного ПШС ограничить полосой $2F_T$, то энергетическая ширина спектра ПШС

$$\Delta f_3 = \int_{-F_T}^{F_T} \left[\frac{\sin(\pi F/F_T)}{\pi F/F_T} \right]^2 dF = 0,9 F_T$$

и база ПШС $B = \Delta f_3 \tau_0 = 0,9 F_T/R$.

Рассмотрим коррелятор или схему свертки ПШС, состоящую из широкополосного фильтра, перемножителя, на один вход которого пос-

тупает сигнал с выхода широкополосного фильтра, а на другой — опорный сигнал, и узкополосного фильтра (интегратора), стоящего на выходе перемножителя. Будем считать, что широкополосный фильтр имеет прямоугольную форму амплитудно-частотной характеристики с полосой Δf для ПШС с прямоугольной формой спектра и с полосой $2F_T$ для фазоманипулированной несущей, когда на передаче спектр ПШС ограничен полосой $2F_T$. Опорный сигнал имеет форму спектра, повторяющую форму спектра принимаемого ПШС. Средняя частота опорного сигнала сдвинута на некоторую промежуточную частоту f_0 относительно средней частоты принимаемого сигнала.

Найдем спектр на выходе перемножителя на промежуточной частоте f_0 . Обозначим спектр мощности сигнала на входе перемножителя $G_c(f)$, спектр мощности опорного сигнала $kG_c(f - f_0)$. Будем считать при анализе влияния формы спектра, что

$$\int_0^{\infty} G_c(f) df = \text{const} \quad \text{и} \quad \int_0^{\infty} kG_c(f - f_0) df = 1,$$

т. е. примем коэффициент передачи перемножителя равным единице.

Для помехи на входе перемножителя со спектром мощности $G_n(f)$ имеем общее выражение (свертку) для спектра мощности на выходе перемножителя в окрестности промежуточной частоты f_0 :

$$G(F - f_0) = \int_0^{\infty} G_n(f) kG_c(f - F) df.$$

Здесь положено, что помеха и опорный сигнал являются некоррелированными колебаниями. Пусть $G_c(f)$ представляет собой спектр с прямоугольной огибающей с полосой Δf , помеха также имеет равномерный спектр в полосе Δf со спектральной плотностью $N_0 = P_n/\Delta f$. Тогда в соответствии с приведенным выражением получим известную треугольную форму спектра помех на выходе перемножителя с шириной спектра $2\Delta f$.

Спектральная плотность помехи на промежуточной частоте f_0 , на которую настроен узкополосный фильтр, равна

$$G(F = f_0) = \int_0^{\infty} G_n(f) kG_c(f - f_0) df.$$

Для шумовой помехи со спектральной плотностью N_0 получим

$$G(F = f_0) = N_0 \int_0^{\infty} kG_c(f - f_0) df = N_0$$

независимо от формы спектра опорного сигнала при условии нормирования его мощности.

Пусть теперь на входе перемножителя действует помеха произвольного типа. Обозначим мощность этой помехи P_n . Рассмотрим вначале синусоидальную помеху на некоторой частоте f_n , попадающей в полосу пропускания широкополосного фильтра. Тогда имеем $G_n(f) =$

$= P_{\pi} \delta(f - f_{\pi})$, где $\delta(f - f_{\pi})$ — это функция. Получим спектр помехи на выходе перемножителя:

$$G(F - f_0) = P_{\pi} k G_c(f_{\pi} - F).$$

Мощность помехи на выходе перемножителя есть $\int_0^{\Delta f} G(F - f_0) df = P_{\pi}$. Если опорный сигнал имеет прямоугольный спектр с полосой Δf , то спектральная плотность помехи, повторяющая форму опорного сигнала, есть $P_{\pi}/\Delta f = N_0$.

Если форма спектра мощности опорного сигнала есть $[(\sin x)/x]^2$ и ограничена полосой $2F_T$, то в зависимости от расстройки помехи Δf_p относительно средней частоты широкополосного фильтра спектр помехи на выходе перемножителя будет иметь вид функции $[(\sin x)/x]^2$, смещенной на Δf_p относительно центральной частоты f_0 узкополосного фильтра. В наихудшем случае, когда частота помехи совпадает со средней частотой широкополосного фильтра, спектральная плотность помехи G_0 на выходе перемножителя определяется из уравнения $P_{\pi} = G_0 \Delta f_0$. Это уравнение справедливо для любой формы опорного сигнала. Отсюда $G_0 = P_{\pi}/\Delta f_0$. Для опорного сигнала со спектром $[(\sin x)/x]^2$, ограниченным полосой $2F_T$, имеем $P_{\pi} = 0,9 G_0 F_T$ и $G_0 = 1,1 P_{\pi}/F_T$. Мощность помехи на выходе перемножителя в полосе частот, равной энергетической полосе R свернутого сигнала при воздействии на радиолинию синусоидальной помехи, которая совпадает по частоте с центральной частотой широкополосного фильтра, равна $G_0 R = P_{\pi} R/\Delta f_0 = P_{\pi}/B$ и не зависит от формы спектра используемого ПШС.

Рассмотрим многоканальную систему связи с ПШС с разделением каналов по форме сигнала. В асинхронной системе связи возникают междуканальные помехи, которые являются платой за возможность асинхронной работы радиолиний в системе. Рассмотрим две радиолинии в этой системе. Тогда сигнал одной радиолинии по отношению к другой является помехой (эта помеха называется коррелированной) и создает на выходе коррелятора приемника мешающий сигнал, пропорциональный функции взаимной корреляции двух ПШС, используемых в этих радиолиниях. При произвольных временных сдвигах ПШС относительно друг друга и $T_0 \gg \tau_0$ помеху на выходе коррелятора следует характеризовать эффективным значением (или мощностью) функции взаимной корреляции сегментов двух ПШС. Длина сегмента есть τ_0 . Выбор формы сегментов ПШС для получения малого значения функции взаимной корреляции является до настоящего времени нерешенной задачей. Рассмотрим в качестве оценки функции взаимной корреляции двух ПШС функцию взаимной корреляции для некоррелированной помехи, т. е. для радиолинии с ПШС рассмотрим помеху в виде шума со спектром, повторяющего форму спектра нашего ПШС. Рассмотрим ПШС со спектром мощности вида $[(\sin x)/x]^2$, ограниченного полосой $2F_T$.

Из выражения для $G (F = f_0)$, полагая для удобства выкладок $f_0=0$ получим:

$$G (f_0) = 2G (0) = 2 \int_0^{\infty} G_{\Pi} (f) kG_c (f) df.$$

$$\text{Имеем } k \int_{-\infty}^{\infty} G_c (f) df = k\Delta f_{\vartheta} = 1.$$

Отсюда $k = 1/\Delta f_{\vartheta}$. Далее

$$G_{\Pi} (f) = P_{\Pi} kG_c (f) = \frac{P_{\Pi}}{\Delta f_{\vartheta}} G_c (f).$$

Тогда

$$\begin{aligned} G (f_0) &= \frac{2P_{\Pi}}{\Delta f_{\vartheta}^2} \int_0^{\infty} G_c^2 (f) df = \frac{2P_{\Pi}}{\Delta f_{\vartheta}^2} \int_0^{F_T} \left[\frac{\sin (\pi F / F_T)}{\pi F / F_T} \right]^4 df = \\ &= \frac{2P_{\Pi} F_T}{\Delta f_{\vartheta}^2 \pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^4 dx \approx \frac{2P_{\Pi} F_T}{\Delta f_{\vartheta}^2 \pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^4 dx = \frac{2P_{\Pi} F_T}{3\Delta f_{\vartheta}^2}. \end{aligned}$$

Так как $\Delta f_{\vartheta} = 0,9 F_T$, то окончательно получим $G (f_0) = 0,74 P_{\Pi} / \Delta f_{\vartheta}$. Мощность помехи на выходе коррелятора $G (f_0)R = 0,74 P_{\Pi} / B$.

Если в качестве сегментов ПШС выбрать М-последовательности или последовательности Голда, то согласно [62] квадрат эффективного значения функции взаимной корреляции равен $1/B$, т. е. в наших обозначениях мощность помехи на выходе коррелятора будет равна P_{Π}/B , т. е. несколько больше, чем для некоррелированной помехи.

Подводя итог вышесказанному, можно утверждать, что для широкого класса помех на выходе приемника ПШС помеха по отношению к сигналу ослабляется в B раз.

Будем считать, что в корреляторе используется интегратор со сбросом, так что межсимвольные помехи отсутствуют. На входе коррелятора отношение сигнал-помеха есть P_c/P_{Π} . На выходе коррелятора при $T_0 \gg \tau_0$ будем считать, что все помехи превращаются в гауссовский шум с мощностью P_{Π}/B , так что на выходе интегратора со сбросом в момент отсчета отношение мощностей сигнал-шум становится равным $h^2 = BP_c/P_{\Pi}$. При относительной когерентной фазовой манипуляции на 180° и кода без избыточности вероятность ошибки на символ p при идеальной синхронизации радиолинии определяется выражением [46]:

$$p = \frac{1}{2} [1 - \Phi^2(\sqrt{2}h)].$$

Примем, что при воздействии сильных помех допускается снижение вероятности ошибки на 1 бит информации до 10^{-3} . Для этого случая требуемая величина $h^2 = 5,42$.

Будем считать, что при переходе сигнала с одной частоты на другую когерентность сигнала нарушается, так что если на одной частоте передается только один двоичный символ, то используется частотная манипуляция сигналов ПРЧ-ЧМ. Если на одной частоте передается несколько символов (медленное «прыгание»), то внутри пачки символов используется относительная фазовая манипуляция ПРЧ — ОФМ с передачей одного символа в начале пачки для передачи опорной фазы. При этом используется некогерентная ОФМ (метод сравнения фаз).

Передача сообщений без избыточных символов. Рассмотрим вначале ПРЧ-ЧМ. Считаем, что система с ПРЧ занимает ту же полосу частот Δf , что и система с ПШС. Рассмотрим защиту радиолинии от узкополосных помех, пренебрегая собственными шумами приемника и считая помехи синусоидальными. Схема приемника содержит широкополосный фильтр с полосой Δf , перемножитель, где в качестве опорного сигнала используется сигнал с ПРЧ, а после перемножителя включены два частотных канала (фильтра), один для символа «1», второй для символа «0». Форма амплитудно-частотной характеристики этих фильтров определяет кривую избирательности приемника и выбирается близкой к прямоугольной. Ширина полосы пропускания одного частотного канала есть a/τ_0 . Без учета межсимвольных помех оптимальное значение $a = 1,37$. Межсимвольные помехи приводят к уменьшению полезного сигнала и ухудшению отношения сигнал-шум. Это уменьшение сигнала можно скомпенсировать некоторым увеличением полосы пропускания фильтра, так что можно найти оптимальное значение a с учетом межсимвольных помех. Этот оптимум достаточно широк, так что мы положим $a = 2$. При этом можно пренебречь межсимвольными помехами.

Число возможных неперекрывающихся частотных каналов в радиолинии равно $m = \Delta f/(a/\tau_0) = B/a$, где $B = \Delta f \tau_0$. Если на радиолинию действует одна синусоидальная помеха, то вероятность ее попадания в конкретный частотный канал равна $1/m$ при равновероятном значении частоты помехи внутри интервала частот Δf . Если на входе приемника одновременно в полосе Δf действует s таких независимых синусоидальных помех, то вероятность попадания хотя бы одной помехи в данный частотный канал есть $q = 1 - (1 - 1/m)^s$. При $1/m \ll 1$, пренебрегая вероятностью попадания двух и более помех в один частотный канал, получим, что $q = s/m = as/B$.

При передаче, например, символа «1» ошибка при приеме символа возникает с вероятностью, равной единице, если помеха попала в канал формирования символа «0», а в канале, где есть сигнал, помехи нет. При этом будем считать, что мощность помехи должна превышать мощность сигнала P_c на некоторую малую величину. Если помеха попала одновременно в оба частотных канала (вероятность этого есть q^2), то ошибка возникает с вероятностью p_{11} . При равной вероятности передачи символов «1» и «0» получим, что вероятность ошибочного приема одного бита информации есть $p = q(1 - q) + q^2 p_{11}$. Для малых значений p порядка 10^{-3} и менее получим $p \approx q$.

Минимальная мощность помехи, при которой ошибка на 1 бит информации становится равной p , определяется выражением

$$P_{\Pi} = sP_{\Sigma} = qBP_{\Sigma}/a = pBP_{\Sigma}/a.$$

Из этого выражения требуемая величина $h^2 = BP_{\Sigma}/P_{\Pi}$ для обеспечения работы радиолинии с вероятностью ошибки на 1 бит информации p будет равна $h^2 = a/p$.

В частности, при $a = 2$ и $p = 10^{-3}$ получим $h^2 = 2000$, что по сравнению с радиолинией с ПШС говорит об очень низкой помехозащищенности системы с ПРЧ. Помехозащищенность радиолиний с ПРЧ можно существенно повысить, если использовать метод повторения символов или помехоустойчивые коды.

Метод повторения. Символ длительностью τ_0 разбивается на r субсимволов и каждый субсимвол передается методом частотной манипуляции на r частотах (метод ПРЧ-ЧМ). Символ считается принятым правильно, если правильно приняты l субсимволов из r . Пусть вероятность ошибочного приема субсимвола есть p_0 . Тогда

$$p = \sum_{i=r-l+1}^r C_r^i p_0^i (1-p_0)^{r-i}.$$

Отсюда для заданной величины p определяется допустимое значение p_0 . Для $p = 10^{-3}$ значения p_0 приведены в табл. 7 ($l = (r+1)/2$).

Таблица 7

r	3	5	7	9
p_0	$1,84 \cdot 10^{-2}$	$4,77 \cdot 10^{-2}$	$7,67 \cdot 10^{-2}$	$1,03 \cdot 10^{-1}$

При r повторениях полоса каждого частотного канала расширяется до величины ar/τ_0 и общее число частотных каналов в полосе Δf есть $m = \Delta f/(ar/\tau_0) = B/ar$. Вероятность попадания помехи в один частотный канал равна $q = s/m = ars/B$ и для малых p получим $p_0 \approx q$. Тогда минимальное значение мощности помехи для заданной величины p равно

$$P_{\Pi} = sP_{\Sigma} = \frac{qBP_{\Sigma}}{ar} = \frac{p_0 BP_{\Sigma}}{ar}.$$

Отсюда необходимое значение

$$h^2 = BP_{\Sigma}/P_{\Pi} = ar/p_0.$$

Требуемые значения h^2 для различных r представлены в табл. 8 для $p = 10^{-3}$, $a = 2$ и принципа принятия решения по большинству принятых субсимволов, т. е. для $l = (r+1)/2$.

Сравним помехозащищенность радиолиний с ПРЧ—ЧМ и ПШС. Для этого необходимо учесть дополнительные потери сигнала при аппаратурной реализации радиолиний. Влияние межсимвольных помех

Таблица 8

r	1	3	5	7	9
h^2	2000	326	210	183	175
$\eta_{\text{ПРЧ-ЧМ}}$	334	54,4	35	30,5	29,2

при ПРЧ-ЧМ мы уже учли, в радиолинии с ПШС используется интегратор в синхронном разрядом, и межсимвольные помехи отсутствуют. Необходимо учесть еще влияние каналов синхронизации по тактовой частоте и по несущей, которые обычно выполняются на базе системы ФАП. Можно считать, что канал тактовой синхронизации для ПРЧ-ЧМ вносит такие же потери сигнала, как и соответствующий канал тактовой синхронизации, совмещенный с каналом свертки ПШС, в радиолинии с ПШС, поэтому при сравнительном анализе систем их можно не учитывать. Таким образом, для радиолинии с ПШС — ОФМ необходимо учитывать только дополнительные потери сигнала, связанные с каналом синхронизации по несущей. Примем эти дополнительные потери равными 0,5 дБ. Тогда при сравнении систем положим для $p = 10^{-3}$ величину h^2 для ПШС-ОФМ равной 6. В табл. 8 представлен проигрыш $\eta_{\text{ПРЧ-ЧМ}}$ системы ПРЧ-ЧМ по требуемой мощности сигнала по отношению к ПШС-ОФМ как отношение величины h^2 , требуемой для ПРЧ-ЧМ, к величине $h^2 = 6$, требуемый для ПШС — ОФМ.

Рассмотрим радиолинию с ПРЧ при «медленном» прыгании, когда на каждой частоте передается пачка импульсов методом относительной фазовой манипуляции. Как и ранее, каждый символ длительностью t_0 разбивается на r субсимволов. Формируется пачка из $t + 1$ субсимволов на одной частоте методом ОФМ (первый субсимвол для передачи опорной фазы). В эту пачку входят субсимволы от разных информационных символов, так что помеха, попадающая в этот частотный канал, может поразить только по одному субсимволу каждого символа информации.

Будем считать, что на передающем конце ОФМ образуется изменением фазы несущей на 180° при передаче символа «0» и фаза несущей не меняется при передаче символа «1»; при этом вышеуказанные соотношения фаз обеспечиваются и для начальных фаз каждого субсимвола. Тогда если синусоидальная помеха в каком-либо канале превышает полезный сигнал, то вся пачка из t субсимволов всегда будет декодироваться как последовательность, состоящая из одних единиц. Таким образом, в отличие от ПРЧ-ЧМ, где ошибки при приеме отдельных информационных символов являются независимыми, при ПРЧ-ОФМ ошибки при приеме символов будут возникать пачками по t ошибок в пачке. Во многих случаях это существенно снижает помехозащищенность системы, поэтому необходимо, чтобы эти t ошибочно принятых символов в восстановленном информационном потоке символов были достаточно разнесены по времени. Это требует дальнейшего увеличе-

ния интервала перемежения символов. При выполнении этого условия можно принять, что при возникновении пачки ошибок случайно $t/2$ символов будут сформированы правильно, так что $p_0 = q/2$. С учетом расширения полосы одного частотного канала в $(t+1)t$ раз по сравнению с ПРЧ—ЧМ получим, что

$$\eta_{\text{ПРЧ-ОФМ}} = \frac{t+1}{2t} \eta_{\text{ПРЧ-ЧМ}}.$$

Использование кодов с исправлением ошибок. Рассмотрим радиолинию, в которой каждый символ кодового слова передается на отдельной частоте. Приемник выносит решение по каждому символу. В этом случае целесообразно ограничиться рассмотрением блочных кодов. Анализ показывает, что коды Рида — Соломона существенно уступают в помехозащите двоичным блочным кодам, поэтому далее рассматривается помехозащищенность только двоичных блочных (n, k) -кодов.

Вероятность ошибочного приема кодового слова $P_{\text{ош}}$ будем определять по аддитивной границе.

Тогда эквивалентная вероятность ошибки на один бит информации:

$$p = \frac{d_x}{n} P_{\text{ош}} \approx \frac{d_x}{n} M_{\text{бл}} p_0^{i+1},$$

где p_0 — вероятность ошибочного приема одного символа кодового слова; i — число ошибок, исправляемых кодом.

Значения параметров некоторых двоичных помехоустойчивых кодов приведены в табл. 9.

Т а б л и ц а 9

Код	d_x	t	$M_{\text{бл}}$	η_k	ПРЧ—ЧМ		ПШС—ПРЧ—ЧМ	
					h^2	$\eta_{\text{ПРЧ-ЧМ}}$	h^2	$\eta_{\text{ПШС-ПРЧ-ЧМ}}$
Безызбыточный (k, k)	1	0		1	2000	334	370	62
Совершенный код Хемминга $(7, 4)$	3	1	7	1,43	192	46	35	8,4
Код БЧХ $(15, 7)$	5	2	18	1,78	77	23	14,3	4,2
Совершенный код Голея $(23, 12)$	7	3	253	2,07	64	22	11,7	4

Величина η_k дает энергетический выигрыш помехоустойчивого кода с ОФМ по отношению к безызбыточному коду при корреляционном приеме в гауссовских шумах и при одной и той же длине кодового слова. Эта величина η_k подсчитана по аддитивной границе для вероятности ошибки

$$p = \frac{d_x}{n} P_{\text{ош}} = \frac{d_x M_{\text{бл}}}{2n} \left[1 - \Phi^2 \left(\sqrt{\frac{2E_b d_x k}{N_0 n}} \right) \right] = 10^{-3}.$$

Рассмотрим узкополосные помехи и метод ПРЧ-ЧМ. Для (n, k) -кода длительность символа есть kt_0/n , число частотных каналов kB/na и вероятность попадания помехи в один частотный канал $q = asn/kB$. Вероятность ошибочного приема одного символа кодового слова есть $p_0 \approx q$. Тогда $P_{\Pi} = sP_0 = qkB P_0/an = p_0 kB P_0/an$. Отсюда

$$h^2 = \frac{an}{kp_0} = \frac{2n}{kp_0} = \frac{2n}{k} \left(\frac{d_x M_{6\lambda}}{pn} \right)^{1/(d+1)}.$$

Результаты расчетов величины h^2 для $p = 10^{-3}$ приведены в табл. 9. Там же приведены значения проигрыша системы $\eta_{\text{ПРЧ-ЧМ}} = h^2 \eta_{\text{н}}/6$ по отношению к системе с ПШС—ОФМ, где предполагалось, что в системе с ПШС используются те же коды и их корреляционный прием. Данные табл. 9 показывают более высокую помехозащищенность кодов с исправлением ошибок по сравнению с методом повторения.

Если используется «медленное» прыгание по частоте и ОФМ, так что на одной частоте передается $n + 1$ символов от разных кодовых слов, то получим

$$\eta_{\text{ПРЧ-ОФМ}} = \frac{n+1}{2n} \eta_{\text{ПРЧ-ЧМ}}.$$

РАДИОЛИНИИ С ПШС—ПРЧ

Будем рассматривать посимвольное прыгание по частоте с частотной манипуляцией. Дополнительно каждый символ подвергается псевдошумовой модуляции. При свертке ПШС в каждом канале будем считать, что используется интегратор со сбросом. Образует в системе m частотных каналов с полосой $\Delta f/m$ в каждом. Базу ПШС обозначим $B_{\text{пшс}}$, так что $B = mB_{\text{пшс}}$.

Вероятность попадания узкополосной помехи в один частотный канал $q \approx s/m$. Обозначим отношение мощностей сигнал-шум после блока свертки через h_1^2 . Тогда отношение мощностей сигнал-помеха на входе перемножителя в полосе частотного канала $P_0/P_{\Pi} = h_1^2/B_{\text{пшс}}$ или $P_{\Pi} = B_{\text{пшс}} P_0/h_1^2 = B P_0/mh_1^2$. Для кода без избыточности вероятность ошибки на 1 бит информации $p \approx qp_{\Pi}$, где p_{Π} — вероятность ошибки при приеме одного двойного символа при условии, что в этот частотный канал попала помеха.

Можно записать $P_{\Pi} = sP_{\Pi} = sB P_0/mh_1^2$. Отсюда $h^2 = B P_0/P_{\Pi} = mh_1^2/s = h_1^2/q$. Для частотной манипуляции: $p_{\Pi} = 0,5 \exp(-h_1^2/2)$. Тогда $p = 0,5 q \exp(-h_1^2/2)$ и $h^2 = h_1^2/q = (h_1^2/2p) \exp(-h_1^2/2)$. Максимум величины h^2 достигается при $h_1^2 = 2$. Тогда $h^2 = 1/pe$. Для $p = 10^{-3}$ получим $h^2 = 370$.

Рассмотрим радиолинию ПШС — ПРЧ — ЧМ с повторением субсимволов на разных частотах. При числе повторений субсимволов r длительность субсимвола есть t_0/r и при том же числе частотных каналов m база ПШС для субсимволов будет равна $B_{\text{пшс}}/r$. Получим $q = s/m$, $P_0/P_{\Pi} = h_1^2 r/B_{\text{пшс}}$, $P_{\Pi} = B_{\text{пшс}} P_0/h_1^2 r = B P_0/mh_1^2 r$. Отсюда $P_{\Pi} = sP_{\Pi} = B P_0 s/mh_1^2 r$. Тогда

$$h^2 = mh_1^2 r/s = h_1^2 r/q.$$

Допустимая вероятность искажения одного субсимвола p_0 при мажоритарном правиле решения находится из уравнения

$$p = \sum_{i=(r-1)/2}^r C_r^i p_0^i (1-p_0)^{r-i}.$$

С другой стороны, эта вероятность есть $p_0 = qp_{\text{ш}} = 0,5 q \exp \times (-h_1^2/2)$. Отсюда максимальное значение h_1^2 :

$$h^2 = \frac{h_1^2 r}{q} = \frac{r h_1^2}{2 p_0} \exp \left(-\frac{h_1^2}{2} \right) = \frac{r}{p_0 e}, h_1^2 = 2.$$

Полученные значения h^2 для различных r и величина проигрыша системы ПШС — ПРЧ — ЧМ по отношению к системе в ПШС — ОФМ представлены в табл. 10.

Т а б л и ц а 10

r	1	3	5	7	9
h^2	370	60	38,5	33,5	32
$\eta_{\text{ПШС-ПРЧ-ЧМ}}$	62	10	6,4	5,6	5,35

Для метода накопления и ПШС — ПРЧ — ОФМ получим:

$$\eta_{\text{ПШС-ПРЧ-ОФМ}} = \frac{t+1}{2t} \eta_{\text{ПШС-ПРЧ-ЧМ}}.$$

При использовании корректирующих кодов для ПШС — ПРЧ — ЧМ

$$h^2 = \frac{n h_1^2}{2k} \exp \left(-\frac{h_1^2}{2} \right) \left(\frac{d_{\text{х}} M_{\text{бл}}}{pn} \right)^{1/(i+1)} = \frac{n}{ke} \left(\frac{d_{\text{х}} M_{\text{бл}}}{pn} \right)^{1/(i+1)},$$

где $h_1^2 = 2$. Результаты расчета величины h^2 и $\eta_{\text{ПШС-ПРЧ-ЧМ}} = \eta_{\text{к}} h^2/6$ представлены в табл. 9. Для метода ПШС — ПРЧ — ОФМ можно получить

$$h^2 = \frac{(n+1) h_1^2}{2k} \exp \left(-h_1^2 \right) \left(\frac{d_{\text{х}} M_{\text{бл}}}{pn} \right)^{1/(i+1)} = \frac{n+1}{2ke} \left(\frac{d_{\text{х}} M_{\text{бл}}}{pn} \right)^{1/(i+1)},$$

где $h_1^2 = 1$. Тогда

$$\eta_{\text{ПШС-ПРЧ-ОФМ}} = \frac{n+1}{2n} \eta_{\text{ПШС-ПРЧ-ЧМ}}.$$

6.4. Сверточное кодирование

При использовании блочных (n, k) -кодов для формирования кодовых символов, направляемых в канал связи, последовательность поступающих в кодер информационных символов разбивается на блоки

по k информационных символов в каждом, которые в результате кодирования преобразуются в n кодовых символов, составляющих кодовое слово, причем кодовые слова формируются независимо друг от друга. Если блочный код является систематическим, то в процессе кодирования к блоку из k информационных символов добавляются $r = n - k$ проверочных символов, занимающих в каждом слове одни и те же позиции, например r последних позиций кодового слова, причем для наиболее часто используемых линейных блочных систематических кодов проверочные символы вычисляются посредством линейных операций над информационными символами.

Наряду с блоковыми кодами в системах передачи информации применяются сверточные коды. Сверточные коды являются частным случаем итеративных или рекуррентных кодов. 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.

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

Вообще говоря, сверточные коды можно рассматривать как обобщение блочных кодов, так как за каждый такт работы кодера по текущему блоку последних информационных символов формируется определенный блок выходных кодовых символов. Однако блоки выходных кодовых символов сверточного кода, формируемые в следующие друг за другом такты работы кодера, являются функционально зависимыми, тогда как при блоковом кодировании зависимость между соседними блоками кодовых символов (кодowymi словами) отсутствует. Указанное положение обуславливает определенные преимущества сверточных кодов перед блоковыми, так как позволяет существенно проще, чем при блочном кодировании, реализовать достаточно большую эквивалентную блоковую длину кода, называемую длиной кодовых ограничений. Как известно, большая блоковая длина кода требуется для достижения высокой эффективности кодирования. Упрощению аппаратной реализации способствует также непрерывность обработки информации, осуществляемой при кодировании и декодировании сверточных кодов.

По аналогии с блоковыми кодами, сверточные коды можно классифицировать на систематические и несистематические. Систематическим сверточным кодом является такой код, для которого в выходной последовательности кодовых символов содержится без изменения породившая ее последовательность информационных символов. В противном

случае сверточный код является несистематическим. На рис. 113, *а* и *б* представлены примеры кодеров систематического и несистематического сверточного кода соответственно. В каждом из этих кодеров входные двоичные информационные символы поступают в сдвигающий регистр, состоящий из трех ячеек и находившийся в исходном нулевом состоянии. После прихода в сдвигающий регистр очередного информационного символа коммутатор опрашивает два выхода в каждом из кодеров и формирует тем самым два выходных кодовых символа. В случае систематического сверточного кода (рис. 113, *а*) первым из выходных кодовых символов, получаемых за каждый цикл опроса коммутатора, всегда будет очередной информационный символ, поступивший в сдвигающий регистр. Из рис. 113, *б* можно видеть, что выходная после-

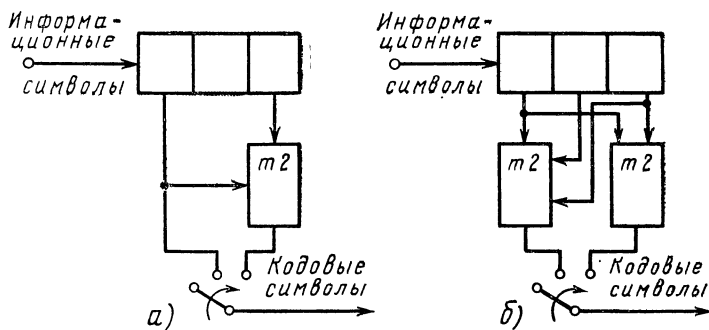


Рис. 113. Примеры кодеров систематического (*а*) и несистематического (*б*) сверточного кода

довательность кодовых символов не содержит входные информационные символы в неизменном виде, поэтому кодер рис. 113, *б* будет порождать несистематический сверточный код.

В общем случае сдвигающий регистр кодера сверточного кода содержит k ячеек, а коммутатор делает один цикл опроса по приходе $1 \leq q < k$ очередных информационных символов, где q кратно k , опрашивая за один цикл $n \geq 2$ выходов кодера. При этом, очевидно, влияние любого входного информационного символа будет распространяться на $v = kn/q$ выходных кодовых символов. Эта величина называется длиной кодовых ограничений и, как отмечалось, играет роль, аналогичную блоковой длине кода при блочном кодировании.

Длины кодовых ограничений и конкретный выбор связей в ячейках сдвигающего регистра на сумматоры по модулю два будут определять корректирующие свойства получаемого сверточного кода, а величина $R = q/n$, называемая скоростью кода, будет характеризовать избыточность, вводимую при кодировании. Обычно q и n выбираются взаимно простыми.

Возможны различные способы представления сверточных кодов, и выбор того или иного из них определяется удобствами его использования при определенном методе декодирования данного сверточного кода. В настоящее время наиболее часто используются три важнейших метода декодирования сверточных кодов:

пороговое (мажоритарное), последовательное и декодирование по методу Витерби.

При пороговом декодировании сверточный код удобно представлять посредством порождающих (производящих) многочленов подобно тому, как это делается для линейных блочных кодов.

Действительно, если $P(D)$ — многочлен, описывающий последовательность информационных символов, поступающих на вход кодера

$$P(D) = a_0 + a_1 D + a_2 D^2 + \dots,$$

где D^l — символ оператора задержки на l тактов работы сдвигающего регистра кодера; $a_i = 0; 1$ — информационные двоичные символы; $F_j(D)$ — многочлены, описывающие n последовательностей кодовых символов, поступающих на вход коммутатора кодера,

$$F_j(D) = b_0^{(j)} + b_1^{(j)} D + b_2^{(j)} D^2 + \dots,$$

$b_i^{(j)} = 0; 1$ — двоичные кодовые символы на j -м входе коммутатора кодера, то в силу линейности сверточного кода

$$F_j(D) = G_j(D) P(D),$$

$$\text{где } G_j(D) = g_0 + g_1 D + g_2 D^2 + \dots + g_{k-1} D^{k-1} -$$

j -й порождающий многочлен сверточного кода; $g_i = 0; 1$ — его двоичные коэффициенты, равные, 1, если i -я ячейка ($i = 0, k-1$) сдвигающего регистра связана с j -м входом коммутатора кодера, и равные нулю в противном случае. Например, для кодера систематического сверточного кода (рис. 113, а) порождающие многочлены будут

$$G_1(D) = 1; G_2(D) = 1 + D^2,$$

а для кодера несистематического сверточного кода (рис. 113, б)

$$G_1(D) = 1 + D + D^2; G_2(D) = 1 + D^2.$$

Пусть, например, кодируется последовательность информационных символов 101. Этой последовательности соответствует многочлен

$$P(D) = 1 + D^2.$$

Тогда на выходе первого сумматора по модулю два кодера рис. 113, б последовательность кодовых символов будет 11011, которой соответствует многочлен

$$F_1(D) = 1 + D + D^3 + D^4.$$

На выходе второго сумматора по модулю два этого кодера последовательность кодовых символов будет 10001, а ей соответствует многочлен

$$F_2(D) = 1 + D^4.$$

Нетрудно видеть, что справедливы равенства

$$F_1(D) = P(D) G_1(D); F_2(D) = P(D) G_2(D),$$

где после перемножения многочленов подобные члены приводятся по модулю два.

Используя представление сверточного кода с помощью порождающих многочленов, часто задают сверточный код посредством последовательностей коэффициентов производящих многочленов, записанных в двоичной или двоично-восьмеричной форме. Последняя запись является более компактной и используется при большой длине сдвигающего регистра кодера. Например, кодер рис. 113, б можно записать в виде в двух последовательностей: 111; 101, которые в двоичной форме представляют соответствующих порождающих многочленов.

В общем случае последовательность коэффициентов j -го производящего многочлена ($j = 1, n$) при подобном представлении будет иметь вид:

$$G^j = \{g_0^j, g_1^j, \dots, g_{k-1}^j\}$$

и иногда называется порождающей последовательностью кода. Если

$$P = \{a_0, a_1, a_2, \dots\}$$

последовательность кодируемых информационных символов, а

$$F_j = \{b_0^j, b_1^j, b_2^j, \dots\}$$

последовательность кодовых символов на j -м входе коммутатора кодера, то для любого из них, появляющегося в μ -й момент времени ($\mu = 0, 1, 2, \dots$) можно записать

$$b_\mu^j = \sum_{i=0}^{k-1} a_{\mu-i} g_i^j.$$

Таким образом, каждый кодовый символ выходной последовательности кодера сверточного кода определяется сверткой кодируемой информационной и порождающей последовательностей, что и обуславливает название сверточных кодов.

При алгоритмах последовательного декодирования и алгоритме Витерби удобно рассматривать кодер сверточного кода как конечный автомат и описывать его работу при помощи диаграммы состояний. Диаграмма состояний представляет собой направленный граф, вершины которого отождествляются с возможными состояниями кодера — конечного автомата, а ребра, помеченные стрелками, указывают возможные переходы между состояниями. Состояние 000...0 называется нулевым, остальные — ненулевые. Над каждым из ребер записывают кодовые символы, порождаемые кодером при соответствующем переходе из состояния в состояние. Так, например, диаграмма состояний для кодера сверточного кода, изображенного на рис. 113, б, будет иметь вид, показанный на рис. 114, где различные состояния кодера отмечены также буквами a, b, c, d . Если, например, в сдвигающем регистре кодера перед очередным опросом коммутатора содержится 011, то на данной диаграмме переходов это отображается переходом из состояния 11 (d) в состояние 01 (c), порожденные при этом кодовые символы будут 01, они записаны над соответствующим ребром, помеченным стрелкой. Определенная последовательность кодируемых информационных символов задает конкретную последовательность смены состояний и при этом порождаются кодовые символы, записанные над соответствующими ребрами, соединяющими состояния кодера на диаграмме состояний.

Рассматриваемую диаграмму состояний можно развернуть во времени, при этом получим так называемую решеточную диаграмму. Так, например, решеточная диаграмма для кодера рис. 113, б, диаграмма состояний которого представлена на рис. 114, изображена на рис. 115. На ней принято, что штриховые линии (ветви) соответствуют переходам, происходящим при приеме информационного символа «1», а сплошные линии (ветви) — информационного символа «0». Из решеточной диаграммы можно видеть, что ее структура после окончания «переходного процесса» в кодере становится повторяющейся. Так, на рис. 115 подобная повторяемость структуры решеточной диаграммы будет иметь место после третьего такта работы кодера, так как при поступлении в кодер четвертого информационного символа первый символ поки-

дает регистр сдвига и более не оказывает влияния на формирование кодовых символов. В каждом состоянии решеточной диаграммы при этом будут сливаться 2^q путей и столько же путей исходить из этого состояния, где q — число кодируемых информационных символов, приходящихся на один цикл опроса коммутатора.

Можно рассмотреть последовательности кодовых символов, лежащие на путях, ранее разошедшихся и сливающихся в данном такте, и вычислить расстояние Хемминга между ними. Это расстояние называется свободным расстоянием сверточного кода, а минимальное из них — минимальным свободным расстоянием d_f сверточного кода.

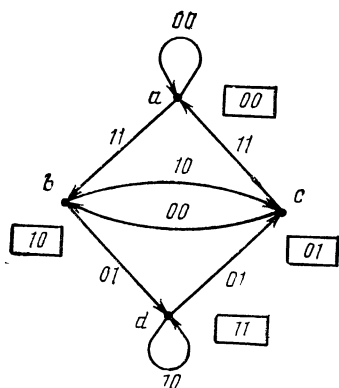


Рис. 114. Диаграмма состояний кодера сверточного кода, изображенного на рис. 113, б

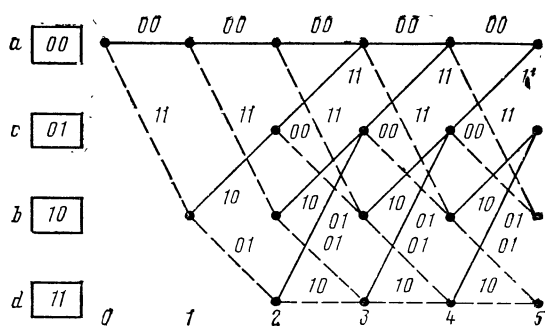


Рис. 115. Решеточная диаграмма кодера рис. 113, б

Поскольку сверточный код является линейным кодом, то среди различных путей на решеточной диаграмме кода обязательно будет путь с нулевым весом (нулевой путь), т. е. путь, последовательность кодовых символов которого состоит полностью из нулей. Следовательно, минимальное свободное расстояние сверточного кода будет равно минимальному числу единиц, т. е. минимальному весу путей, которые расходятся и сливаются с нулевым путем. Решеточную диаграмму кода можно использовать для определения минимального свободного расстояния, если для каждой ее ветви записать вес соответствующих кодовых символов, а затем подсчитать вес путей, расходящихся и сливающихся с нулевым путем. На рис. 116 изображена подобная решеточная диаграмма с метками весов для кодера сверточного кода, представленного на рис. 113, б. Из нее можно видеть, что из всех ненулевых путей, расходящихся и сливающихся с нулевым, будет один, имеющий вес 5, отходящий от нулевого пути на 3 ветви; два пути, имеющие вес 6, отходящие от нулевого пути на 4 и 5 ветвей и т. д. Таким образом, минимальный вес ненулевого пути для данного сверточного кода равен 5, следовательно, минимальное свободное расстояние этого кода $d_f=5$. Очевидно, этот код может исправить любые две ошибки, произошедшие в канале связи, так как эти две ошибки могут привести к тому, что при-

нимаемая последовательность кодовых символов будет иметь Хеммингово расстояние от переданной последовательности, равное двум, а от всех других последовательностей это расстояние будет по крайней мере не менее трех. Следовательно, при декодировании по минимуму Хеммингова расстояния (т. е. по максимуму правдоподобия в канале с жесткими решениями) любые две ошибки этим кодом будут исправлены.

Очевидно потенциально корректирующая способность сверточного кода тем выше, чем больше его минимальное свободное расстояние. Поэтому структуру кодера сверточного кода, т. е. его порождающие многочлены, стремятся выбрать таким образом, чтобы максими-

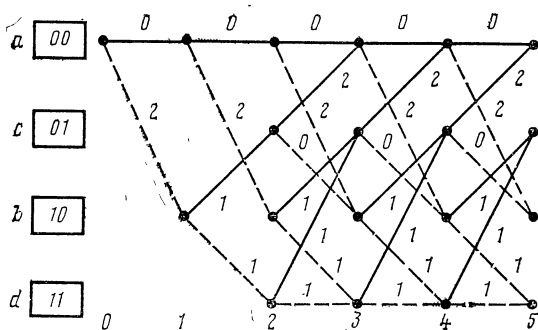


Рис. 116. Решетчатая диаграмма с метками весов для кодера рис. 113, б

зировать минимальное свободное расстояние кода. Это при прочих равных условиях обеспечивает наивысшую корректирующую способность сверточного кода при его декодировании по максимуму правдоподобия, в частности при декодировании по алгоритму Витерби.

Достоинством несистематических сверточных кодов является то, что их минимальное свободное расстояние выше, чем у систематических при прочих равных условиях. Это объясняется тем, что систематический сверточный код можно получить из соответствующего несистематического, исключив один из сумматоров по модулю два, что и приводит к уменьшению минимального свободного расстояния кода.

В качестве примера в табл. 11 приведены максимальные значения минимального свободного расстояния для систематических и несистематических сверточных кодов со скоростью $R = 1/2$ при различной длине k сдвигающего регистра.

Таблица 11

k	Несистематический код	Систематический код
2	3	3
3	5	4
4	6	4
5	7	5

Однако несистематические сверточные коды, в отличие от систематических, могут быть катастрофическими. Катастрофическим называется такой сверточный код, для которого конечное число ошибок, произошедших в канале связи, может привести к бесконечному числу ошибок в декодированных символах.

Рассмотрим кодер несистематического сверточного кода, изображенный на рис. 117, а, диаграмма состояний которого приведена на рис. 117, б, где четыре различных состояния кодера обозначены так же буквами *a*, *b*, *c*, *d*. Положим, что на данный кодер поступила последо-

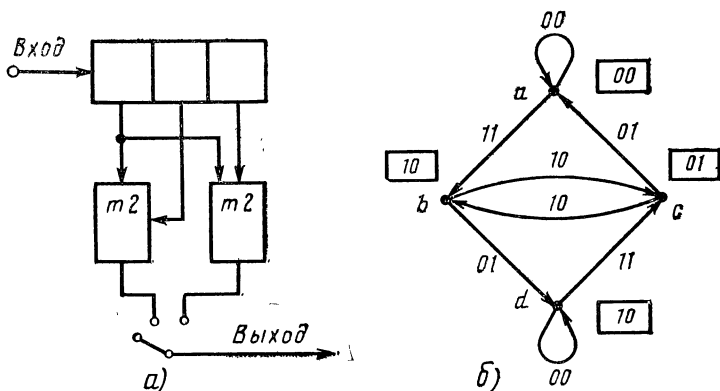


Рис. 117. Кодер несистематического катастрофического кода (а) и его диаграмма состояний (б)

довательность информационных символов, соответствующая такой последовательности смены состояний кодера:

abddd ... dca. Назовем ее истинным путем по решеточной диаграмме кода. Тогда из диаграммы состояний кодера (рис. 117, б) следует, что последовательность кодовых символов, передаваемая по каналу связи, будет иметь вес равный 6, вне зависимости от того, сколько раз обходится петля в состоянии *d*. Если в канале связи четыре из шести единиц передаваемых кодовых символов исказились и были приняты как нули, то принятая последовательность символов будет иметь меньшее расстояние Хемминга от нулевого пути, чем от истинного пути. Это приведет к тому, что при декодировании по минимуму расстояния Хемминга, т. е. по максимуму правдоподобия в канале с жесткими решениями, нулевой путь будет выбран в качестве истинного. В результате при декодировании будет сделано произвольно большое число ошибок, равное двум (переходы из состояния *a* и *b* и из *b* в *d*) плюс число обходов петли в состоянии *d*. Таким образом, кодер, изображенный на рис. 117, а, порождает катастрофический сверточный код.

Очевидно кодер будет порождать катастрофический сверточный код тогда, когда на диаграмме состояний этого кодера будет замкнутый путь нулевого веса, соответствующий ненулевым кодируемым информационным символам. Для двоичных сверточных кодов со скоростью

$R \Rightarrow 1/n$, для которых каждый сумматор имеет четное число связей, всегда будет петля с нулевым весом, соответствующая состоянию из всех единиц, т. е. ненулевым информационным символам. Следовательно, все такие кодеры будут порождать катастрофический сверточный код. В общем случае необходимое и достаточное условие катастрофичности сверточного кода состоит в том, чтобы его порождающие многочлены имели общий делитель.

Достоинством систематических сверточных кодов является то, что они не могут быть катастрофическими. Действительно, для систематического сверточного кода каждый замкнутый путь, соответствующий ненулевым кодируемым информационным символам, никогда не будет иметь нулевой вес, так как кодируемые информационные символы обязательно присутствуют на выходе в неизменном виде.

Таким образом, при выборе структуры кодера сверточного кода, который предполагается декодировать по методу максимального правдоподобия, порождающие многочлены кода, т. е. связи со сдвигающего регистра на сумматоры по модулю два, стремятся выбрать таким образом, чтобы получить некатастрофический код с максимальным минимальным свободным расстоянием. Такие коды должны быть несистематическими, и их порождающие многочлены не должны иметь общих делителей. Для поиска структур таких кодеров широко используются ЭВМ.

В табл. 12 приведены структуры подобных кодеров для различных скоростей кода R и различных длин сдвигающего регистра k . В этой же таблице указаны реализуемое этими кодами минимальное свободное расстояние d_f и теоретическое значение наибольшего минимального свободного расстояния d_f^* для соответствующих k и R . Структура кодеров задана соответствующими порождающими многочленами, их коэффициенты в десятичной форме приведены в таблице.

Теоретическое значение наибольшего минимального свободного расстояния d_f^* можно получить, используя свойство линейности сверточных кодов. Знание d_f^* оказывается полезным при поиске структур хороших сверточных кодов, поскольку эта величина указывает предел, к достижению которого надо стремиться при поиске структуры кода. Если находится код с $d_f = d_f^*$, то можно утверждать, что не существует кода с большим минимальным свободным расстоянием. Однако следует отметить, что использование какого-либо сверточного кода с наибольшим минимальным свободным расстоянием при декодировании по максимуму правдоподобия совсем не обязательно обеспечит минимум вероятности ошибки при декодировании.

Важной характеристикой кода, полностью определяющей его корректирующие свойства, является спектр свободных расстояний кода, т. е. перечисление количества кодовых последовательностей, имеющих данное значение свободного расстояния. В канале с гауссовским шумом, для которого вероятность ошибок уменьшается с ростом их кратности, наибольший вклад в вероятность ошибки декодирования дают кодовые последовательности, имеющие свободное расстояние, равное минимальному. Поэтому при прочих равных условиях, в частности, при фиксированном d_f , сверточный код тем лучше, чем меньше число

Таблица 12

k	Порождающие множители кода	d_j	d_j^*	R
3	111 101	5	5	$\frac{1}{2}$
4	1111 1101	6	6	
5	11101 10011	7	8	
6	111011 110001	8	9	
7	1111001 1011011	10	10	
8	11111001 10100111	10	10	
3	111 111 101	8	8	$\frac{1}{3}$
4	1111 1101 1011	10	10	
5	11111 11011 10101	12	12	
6	111101 101011 100111	13	13	
7	1111001 1100101 1011011	14	15	
8	11110111 11011001 10010101	16	17	
6	101111 011001 110010	5	6	$\frac{2}{3}$
8	10110110 01111001 11110111	7	8	
6	100001 010011 001110 111101	4	4	$\frac{3}{4}$

кодовых последовательностей, имеющих заданное d_f . Таким образом, минимальное свободное расстояние при декодировании по максимуму правдоподобия является простой и удобной, но довольно грубой характеристикой качества сверточного кода, подобно тому, как Хеммингово расстояние является аналогичной характеристикой качества блочных кодов, тогда как полной их характеристикой также является спектр расстояний, для линейных кодов совпадающий со спектром весов кода.

Следует также отметить, что кроме d_f , могут использоваться и другие критерии качества сверточного кода, учитывающие свойства кода применительно к определенному алгоритму декодирования. Так, например, при пороговом (мажоритарном) декодировании критерием качества сверточного кода является минимальное расстояние Хемминга d_x на длине кодового ограничения. Для алгоритмов последовательного декодирования, кроме минимального свободного расстояния d_f , важной характеристикой кода является так называемый дистанционный профиль d_M расстояния кода, показывающий график изменения расстояния Хемминга в пределах длины порождающего многочлена, так как эта характеристика кода оказывает существенное влияние на вероятность появления всплеска вычислений при декодировании и на среднее число вычислений при декодировании.

Известны найденные с помощью ЭВМ структуры таких сверточных кодов, которые оптимальны одновременно по всем указанным выше критериям качества d_f , d_x , d_M . Иногда их называют кодами оптимальными в строгом смысле.

6.5. Декодирование сверточных кодов

Как указывалось выше, в настоящее время наиболее часто используются три важнейших метода декодирования сверточных кодов: пороговое, последовательное и декодирование по методу Витерби. При пороговом декодировании сверточных кодов вычисляются синдромы, затем эти синдромы или последовательности, полученные посредством линейного преобразования синдромов, подаются на входы порогового элемента, где путем «голосования» и сравнения его результатов с порогом выносится решение о значении декодируемого символа. Основное достоинство этого метода декодирования — простота реализации. Однако он не полностью реализует потенциальные корректирующие способности сверточного кода. Кроме того, не все сверточные коды могут быть декодированы этим методом. Чтобы сверточный код допускал декодирование данным методом, он должен обладать свойством ортогональности.

В принципе метод порогового декодирования сверточных кодов аналогичен рассмотренному ранее в настоящей главе методу мажоритарного декодирования блочных кодов, поэтому здесь рассматриваться не будет.

Декодирование сверточных кодов по методу Витерби является декодированием по максимуму правдоподобия. Если последовательности кодируемых информационных символов равновероятны, то для декоди-

рования по максимуму правдоподобия любого кода — блочного или сверточного — в двоичном симметричном канале без памяти еледует принятую последовательность символов, возможно, содержащую ошибки, сравнить со всеми другими возможными последовательностями и выбрать в качестве истинной (наиболее правдоподобной) ту последовательность, расстояние (метрика) Хемминга которой от принятой последовательности минимально. Если подобное декодирование делать посредством перебора всех возможных последовательностей, т. е. методом прямого перебора, то сложность подобного алгоритма, измеряемая числом необходимых операций при декодировании и емкостью требуемой памяти, будет расти экспоненциально с ростом длины кода, так как при этом экспоненциально растет число возможных последовательностей.

Рассматривая решеточную диаграмму сверточного кода (рис. 115), можно видеть, что после k -го такта работы, когда заканчивается «переходный процесс» в кодере (рис. 115 после третьего такта) в любом из $2^{q(k-1)}$ узлов решеточной диаграммы, соответствующих сечению диаграммы в какой-либо такт работы, сливаются 2^q путей, «только же путей исходят из любого узла (рис. 115 — в каждом из четырех узлов сливаются и исходят из него два пути). Поскольку пути сливаются, то для декодирования по максимуму правдоподобия нет необходимости рассматривать сразу всю принимаемую последовательность символов сверточного кода, которая на практике может достигать длины в миллионы символов. Для любого узла достаточно сохранить только лишь один, наиболее правдоподобный путь, ведущий в этот узел, которым является путь с минимальным расстоянием Хемминга от принимаемой последовательности символов. Этот путь называется выжившим или отобранным. Если окажется, что имеется несколько путей с одинаковым минимальным значением расстояния Хемминга, ведущих в один узел, то следует произвести случайный выбор одного из них. Действительно, если даже сохранить эти пути, то дальнейшие принимаемые символы будут оказывать одинаковое влияние на метрики этих путей, и в дальнейшем все равно придется принимать решение посредством случайного выбора одного из них.

Таким образом следует поступать для любого из N тактов работы, где N — длина последовательности кодируемых информационных символов. Количество наиболее правдоподобных (т. е. выживших) путей по решеточной диаграмме, которые необходимо хранить в памяти декодера, очевидно будет постоянным и равным числу узлов в сечении решеточной диаграммы, т. е. $2^{q(k-1)}$. Очевидно, что сохранение для каждого узла только одного из сливающихся в этом узле путей позволяет существенно упростить реализацию алгоритма по сравнению с алгоритмом прямого перебора, хотя описываемый алгоритм по-прежнему остается алгоритмом максимального правдоподобия. В процессе декодирования будет расти только длина каждого хранимого выжившего пути, но это линейный рост в зависимости от N . Таким образом, сложность декодера, оцениваемая числом операций при декодировании и емкостью требуемой памяти, пропорциональна $N2^{q(k-1)}$, т. е. линейно зависит от длины N последовательности декодируемых информационных

символов, но экспоненциально зависит от длины k сдвигающего регистра кодера, вследствие чего данный алгоритм используют при относительно небольших длинах сдвигающего регистра, обычно $k \leq 8$.

Окончательный выбор одного пути, максимально правдоподобного среди всех $2^{q(k-1)}$ выживших путей, хранимых в памяти декодера, может осуществляться посредством передачи (по окончании последовательности из N кодируемых информационных символов) $k - q$ заранее известных символов, обычно нулей, которые приводят как кодер, так и декодер в исходное нулевое состояние.

Описанное декодирование называется декодированием по методу Витерби и, по существу, представляет собой алгоритм поиска наиболее выгоднейшего, максимально правдоподобного пути на графе — решеточ-

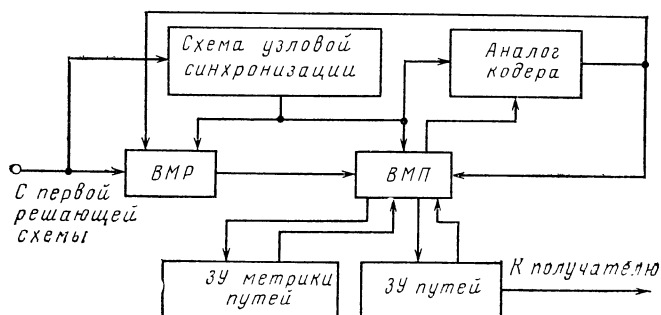


Рис. 118. Структурная схема декодера Витерби

ной диаграмме кода. Подобный алгоритм давно известен в теории сетей и динамическом программировании. Каждый из узлов является вершиной графа, а соединяющие их пути — ребрами графа. Таким образом, для вычисления метрик возможных путей и определения выживших путей необходимо вычислять метрики текущих ребер, а метрики путей вычисляются суммированием метрик последовательных ребер.

Обобщенная структурная схема декодера, работающего по алгоритму Витерби, представлена на рис. 118. Для каждого такта работы, соответствующего приему кодовых символов, полученных за один цикл опроса коммутатора кодера, вычислитель метрики ребер (ВМР) вычисляет правдоподобие ребер, сливающихся в каждом узле. Например, в случае двоичного симметричного канала с жесткими решениями он вычисляет Хеммингово расстояние между каждым из путей, сливающихся в любом узле, и соответствующей последовательностью принимаемых кодовых символов, поступивших с выхода первой решающей схемы приемника, выносящей жесткие решения о значении каждого принимаемого кодового символа. Вычислитель метрики путей (ВМП), для каждого из путей, выживших на предыдущем такте декодирования и хранимых в запоминающем устройстве (ЗУ) путей, осуществляет следующие операции: вводит каждый из этих путей в аналог кодера, где генерируются 2^q его возможных продолжений; вычисляет правдоподобие каждого из этих продолжений, для чего суммирует метрики

выживших путей, хранимые в ЗУ метрики путей, с новыми вычисленными значениями метрик ребер; заносит вновь полученные пути в ЗУ путей, а их метрики — в ЗУ метрики путей, а затем отбирает из них $2^{q(k-1)}$ путей, каждый из которых максимально правдоподобен для одного из узлов и сохраняет его в ЗУ путей, а его метрику — в ЗУ метрики путей. Затем эта же последовательность операций повторяется для следующего такта работы и т. д.

Аналог кодера, используемый в рассматриваемом декодере, отличается от кодера, используемого на передающей стороне, только тем, что информация во все разряды его сдвигающего регистра записывается

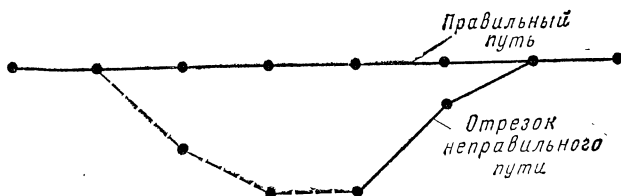


Рис. 119. Случай выбора декодером Витерби отрезка неправильного пути

ся параллельно. Схема узловой синхронизации осуществляет синхронизацию по группам символов, соответствующих одному циклу опроса коммутатора кодера.

Важным достоинством декодера Витерби является то, что когда в результате воздействия шумов в канале связи или по другим причинам при декодировании сделана ошибка в выборе пути на решетчатой диаграмме кода, т. е. выбран неправильный путь, то за несколько тактов, число которых имеет порядок k , в течение которых могут происходить ошибки при декодировании, декодер вновь выходит на правильный путь, как показано на рис. 119. Это позволяет начать процесс декодирования с любого момента времени, не заботясь о взаимной синхронизации кодера и декодера по началу работы. Действительно, отсутствие такой синхронизации эквивалентно нахождению декодера на неправильном пути по решетчатой диаграмме кода. В силу отмеченного выше свойства декодер, начав декодирование в произвольный момент, через несколько тактов сам выйдет на правильный путь, автоматически установив указанную синхронизацию.

Другим важным достоинством алгоритма Витерби является то, что при этом алгоритме для уменьшения вероятности ошибки при декодировании можно использовать апостериорные вероятности принимаемых кодовых символов. Это наиболее просто осуществить, используя не жесткие решения, при которых по каждому кодовому символу выносятся в первой решающей схеме фиксированное решение — 0 или 1, а так называемые мягкие решения, при которых выход корреляционного приемника первой решающей схемы квантуется на N уровней. Тогда в декодер Витерби поступает не фиксированное решение о символе — 0 или 1, а $l = \log_2 N$ разрядная комбинация двоичного кода, указывающая номер уровня, в котором находится выходное напряже-

ние корреляционного приемника первой решающей схемы. В случае канала с гауссовым шумом это напряжение пропорционально апостериорной вероятности принимаемого символа. При этом декодер Витерби для вычисления метрик путей должен вычислять не расстояние Хемминга между последовательностью принимаемых кодовых символов и различными путями по решетчатой диаграмме кода, а так называемое обобщенное расстояние, являющееся расстоянием Хемминга при представлении каждого символа кода l -разрядной двоичной комбинацией. При увеличении l помехоустойчивость рассматриваемого метода деко-

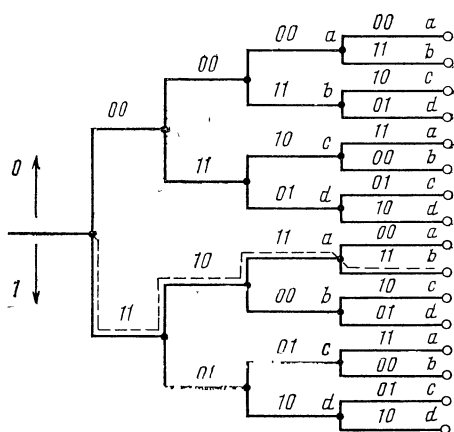


Рис. 120. Кодовое дерево кодера рис. 113, б

дирования асимптотически стремится к помехоустойчивости оптимального приема в целом. Моделирование показало, что уже при $l = 3$, т. е. при $H = 8$ уровнях квантования потери по требуемой мощности сигнала такого метода декодирования составляют 0,25 дБ по сравнению со случаем оптимального приема в целом, т. е. весьма незначительны. Дальнейшее увеличение H нецелесообразно, так как указанные потери уменьшаются медленно, тогда как сложность декодера с увеличением H возрастает.

Достоинством алгоритма Витерби является также то, что число операций, выполняемых декодером, неизменно во времени, т. е. вычислительная нагрузка декодера постоянна. Основной недостаток алгоритма Витерби состоит в экспоненциальном росте сложности декодирования в зависимости от длины сдвигающего регистра кодера, а следовательно, и от длины кодового ограничения (при фиксированной скорости кода). Указанный недостаток объясняется тем, что на каждом такте декодирования для каждого из $2^{q(k-1)}$ узлов решеточной диаграммы кода декодер анализирует все 2^q ребер, т. е. возможных путей, ведущих из этого узла, так что всего на каждом такте анализируется 2^{qk} ребер. Такого экспоненциального роста сложности можно избежать, если использовать при декодировании результаты текущих вычислений для сокращения числа анализируемых путей, а именно, если на основании текущих вычислений каким-либо образом отбирать наиболее вероятный путь.

Это и положено в основу алгоритмов последовательного декодирования сверточных кодов. При рассмотрении алгоритмов последовательного декодирования удобно представлять сверточный код в виде кодового дерева, которое для кодера рис. 113 б, приведено на рис. 120. Кодовое дерево построено следующим образом. Исходному нулевому состоянию сдвигающего регистра кодера соответствует начальный узел дерева. Если входной

информационный символ, поступающий в регистр, равен 1, то ему присывается линия (ребро дерева), идущая, как принято на этом рисунке, вниз, а если информационный символ равен 0, — то вверх. Тем самым получаем два новых узла, соответствующие следующему такту работы кодера, для каждого из которых дерево строится далее аналогичным образом, и т. д. Над каждым ребром дерева записываются n кодовых символов, получаемых при этом на выходе кодера. Совокупность нескольких последовательных ребер, соединяющих какие-либо два узла, составляют ветвь дерева. Узлы, соединенные одним ребром, называются соседними. Для двоичных кодов в общем случае из каждого узла дерева будет исходить 2^n ребер.

Коды, допускающие подобное представление с помощью кодового дерева, называются древовидными. Таким образом, сверточные коды относятся к древовидным кодам.

Можно заметить, что рассмотренную ранее решеточную диаграмму кода можно получить из кодового дерева, если объединить те узлы дерева, после которых над соответствующими ребрами оказываются одинаковые кодовые символы. Эти узлы помечены на рис. 120 одинаковыми буквами a, b, c, d и соответствуют состояниям кодера на диаграмме состояний (рис. 114).

Каждая последовательность кодируемых информационных символов порождает определенный путь по кодовому дереву. Например, информационная последовательность 1001.... порождает путь по кодовому дереву, показанный штриховой линией на рис. 120, которому соответствует последовательность кодовых символов 11101111... Очевидно, задача декодера заключается в отыскании истинного (правильного) пути, т. е. того пути, который в действительности был порожден кодером.

Таким образом, при алгоритмах последовательного декодирования декодер определяет наиболее правдоподобный текущий путь по дереву, что позволяет исключить из анализа большую часть остальных путей, имеющих меньшее правдоподобие.

Рассмотрим сначала принцип последовательного декодирования по алгоритму Зигангирова — Желинека, являющемуся алгоритмом декодирования по максимуму правдоподобия. Этот алгоритм иногда называют стек-алгоритмом (от английского *stack* — кipa, стопа), так как для его реализации требуется память большой емкости, содержимое которой постоянно упорядочивается определенным образом, т. е. требуется «кipa памяти».

В качестве метрики путей по кодовому дереву при этом алгоритме также используется функция правдоподобия пути (т. е. сумма функций правдоподобия соответствующих ребер), но с добавлением элемента смещения, величина которого определяется исходя из скорости используемого кода и пропускной способности канала, путем оптимизации вероятности ошибки декодирования и среднего числа операций при декодировании одного информационного символа [14].

При рассматриваемом алгоритме на каждом такте (шаге) декодирования для обработки всегда выбираются те ребра дерева, которые являются продолжением пути, имеющего на данном шаге декодирования

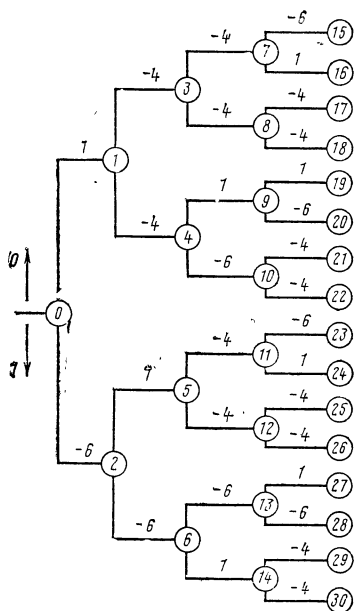


Рис. 121. Пример кодового дерева с нумерацией узлов и значениями функции правдоподобия ребер

максимальное значение функции правдоподобия. В результате на каждом шаге декодирования получают 2^a новых путей, продолжающих путь, имевший максимальное правдоподобие. Эти пути и соответствующие им значения функций правдоподобия записываются в память, откуда путь, который был продолжен, и соответствующая ему функция правдоподобия стираются. Затем все пути и соответствующие им функции правдоподобия, хранимые в памяти к текущему моменту времени, упорядочиваются, располагаясь в памяти, например, в порядке уменьшения величины их функции правдоподобия. Далее переходят к следующему шагу декодирования, при котором выбирается первый путь, хранимый в памяти (так как его функция правдоподобия максимальна), вычисляются его продолжения и их функции правдоподобия и т. д. Процесс декодирования заканчивается тогда, когда длина пути, который должен быть продолжен, достигает некоторой заданной величины L .

Поясним рассматриваемый алгоритм Зигангирова — Джелинека на примере.

Пронумеруем узлы кодового дерева, изображенного на рис. 120, например, так, как это показано на рис. 121, и пусть функции правдоподобия ребер имеют значения, указанные над каждым ребром. Для обозначения путей будем указывать номер тех узлов, в которых эти пути оканчиваются. Тогда значение функции правдоподобия какого-либо пути получается суммированием функций правдоподобия соответствующих ребер, например, правдоподобие пути с номером 23 равно $-6 + 1 - 4 - 6 = -15$. Состояния памяти декодера будут изменяться в соответствии с табл. 13. В этой таблице пути, хранимые в памяти декодера, упорядочены в порядке убывания (точнее, невозрастания) их функций правдоподобия.

Т а б л и ц а 13

Номер шага декодирования	Пути, хранимые в памяти декодера	Функции правдоподобия хранимых путей
0	0	0
1	1, 2	1, -6
2	3, 4, 2	-3, -3, -6
3	4, 2, 7, 8	-3, -6, -7, -7
4	9, 2, 7, 8, 10	-2, -6, -7, -7, -9
5	19, 2, 7, 8, 20, 10	-1, -6, -7, -7, -8, -9

Если окончание декодирования предполагалось при достижении наиболее правдоподобным путем длины $L = 8$ кодовых символов (т. е. четырех информационных символов), то, как следует из табл. 13, в рассматриваемом примере декодирование заканчивается на пятом шаге, поскольку путь под номером 19 данной длины L имеет максимальное правдоподобие, равное — 1. Этому пути соответствует последовательность информационных символов 0100, которая выдается потребителю.

Как следует из проведенного рассмотрения, алгоритм Зигангирова — Джелинека при реализации требует большой емкости оперативной памяти (памяти путей и их метрик) с адресной выборкой и упорядочением ее содержимого (т. е. «кпы памяти»), чем и объясняется его название «стэк-алгоритм». Количество вычислений на один декодированный информационный символ, которые производит декодер при данном алгоритме декодирования, является случайной величиной, что характерно для всех алгоритмов последовательного декодирования, так как все они являются вероятностными. Количество производимых декодером вычислений тем меньше, чем ниже уровень шума в канале, т. е. чем меньше вероятность ошибок при приеме кодовых символов в первой решающей схеме приемника. Для компенсации этой неравномерности вычислений при всех алгоритмах последовательного декодирования требуется включение буферного ЗУ между собственно последовательным декодером и первой решающей схемой приемника. Однако в том случае, когда объем производимых вычислений оказывается очень большим («всплеск вычислений», соответствующий «плохому» состоянию канала связи), возможно переполнение буферного ЗУ, что приводит к отказу в декодировании. Это является недостатком всех методов последовательного декодирования. Однако сложность этих методов либо слабо, либо совсем не зависит от длины кодовых ограничений, что позволяет использовать большую длину кодовых ограничений, а следовательно, достигнуть большой эффективности корректирующего сверточного кода.

Таким образом, структурная схема декодера Зигангирова — Джелинека будет выглядеть аналогично схеме декодера Витерби (рис. 118) с той разницей, что на входе декодера включено буферное ЗУ, куда поступают символы с первой решающей схемы приемника.

Другим алгоритмом последовательного декодирования, который наиболее часто употребляется в настоящее время и позволяет исключить «кипу памяти», необходимую при реализации алгоритма Зигангирова — Джелинека, является алгоритм Фано. Он также состоит в поиске правильного пути по кодовому дереву и критерием правильности выбора пути является также функция правдоподобия. При поиске правильного пути декодер стремится выбирать ребра дерева с возможно большими значениями функции правдоподобия, что соответствует минимуму расстояния Хемминга между последовательностями кодовых символов генерируемого и принятого ребра. Вычисленное текущее значение функции правдоподобия исследуемого пути при этом сравнивается с порогом, значения которого меняются с определенным шагом, возрастая по мере продвижения вглубь дерева, т. е. возрастая с ростом функции

правдоподобия истинного пути. При появлении ошибок в принимаемой последовательности кодовых символов порог понижается в том случае, когда становится ясным, что не находится ни одного пути по дереву, удовлетворяющего текущему порогу. Если при наиболее низком пороге удовлетворительного пути не находится, декодер возвращается назад по дереву и анализирует ранее необследованные пути до тех пор, пока он вновь не найдет путь, все узлы которого лежат выше порога.

Двигаясь таким образом, декодер в конечном итоге продвинется достаточно далеко по дереву и на выбранном им пути с высокой вероятностью первое выбранное ребро будет правильным и из-за него не придется возвращаться назад по дереву. В этом случае информационные символы, соответствующие этому ребру, выдаются получателю и декодер стирает из буферного ЗУ кодовые символы, принадлежащие этому ребру.

В любой момент времени декодер хранит в качестве декодируемого пути только одну последовательность выбранных им ребер, и подобный порядок выбора истинного пути позволяет исключить «кипу памяти» рассмотренного выше алгоритма Зигангинова — Джелинека. При этом, однако, ухудшается распределение вероятностей количества вычислений, производимых декодером. Кроме того, алгоритм Фано не будет алгоритмом максимального правдоподобия, хотя и близок к нему.

Недостатки всех методов последовательного декодирования — неравномерность во времени потребного количества вычислений и связанная с этим вероятность переполнения буферного ЗУ, что приводит к отказу в декодировании — характерны также и для алгоритма Фано. Однако его сложность не зависит от длины кодового ограничения, что позволяет использовать его, в отличие от алгоритма Витерби, при больших длинах кодовых ограничений, т. е. при малых вероятностях ошибки на декодированный символ. Подробное исследование количественных характеристик алгоритма Фано содержится в [17, 31].

Для борьбы с отказами в декодировании при методах последовательного декодирования, кроме очевидных способов увеличения объема буферного ЗУ и быстродействия декодера, можно через определенное заранее число информационных символов, соответствующее с заданной вероятностью времени наступления отказа в декодировании, передавать последовательность заранее известных символов, например последовательность нулей. Тем самым декодер устанавливается на заведомо правильный путь по дереву. В случае наличия обратного канала возможна организация переспроса при наступлении отказа в декодировании.

Из-за присущей сверточным кодам непрерывности в обработке информации их синхронизация при декодировании осуществляется много проще, чем при блочном кодировании. В частности, не требуется словной синхронизации, без которой правильное декодирование блочковых кодов, как правило, невозможно. Однако для всех методов декодирования сверточных кодов, как уже указывалось, необходима надежная синхронизация по узлам кодового дерева (узловая синхронизация), т. е. синхронизация по группам символов, соответствующих

одному циклу опроса коммутатора кодера. Для этого можно использовать тот факт, что функция правдоподобия лучшего пути по дереву при правильной узловой синхронизации растет существенно быстрее, чем при ее отсутствии.

Рассмотрим, например, декодер Витерби в канале с гауссовским шумом и жесткими решениями. Тогда, выбрав в качестве метрики путей расстояние Хемминга между принимаемой последовательностью кодовых символов и последовательностями, соответствующими возможным путям по дереву, можно утверждать, что среднее значение метрики лучшего пути при правильной узловой синхронизации будет равно np , где n — число кодовых символов на длине пути, p — вероятность ошибки на кодовый символ в первой решающей схеме. С другой стороны, если узловой синхронизации нет, то среднее значение метрики этого пути будет равно np' , где p' — скорость роста метрики лучшего пути при отсутствии узловой синхронизации, определяемая свойствами используемого сверточного кода и имеющая порядок $1/2$.

Простой способ использования этого обстоятельства для установления узловой синхронизации заключается в применении реверсивного счетчика. Содержимое этого счетчика увеличивается на m единиц всякий раз, когда метрика лучшего пути увеличивается на единицу и содержимое уменьшается на единицу при декодировании каждого очередного информационного символа. Параметр m выбирается таким образом, чтобы среднее значение содержимого счетчика уменьшалось при наличии узловой синхронизации и, соответственно, возрастало при ее отсутствии. Первое условие требует выполнения неравенства $mp < 1$, а второе — неравенства $mp' > 1$. Превышение при счете некоторого заранее установленного порога M должно приводить к изменению положения узловой синхронизации, т. е. вызывать переход к следующей фазе последовательности кодовых символов, соответствующих одному ребру дерева.

Используя эти неравенства, из оценок свободных расстояний сверточных кодов, имеющих скорость $R = 1/2$, можно получить, что параметр $m = 8-9$. Вообще параметры m и M будут определять среднее время установления узловой синхронизации и среднее время до первого сбоя синхронизации, первое из которых требуется минимизировать, а второе — максимизировать посредством оптимального выбора параметров m и M . Для подобной оптимизации можно использовать аналитические методы, заключающиеся в составлении и решении соответствующих уравнений Фоккера — Планка, либо имитационное моделирование на ЭВМ.

Сверточные коды и рассмотренные алгоритмы декодирования (по максимуму правдоподобия или близкие к нему) находят основное применение в системах космической и спутниковой связи. Это объясняется тем, что каналы связи в этих системах близки по своим свойствам к каналам с белым гауссовским шумом, которые являются симметричными каналами без памяти. Для подобных систем характерны жесткие ограничения по мощности передаваемого сигнала, поэтому для них важно осуществить наиболее эффективное кодирование и декодирование, позволяющее уменьшить вероятность ошибки на декодированный инфор-

мационный символ при малом энергетическом потенциале. Вместе с тем, подобные системы достаточно уникальны, что позволяет мириться со сложностью наземного декодирующего оборудования.

Обычно в этих системах осуществляется связь на большие расстояния, что приводит к большим временным задержкам. Это часто препятствует организации передачи информации с обратным каналом (например, с переспросом), что позволяет использовать простые методы кодирования и декодирования, характерные для наземных каналов.

Г Л А В А 7

Когерентные радиолинии

7.1. Прием сигнала в когерентной радиолинии

Необходимость достоверного приема информации при больших дальностях и жестких ограничениях на габаритные размеры и массу радиоаппаратуры в значительной мере определяет всю структуру радиолинии. Как правило, приемный тракт должен проектироваться таким образом, чтобы в нем практически отсутствовало подавление сигнала шумом. Этого можно достичь, например, если на входе нелинейных элементов (детекторов) обеспечить значительное превышение мощности сигнала над шумом. В реальных радиолиниях такие условия сравнительно просто создаются при импульсных методах модуляции сигнала, например при ВИМ-АМ. Однако в ряде случаев импульсные сигналы оказываются неудобными для применения. Прежде всего необходимость получения большой импульсной мощности создает дополнительные трудности при проектировании бортовых передатчиков. Кроме того, импульсный режим затрудняет совмещение линий передачи информации с траекторными измерениями, поскольку он мало пригоден для точного измерения скорости по доплеровскому смещению частоты. По этим причинам широкое применение находят непрерывные радиосигналы со сравнительно небольшой мощностью на входе приемного устройства. Чтобы такой сигнал не подавлялся шумом, для его демодуляции применяют линейные параметрические схемы — синхронные (или фазовые) детекторы.

В большинстве случаев непрерывный радиосигнал используется для передачи цифровой информации. Поэтому на первой ступени чаще всего имеет место кодово-импульсная модуляция (КИМ). Применяются сигналы с двумя степенями модуляции (КИМ — ФМ, КИМ-ЧМ), при которых последовательность символов (КИМ) непосредственно модулирует несущую. Существуют также трехступенчатые методы модуляции с поднесущими (КИМ — ЧМ — ФМ, КИМ — ФМ — ФМ) [3]. Непосредственная модуляция несущей позволяет более экономно расходовать полосу частот, отведенную для радиолинии. Такие сигналы более пригодны для высоких скоростей передачи информации, что наиболее характерно для линий сравнительно малой протяженности (до несколь-

ких тысяч километров). На таких линиях при реальных мощностях и размерах антенн достигается скорость передачи информации порядка миллиона двоичных символов в секунду [41]. Наличие в сигнале поднесущих соответственно расширяет полосу занимаемых частот. Однако такая структура сигнала оказывается более удобной для построения демодуляторов, особенно в совмещенных радиоприемниках. На поднесущих может быть создана еще дополнительная частотная селекция, защищающая радиоприемник от сосредоточенных помех. Сигналы в поднесущих наиболее характерны для радиоприемников дальнего космоса с протяженностью в сотни миллионов километров. На таких дальностях может быть достигнута скорость передачи информации порядка тысяч двоичных символов в секунду [41].

Рассматривая проектирование радиоприемника, предназначенной для работы с низким энергетическим потенциалом, естественно прежде всего исследовать оптимальную структуру приемного тракта для заданного сигнала.

Как известно [13, 3], для оптимального определения параметров сигнала следует сформировать функцию правдоподобия и отыскать ее максимум, что соответствует нахождению максимума функции трех аргументов $Z(I, \omega, \tau)$.

Оценки частоты ω , задержки τ и номера кода I приходится определять путем поиска в трехмерном пространстве максимального значения Z . Нетрудно видеть, что попытка практической реализации такого поиска должна привести к чрезвычайно сложной структуре приемного устройства. Действительно, зависимость $Z(\omega, \tau)$ для фиксированного номера I представляет собой многомодальную двумерную функцию, размеры главного пика которой составляют по оси задержек (τ) порядка длительности символа τ_0 и по оси частот (ω) порядка $1/T_n$ (T_n — время наблюдения). Если поиск производить дискретно, то чтобы не пропустить главный пик, необходимо размер шага делать соответственно меньшим размеров пика, а следовательно, число шагов потребуется порядка

$$k_{\text{ш}} \gg (\tau_a/\tau_0) \Delta f_a T_n,$$

где $\tau_a, \Delta f_a$ — априорно заданный диапазон поиска по задержке и по частоте соответственно.

Если еще учесть, что такой поиск придется производить для каждого номера I , то всего потребуется $m_k k_{\text{ш}}$ шагов, где m_k — полное число возможных кодовых комбинаций в КИМ-сигнале ($1 \leq I \leq m_k$).

В реальных ситуациях число $m_k k_{\text{ш}}$ может оказаться очень велико и такой трехмерный поиск будет практически нереализуем. Из сказанного вытекает, что в данном случае целесообразно строить приемный тракт радиоприемника непосредственно по принципу оптимального приемника.

Анализ оптимального приема при различных предположениях о исходном сигнале позволяет получить предельные оценки показателей, с которыми полезно сравнить соответствующие показатели реальной радиоприемника. Это вопрос рассмотрен в ряде работ [13, 3].

В [13] показано, что вероятность ошибки $p_{\text{ош}}$ при оптимальном различении одной из m_k равнокоррелированных кодовых последовательностей, при коэффициенте взаимной корреляции ρ_k определяется приближенной формулой

$$(E/2N_0)(1 - \rho_k) \simeq \ln(m_k - 1) - 2 \ln p_{\text{ош}} - 2,8, \quad (51)$$

где E — полная энергия сигнала; N_0 — спектральная плотность мощности белого шума.

Для оценки вероятности ошибки при оптимальном различении двух сигналов S_1 и S_2 с равной энергией E можно пользоваться следующим соотношением

$$p_{\text{ош}} = 0,5 [1 - \Phi(\sqrt{E(1 - \rho_k)/N_0})], \quad (52)$$

где

$$\rho_k = (1/E) \int_{-\infty}^{\infty} S_1(t) S_2(t) dt; \quad (53)$$

ρ_k — коэффициент взаимной корреляции сигналов $S_1(t)$, $S_2(t)$; Φ — интеграл вероятности.

Формулы (51) и (52) соответствуют случаю различения полностью известных сигналов, т. е. идеальным условиям приема и, следовательно, определяют теоретический предел при заданном энергетическом отношении E/N_0 .

Отказываясь от оптимального построения радиолинии, мы, естественно, проигрываем в использовании энергии сигнала, т. е. для получения той же вероятности ошибки потребуется затратить больше энергии. Однако выигрыш в простоте и надежности построения системы может вполне компенсировать эти потери.

Существуют различные пути, позволяющие упростить радиолинию. Один из них состоит в том, чтобы поиск неизвестных параметров сигнала проводить последовательно, по этапам. Вначале определяется частота и фаза несущей. Когда эти параметры становятся известными, они используются для создания когерентного опорного напряжения, необходимого для демодуляции входного сигнала с помощью синхронного (или фазового) детектора. Синхронный детектор выполняет операцию перемножения принятой реализации сигнала и шума на опорное напряжение. Если в качестве опорного используется гармоническое колебание, то в результате детектирования весь спектр входного процесса смещается в область низких частот на величину опорной частоты. При совпадении частоты и фазы опорного колебания с частотой и фазой несущей сигнала происходит выделение амплитудной модуляции. Если же фазу опорного повернуть на $\pi/2$, то на выходе детектора выделяется последовательность символов, содержащаяся в фазовой модуляции. Синхронный детектор при опорном напряжении, идеально когерентном с несущей сигнала, не вносит каких-либо дополнительных потерь по сравнению со схемой оптимального приема. Поэтому главная задача проектировщика сводится к получению достаточно хорошего когерентного опорного напряжения. Для этого нельзя ограничиться

применением местного гетеродина, по номинальным параметрам совпадающего с передатчиком. Причина как раз и состоит в неизвестности частоты входного сигнала из-за нестабильности генераторов, изменения параметров трассы, доплеровских смещений. Гетеродин, вырабатывающий опорное напряжение, приходится подстраивать под несущую принятого сигнала. Это достигается в помощью системы фазовой автоподстройки частоты (ФАП).

Радиолинии, в приемном тракте которых для демодуляции несущей используется когерентное опорное колебание, получили название *когерентных радиолиний* (рис. 122). В качестве демодуляторов несущей здесь применяется синхронный детектор, а опорное напряжение

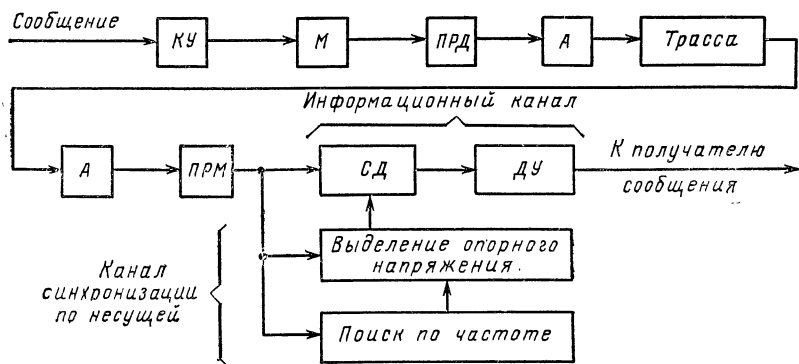


Рис. 122 Структурная схема когерентной радиолинии:

КУ — кодирующее устройство, А — антенна; ДУ — декодирующее устройство; М — модулятор; ПРД — передатчик; ПРМ — приемник; СД — синхронный детектор

ние, как правило, создается с помощью ФАП с дополнительными устройствами для поиска и захвата частоты.

В настоящее время когерентные радиолинии по своим характеристикам позволяют наиболее близко подойти к условиям оптимального приема непрерывных сигналов, удовлетворяя в то же время требованиям простой технической реализации.

Существует несколько различных принципов построения когерентных радиолиний. Первый принцип основан на том, что в спектре радиосигнала специально оставляется составляющая достаточной мощности на несущей частоте. Именно эта составляющая используется для синхронизации в системе фазовой автоподстройки, действие которой как бы эквивалентно узкополосному фильтру, выделяющему несущую. Чтобы ФАП захватил нужную гармонику, необходим, как правило, поиск по частоте в заданном диапазоне Δf_a . Однако в отличие от оптимального приема этот поиск является одномерным, а не трёхмерным и, следовательно, значительно проще реализуется. Опорное напряжение, выдаваемое системой ФАП, не идеально. Действие шумов приводит к флуктуациям фазы опорного напряжения, и, как следствие, к ухудшению работы синхронного детектора. Чтобы эти флуктуации были малы, необходима достаточная мощность составляющей сигнала на не-

сушей частоте. Но эта составляющая не несет полезной информации и, с точки зрения передачи сообщений, энергия на нее расходуется напрасно. Этот расход и есть, по существу, плата за возможность более простой реализации радиолинии по сравнению со случаем оптимального приема сигнала, у которого вся энергия расходуется только для передачи дискретных сообщений.

Другой принцип предусматривает использование сигнала с полностью подавленной несущей. Чтобы обеспечить работу ФАП, в канале синхронизации сигнал подвергается нелинейному преобразованию, при котором несущая восстанавливается. В этом случае также приходится платить дополнительным расходом энергии за упрощение технической реализации. Потери здесь возникают при нелинейном преобразовании для восстановления несущей и требуется увеличение общей мощности сигнала, чтобы их скомпенсировать.

7.2. Получение когерентного опорного колебания при наличии несущей в принимаемом сигнале

Сигнал с модуляцией КИМ—АМ всегда содержит спектральную составляющую на несущей частоте. Ее мощность зависит от соотношения нулей и единиц в передаваемом сообщении. Если их количество в среднем одинаково, то на несущую приходится половина полной мощности сигнала. В большинстве случаев такой расход мощности неоправданно велик, поскольку тракт синхронизации узкополосный и синхронизация ФАП может быть обеспечена при значительно меньших затратах. Это обстоятельство является существенным недостатком сигнала с амплитудной модуляцией.

Спектр сигнала КИМ—ФМ, в общем, имеет такую же форму, однако соотношения мощностей здесь другие. При произвольном индексе фазовой модуляции сигнал КИМ—ФМ можно записать в виде

$$u_c(t) = U_c \sin [\omega_0 t + \psi P_c(t)], \quad (54)$$

где ψ — девиация фазы, которая выбирается в пределах $0 - \pi/2$; $P_c(t)$ — последовательность положительных и отрицательных прямоугольных импульсов с единичной амплитудой и длительностью τ_0 . Эта последовательность отображает передаваемое сообщение. Будем считать, что единицы и нули в сообщении передаются случайно, независимо друг от друга, с вероятностями p (1) и $1 - p$ (1) соответственно (единица соответствует положительному импульсу, нуль — отрицательному).

Спектр такого сигнала является смешанным, т. е. имеет дискретную и непрерывную части [3]. Дискретная часть состоит из одной гармоники на частоте ω_0 с амплитудой A_{ω_0} и фазой η_0 , причем

$$A_{\omega_0} = U_c \sqrt{\cos^2 \psi + [2p(1) - 1]^2 \sin^2 \psi}; \quad (55)$$

$$\eta_0 = -\arctg \{ [1 - 2p(1)] \tg \psi \}. \quad (56)$$

Непрерывная часть спектра связана со случайным чередованием нулей и единиц в сообщении. Для нее может быть определена спектральная плотность мощности, которая выражается следующим соотношением:

$$G(\omega) = 2U_0^2 p(1) [1 - p(1)] \sin^2 \psi \tau_0 \{ \sin^2 [(\omega - \omega_0) \tau_0 / 2] \} / \{ (\omega - \omega_0) \tau_0 / 2 \}^2. \quad (57)$$

Такой спектр изображен на рис. 123. Как видно из приведенных соотношений, мощность гармоник на несущей частоте зависит от девиации фазы ψ . Изменяя эту величину, можно перераспределять мощность между каналом синхронизации и информационным каналом, добиваясь оптимального режима работы системы в целом. В частности, при симметричном потоке символов ($p(1) = 1/2$), изменяя ψ от 0 до $\pi/2$, можно получить любое распределение мощности между двумя каналами (от 0 до 100%).

Рассматривая работу канала синхронизации, следует обратить внимание на наличие в нем специфической помехи, связанной с передаваемым сообщением в сигнале КИМ—ФМ. Как видно из рис. 123, непрерывная

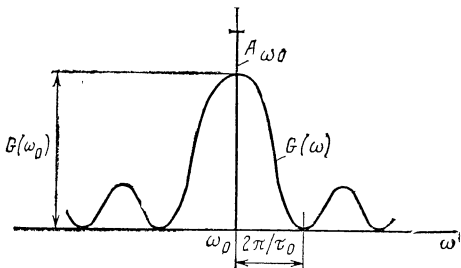


Рис. 123. Спектр сигнала КИМ — ФМ

часть спектра вплотную прилегает к дискретной составляющей, и, следовательно, как бы ни была узка полоса пропускания канала синхронизации, в нее обязательно попадает часть мощности от непрерывного спектра. Это приведет к дополнительным флуктуациям фазы опорного напряжения, не связанным с действием шумов и не исчезающим при повышении мощности сигнала. Указанный недостаток пропадает, если усложнить передаваемый сигнал введением дополнительной промежуточной ступени модуляции на поднесущей, т. е. перейти к сигналам КИМ — ЧМ — ФМ или КИМ—ФМ — ФМ. В первом случае символы сигнала КИМ заполняются колебаниями разной частоты для нулей и единиц. Часто эти колебания делаются прямоугольной формы (меандр), чтобы упростить работу фазового модулятора на последней ступени. Подчеркивая это обстоятельство, такой сигнал иногда обозначают как КИМ—ЧИМ — ФМ [3].

Аналитическая запись этого сигнала имеет вид

$$u_c(t) = U_0 \sin[\omega_0 t + \psi e(t)], \quad (58)$$

где

$$e(t) = 0,5 [1 + P_0(t)] P_m(\omega_1 t) + 0,5 [1 - P_0(t)] P_m(\omega_2 t). \quad (59)$$

Здесь $P_0(t)$ имеет тот же смысл, что и в выражении (54), а $P_m(\omega_1 t)$ и $P_m(\omega_2 t)$ — колебания прямоугольной формы единичной амплитуды (меандры) с частотами ω_1 и ω_2 , используемые на второй ступени модуляции сигнала. Обычно эти частоты выбирают существенно раз-

личными, так что $\Pi_M(\omega_1 t)$ и $\Pi_M(\omega_2 t)$ можно считать взаимно ортогональными.

Общий вид спектра рассматриваемого сигнала [3] изображен на рис. 124. Здесь также имеется дискретная и непрерывная часть. Амплитуда дискретной составляющей на несущей частоте определяется девиацией фазы, т. е. параметрами фазового модулятора в передатчике. Другие дискретные составляющие на частотах $\omega_0 \pm \omega_1$, $\omega_0 \pm \omega_2$, $\omega_0 \pm 3\omega_1$, $\omega_0 \pm 3\omega_2$ и т. д. зависят еще от вероятности появления единицы в сообщении $p(1)$. Непрерывная часть спектра состоит из ряда одинаковых по форме «пиков», которые описываются выражениями, сходными с (57). Существенно, что непрерывная часть спектра не при-

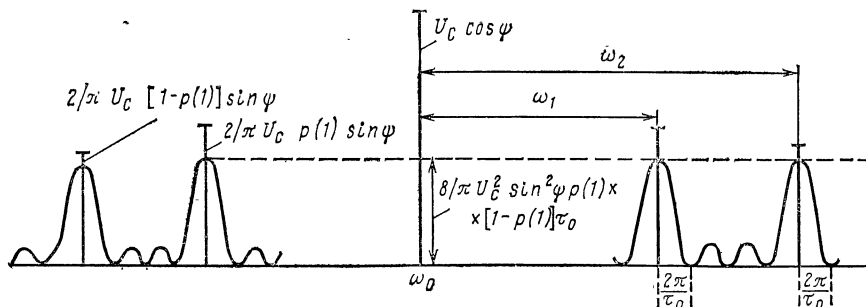


Рис. 124 Спектр сигнала КИМ — ЧИМ — ФМ

мыкает к несущей частоте ω_0 и если низшая из частот модуляции ω_1 взята достаточно большой, в канале синхронизации не будет возникать никаких дополнительных помех.

Таким образом, сигнал КИМ—ЧИМ—ФМ обеспечивает лучшие условия работы канала синхронизации, чем сигнал КИМ—ФМ. Однако при этом ухудшается достоверность приема символов в канале информации.

Сравним, например, вероятности ошибок, которые получаются для приема двоичных символов при использовании первого и второго сигналов. Взяв за основу формулы (52) и (53), видим, что при равных энергетических отношениях (E/N_0) вероятность ошибки будет определяться коэффициентом взаимной корреляции (ρ_K). При КИМ-ФМ сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$, соответствующие передаче единицы и нуля, представляют собой на интервале τ_0 гармонические колебания одной частоты, отличающиеся по фазе на угол 2ψ . Подставив соответствующие выражения в (53), найдем для первого сигнала (КИМ—ФМ) при $\omega_0 \tau_0 \gg 1$

$$\rho_{K1} = \cos 2\psi_1$$

и, следовательно, вероятность ошибки

$$p'_{\text{ош}} = 0,5 [1 - \Phi(\sqrt{2E/N_0} \sin^2 \psi_1)]. \quad (60)$$

Для сигнала КИМ—ЧИМ—ФМ следует в качестве $S_1(t)$ и $S_2(t)$ взять в соответствии с (58), (59)

$$\begin{aligned} S_1(t) &= U_c \sin [\omega_0 t + \psi \Pi_M(\omega_1 t)]; \\ S_2(t) &= U_c \sin [\omega_0 t + \psi \Pi_M(\omega_2 t)]. \end{aligned} \quad (61)$$

Подставляя эти выражения в (53) и учитывая ортогональность меандров $\Pi_M(\omega_1 t)$ и $\Pi_M(\omega_2 t)$, найдем для тех же условий

$$\rho_{K2} = \cos^2 \psi_2$$

и

$$p_{\text{ош}}'' = 0,5[1 - \Phi(\sqrt{E/N_0} \sin^2 \psi_2)] \quad (62)$$

Сравнивая выражения (60) и (62), видим, что в одинаковых условиях, когда вся энергия обоих сигналов затрачивается на передачу информации ($\psi = \pi/2$), сигнал КИМ—ФМ требует вдвое меньшей энергии для обеспечения той же вероятности ошибки.

Как отмечалось выше, канал синхронизации по несущей частоте строится на основе системы фазовой автоподстройки частоты гетеродина приходящим сигналом. В настоящее время создана достаточно развитая теория как аналоговых [3, 9, 46], так и цифровых или цифро-аналоговых [59] систем ФАП. Если ФАП выделяет гармоническое опорное колебание для синхронного детектора, ее работу удобно характеризовать фазовой погрешностью, которая определяется как разность фаз между сигналом гетеродина и идеальным опорным напряжением. Фазовая погрешность возникает вследствие ряда причин и соответственно может быть представлена в виде суммы различных составляющих. Первая из них характеризует динамическую погрешность, которая появляется из-за инерционности контура автоподстройки и зависит от характера изменений несущей частоты в сигнале. В современных системах ФАП применяются следящие системы со вторым и даже третьим порядком астатизма [59], позволяющие отслеживать без ошибок линейно меняющуюся частоту. При изменении частоты по более сложному закону, а также в течение переходного процесса после включения, динамическая погрешность оказывается обратно пропорциональной шумовой полосе контура ФАП. Вторая составляющая фазовой погрешности является следствием влияния входных шумов и оценивается дисперсией:

$$\sigma_\phi^2 \simeq N_0 \Delta f_{\text{ш}} / P_{\text{сн}}, \quad (63)$$

где N_0 — спектральная плотность мощности широкополосного шума на входе ФАП; $P_{\text{сн}}$ — мощность спектральной составляющей сигнала, используемой для синхронизации; $\Delta f_{\text{ш}}$ — шумовая полоса ФАП.

Формула (63) справедлива, когда в пределах шумовой полосы содержится одна дискретная составляющая сигнала, и описывает только малые флуктуации фазы ($\sigma_\phi \ll \pi/2$).

Если в спектре сигнала имеется непрерывная часть, значительно перекрывающая полосу ФАП, то в фазовой погрешности возникает еще одна составляющая флуктуационного типа, по характеру напоминающая шумовую, но независимая от полной мощности сигнала. Ее также можно оценивать формулой (63), если вместо N_0 подставить спектральную плотность непрерывной части спектра сигнала.

Другие компоненты фазовой погрешности связаны с особенностью аппаратного исполнения (временной дискретностью и квантованием сигнала, неидеальностью дискриминатора и др.) [59].

Очевидно, что в правильно спроектированной радиолинии полная фазовая погрешность должна быть достаточно малой (практически не превышать 30—40°). Ею можно пренебречь, рассматривая работу синхронного детектора. Это же обстоятельство позволяет существенно упростить расчеты ФАП за счет линеаризации ее звеньев.

Проектируя радиолинию, естественно, нельзя ограничиваться учетом требований, предъявляемых только какой-то одной ее частью. Обычно приходится искать решение оптимальное по каким-либо общим критериям, что часто представляет собой определенные трудности.

Применительно к рассматриваемой проблеме проследим, как может решаться подобный вопрос о целесообразном выборе типа сигнала для проектируемой когерентной радиолинии. Предположим, что предстоит выбрать один из двух возможных сигналов КИМ — ФМ или КИМ — ЧИМ — ФМ, причем решено для получения опорного напряжения в синхронном детекторе, а также для измерения доплеровского сдвига частоты в канале синхронизации использовать ФАП, выделяющую составляющую на несущей частоте. Как следует из вышесказанного, сигнал КИМ — ФМ даст лучшие условия для информационного канала (при идеальной синхронизации), а КИМ — ЧИМ — ФМ выгоднее для канала синхронизации.

Обобщенное сравнение можно получить, если потребовать, чтобы для обоих сигналов были одинаковыми как фазовые погрешности в канале синхронизации, так и вероятности ошибок при приеме символов в информационном канале. При этом условии лучшим будем считать тот сигнал, для которого потребуется меньший расход энергии. Сравнивая фазовые погрешности, будем учитывать только флуктуационные составляющие, полагая, что остальные могут быть сделаны одинаковыми. Тогда для первого сигнала КИМ — ФМ дисперсия фазовой погрешности может быть найдана как сумма двух слагаемых. Первое из-за действия шума — по формуле (63), где $P_{сн} = (A_0^2/2)$ определяется из (55) и второе — из-за действия модуляции сигнала. Это слагаемое также определяется формулой (63), если вместо N_0 подставить спектральную плотность на ω_0 из (57)

$$G(\omega_0) = 2U_c^2 p(1) [1 - p(1)] \sin^2 \psi_{т_1}. \quad (64)$$

Полагая, для простоты $p(1) = 1/2$, получим для КИМ — ФМ

$$\sigma_{\Phi_1}^2 = N_0 \Delta f_{ш} / P_{с1} \cos^2 \psi_1 + \operatorname{tg}^2 \psi_1 \Delta f_{ш} \tau_0 / 2, \quad (65)$$

где $P_{с1}$ — полная мощность первого сигнала (КИМ — ФМ); ψ_1 — девиация фазы в первом сигнале.

Для второго сигнала (КИМ — ЧИМ — ФМ) следует учесть только шумовую составляющую и, следовательно,

$$\sigma_{\Phi_2}^2 = N_0 \Delta f_{ш} / P_{с2} \cos^2 \psi_2, \quad (66)$$

где $P_{с2}$ и ψ_2 — полная мощность и девиация фазы второго сигнала.

Для оценки вероятностей ошибок в информационном канале используем соотношения (60) и (62). Заметим, что для обоих сигналов энергия E равна произведению соответствующей мощности P_c на длитель-

ность символа τ_0 . Приравнявая фазовые погрешности и вероятности ошибок, получаем систему из двух уравнений

$$\left. \begin{aligned} h_{02} \sin^2 \psi_2 &= 2h_{01} \sin^2 \psi_1 \\ 1/h_{02} \cos^2 \psi_2 &= (1/2) \operatorname{tg}^2 \psi_1 + 1/h_{01} \cos^2 \psi_1 \end{aligned} \right\}, \quad (67)$$

где $h_{01} = P_{c1} \tau_0 / N_0$; $h_{02} = P_{c2} \tau_0 / N_0$ (h_0 — энергетическое отношение на один символ).

Шумовые полосы ($\Delta f_{\text{ш}}$), длительности символов (τ_0) и спектральные плотности шумов (N_0) в обоих случаях считаются одинаковыми.

Решая систему уравнений (67), найдем соотношение, необходимое для обеспечения равных условий в обоих каналах:

$$h_{01}/h_{02} = (1 + a_1/2)/(1 + (1 + a_1) \sin^2 \psi_1), \quad (68)$$

где $a_1 = h_{01} \sin^2 \psi_1$.

Заметим, что параметр a_1 , согласно (67), полностью определяет вероятность ошибки $p'_{\text{ош}}$ и, следовательно, должен быть взят достаточно большим. Полагая, что нас могут удовлетворить вероятности ошибок не более 10^{-3} , имеем условие $a_1 \geq 4,5$. Тогда из (68) видно, что отношение h_{01}/h_{02} может быть как больше, так и меньше единицы, в зависимости от принятого значения ψ_1 . Граничное значение ψ_1 , при котором энергетические отношения одинаковы, зависит, вообще говоря, от a_1 , но с учетом условия $a_1 > 4,5$ лежит в узких пределах $40-45^\circ$. Следовательно, если в сигнале КИМ—ФМ обеспечить девиацию фазы больше 45° , то он оказывается энергетически выгоднее, чем сигнал КИМ — ЧИМ — ФМ. Что может помешать установлению большой фазовой девиации? Чтобы ответить на этот вопрос, следует обратиться к формуле (65), из которой видно, что увеличение ψ_1 повлечет за собой увеличение флуктуаций фазовой погрешности. Но уже отмечалось, что ее нужно сделать достаточно малой, а при большом ψ_1 для этого остается только один путь — уменьшать величину ($\Delta f_{\text{ш}} \tau_0$). Это далеко не всегда возможно. Длительность символа τ_0 часто оказывается заданной требуемой скоростью передачи информации, а уменьшению $\Delta f_{\text{ш}}$ препятствует появление больших динамических погрешностей ФАП. Пусть, например, принято, что флуктуации фазы опорного напряжения не должны выходить за пределы $\pm 40^\circ$ (т. е. $\sigma_{\varphi_1} \leq 0,22$). Тогда согласно (65) условие, определяющее возможность работы ФАП, запишется в виде

$$\Delta f_{\text{ш}} \tau_0 \leq 0,05 / (1/2 + 1/a_1) \operatorname{tg}^2 \psi_1. \quad (69)$$

Если взять $\psi_1 \geq 45^\circ$ и учесть, что a_1 велико, то можно сделать вывод, что сигнал КИМ — ФМ выгоднее применять в тех радиопередачах, где выполняется условие $\Delta f_{\text{ш}} \tau_0 \leq 0,1$. Как отмечалось в § 7.1, в радиопередачах не очень большой дальности скорости передачи информации могут доходить до 10^8 дв. симв./с, а следовательно, τ_0 имеет порядок единиц микросекунд. Шумовые полосы ФАП, даже с учетом плохо известной динамики изменения частоты, редко превышают десятки кГц. Следовательно, в таких линиях величина $\Delta f_{\text{ш}} \tau_0$ будет порядка 10^{-2}

и применение КИМ — ФМ имеет явные преимущества. При больших дальностях, когда скорости передачи информации не превышают 10^3 дв. сим./с, уже при $\Delta f_{\text{ш}} > 100$ Гц более выгодным оказывается сигнал КИМ — ЧИМ — ФМ.

Оценивая полученные формулы, следует помнить, что они справедливы, вообще говоря, только в рамках принятой модели. В частности, при описании модели сигнала мы предположили, что символы КИМ независимы. Если это не справедливо, спектр сигнала КИМ — ФМ может сильно отличаться от показанного на рис. 123. Существенно, что связи между соседними символами могут привести к увеличению спектральной плотности мощности вблизи частоты ω_0 , а следовательно, к увеличению составляющей фазовой погрешности в системе ФАП. Действительно, допустим, что в потоке символов вероятны серии, состоящие из одних единиц (или нулей), идущих подряд. Нетрудно видеть, что если длина такой серии больше постоянной времени контура ФАП (порядка $1/\Delta f_{\text{ш}}$), то фаза подстраиваемого гетеродина будет устанавливаться равной ψ (при единицах) или $(-\psi)$ при нулях. Следовательно, размах отклонений может доходить до $\pm\psi$, что значительно больше, чем вытекает из соотношения (65). Это явление может значительно ухудшить результаты синхронного детектирования сигнала КИМ — ФМ. Поэтому иногда принимают специальные меры, чтобы в КИМ-сигнале не было длинных серий одинаковых символов. Достигается это применением специальных способов кодирования. Например, КИМ-сигнал умножают на меандр тактовой частоты ($1/2 \tau_0$), в результате чего серия одинаковых символов превращается в знакопеременную.

7.3. Получение когерентного опорного колебания при полностью подавленной несущей сигнала

Сигнал с подавленной несущей позволяет всю имеющуюся энергию использовать для различения символов в информационном канале. Это непосредственно вытекает, например, из анализа формул (55) и (60) для КИМ — ФМ. Действительно, согласно (55) подавление несущей при симметричном потоке символов ($p(1) = 1/2$) достигается при $\psi = \pi/2$, что соответствует максимальному использованию энергии для различения символов, так как в формуле (60) $\sin \psi = 1$.

В канале синхронизации несущая должна быть восстановлена. Это достигается нелинейным преобразованием сигнала, в результате которого исчезает фазовая модуляция. Простейшим преобразованием, дающим подобный эффект, является квадратичное детектирование. Пусть, например, задан сигнал КИМ—ФМ при девиации фазы $\pi/2$ — $u_c(t)$. Возведя в квадрат, получим

$$u_c^2(t) = U_c^2 P_c(t) \cos^2(\omega_c t - \varphi_c) = U_c^2/2 + (U_c^2/2) \cos(2\omega_c t - 2\varphi_c),$$

где $P_c(t)$ — последовательность положительных и отрицательных импульсов с единичной амплитудой (КИМ-сигнал); U_c , ω_c ; φ_c — амплитуда, частота и фаза сигнала.

Поскольку $P_c^2(t) = 1$, модуляция исчезает. Следовательно, фильтр, настроенный на частоту $2\omega_c$, может выделить чистое гармоническое колебание и после деления его частоты на два восстанавливается несущая. Отметим сразу, что при делении частоты возникает неопределенность фазы на $\pm\pi$, т. е. несущая восстанавливается с неопределенным знаком (фактически знак будет зависеть от неконтролируемых начальных условий в делителе). Это непосредственно приведет к неопределенности знака при синхронном детектировании. Следовательно, положительные и отрицательные импульсы на выходе синхронного детектора могут изменить свой знак на обратный. В результате возникает так называемый режим «обратной работы», при котором единицы и нули в информационной последовательности как бы меняются местами. Возможность неожиданного перехода в режим обратной работы является характерным недостатком всех схем, восстанавливающих подавленную несущую в сигнале КИМ — ФМ. Поэтому должны быть приняты специальные меры для того, чтобы этот режим не приводил к искажению информации. С этой целью могут быть использованы специальные типы кодов или передача контрольных посылок. Не чувствительны к обратной работе сигналы с относительной фазовой манипуляцией [46] или сигналы с тройной модуляцией типа КИМ — ЧИМ — ФМ, КИМ — ФМ — ФМ [3].

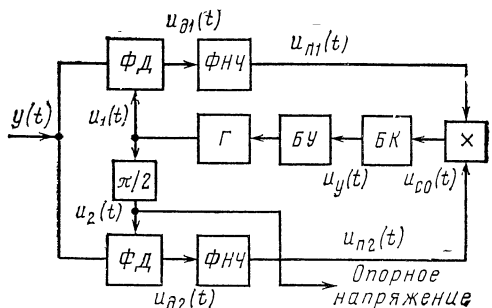


Рис. 125. Схема Костаса

Практически для восстановления подавленной несущей используются схемы, в которых нелинейное преобразование совмещено с автоподстройкой гетеродина в единой следящей системе. При этом отпадает необходимость в специальном делителе частоты. Такая схема, известная в литературе как схема Костаса [20, 42], показана на рис. 125. Входной сигнал КИМ — ФМ вместе с шумом $y(t)$ поступает параллельно на два фазовых детектора (ФД), опорные напряжения которых сдвинуты на $\pi/2$. Эти опорные напряжения снимаются с подстраиваемого гетеродина (Г), частота которого в режиме синхронизма совпадает с частотой сигнала (ω_c). При этом на выходе фазовых детекторов будут последовательности положительных и отрицательных импульсов, соответствующих нулям и единицам передаваемых символов. Амплитуда этих импульсов зависит от разности фаз сигнала (φ_c) и гетеродина (φ_0) ($\Delta\varphi = \varphi_c - \varphi_0$). На одном фазовом детекторе она будет пропорциональна $\sin\Delta\varphi$, а на другом $\cos\Delta\varphi$. Эти последовательности фильтруются в фильтрах нижних частот (ФНЧ) и поступают на перемножитель. В результате перемножения исчезает знакопеременная импульсная последовательность, так как перемножаются импульсы, соответствующие

щие одинаковым символам. Здесь, собственно, и происходит нелинейное преобразование, снимающее модуляцию.

Напряжение с выхода перемножителя используется в качестве сигнала ошибки для управления гетеродином. Величина сигнала ошибки оказывается пропорциональной $(\sin \Delta\varphi \cos \Delta\varphi) = 0,5 \sin 2 \Delta\varphi$. Следовательно, дискриминаторная характеристика следящей системы имеет вид синусоиды, как и у обычной системы ФАП. Блоки коррекции (БК) и управления (БУ) частотой гетеродина также подобны аналогичным блокам ФАП и выполняют те же функции. В установившемся режиме сигнал ошибки должен быть равен нулю, причем для устойчивого равновесия требуется еще определенный знак производной от дискриминаторной характеристики. Это имеет место в точках $\Delta\varphi = \pm k\pi$ (где $k=0, 1, 2, \dots$). Значит, установившееся напряжение опорного гетеродина может быть либо синфазным с сигналом, либо противофазным. Это напряжение можно использовать в качестве опорного для синхронного детектора, либо непосредственно снимать видеопульсы с фазового детектора схемы Костаса. В обоих случаях может возникнуть режим обратной работы, как и при квадратичном преобразовании с делением частоты.

Характеристики схемы Костаса во многом подобны обычной ФАП. Здесь также имеются ограниченные полосы захвата и удержания по частоте и, следовательно, необходимы предварительные целеуказания для ввода схемы в режим синхронизма. Схеме Костаса присущи такие же, как и ФАП, виды погрешностей: динамические, шумовые и т. д.

Рассмотрим более подробно работу этой схемы при действии шума. Запишем входное напряжение в виде

$$y(t) = U_0 \text{Пс}(t) \cos(\omega_c t - \varphi_c) + u_{\text{ш}}(t), \quad (70)$$

где $u_{\text{ш}}(t)$ — белый шум со спектральной плотностью мощности N_0 .

Опорные напряжения на двух фазовых детекторах будут соответственно

$$u_1(t) = U_0 \cos(\omega_c t - \varphi_0); \quad u_2(t) = U_0 \sin(\omega_c t - \varphi_0),$$

где φ_0 — фаза подстраиваемого гетеродина. В нормальном режиме слежения фаза гетеродина представляет собой медленно флуктуирующую функцию времени, поскольку следящая система достаточно инерционна.

В фазовых детекторах происходит перемножение входного напряжения на опорные и выделяется низкочастотная часть результирующего процесса. Поэтому выходные напряжения можно записать в виде

$$u_{\text{д1}}(t) \simeq k_{\text{д}} U_0 \text{Пс}(t) \cos \Delta\varphi + k_{\text{д}} n_e(t); \quad (71)$$

$$u_{\text{д2}}(t) \simeq k_{\text{д}} U_0 \text{Пс}(t) \sin \Delta\varphi + k_{\text{д}} n_s(t),$$

где $k_{\text{д}}$ — коэффициент передачи фазового детектора.

Вторые слагаемые в этих выражениях отображают выходные шумы фазовых детекторов. Если в первом приближении пренебречь флуктуациями фазы гетеродина, то $n_e(t)$ и $n_s(t)$ представляют собой квадратурные составляющие входного шума и, следовательно, описываются как нормальные независимые между собой стационарные процессы со спектральной плотностью N_0 в области низких частот.

Будем считать, что фильтры нижних частот имеют полосы пропускания достаточно широкие, чтобы импульсная последовательность $\text{Пс}(t)$ прошла через них практически без искажений. Эти же фильтры вырезают из спектра шумов

низкочастотную часть. Если входной шум широкополосный, то спектральная плотность шумов $n'_c(t)$ и $n'_s(t)$ на выходе фильтров будет практически повторять форму частотной характеристики ФНЧ.

Таким образом, на входах перемножителя будут напряжения

$$\begin{aligned} u_{\Pi 1}(t) &\simeq k_{\Pi} U_c \Pi_c(t) \cos \Delta\varphi + k_{\Pi} n'_c(t); \\ u_{\Pi 2}(t) &\simeq k_{\Pi} U_c \Pi_c(t) \sin \Delta\varphi + k_{\Pi} n'_s(t). \end{aligned}$$

После перемножителя получаем сигнал ошибки в виде:

$$\begin{aligned} u_{co}(t) &\simeq k_{\Pi} (U_c^2/2) \sin 2\Delta\varphi + k_{\Pi} [U_c \Pi_c(t) n'_s(t) \cos \Delta\varphi + \\ &+ n'_c(t) n'_s(t) + U_c \Pi_c(t) n'_c(t) \sin \Delta\varphi], \end{aligned}$$

где k_{Π} — совместный коэффициент передачи фазового детектора и перемножителя.

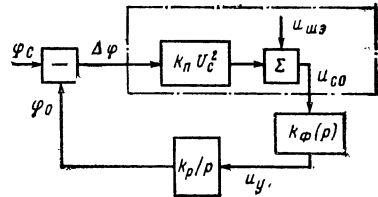
Первый член в этом выражении представляет собой дискриминаторную характеристику, второй — характеризует шум, действующий на сигнал ошибки. Для дальнейших расчетов линеаризуем следящий контур в режиме малых фазовых погрешностей, когда можно положить

$$\sin 2\Delta\varphi \simeq 2\Delta\varphi; \quad \cos \Delta\varphi \simeq 1.$$

Из трех составляющих, определяющих шум, достаточно учитывать только первые две, поскольку третья содержит малый множитель $\sin \Delta\varphi$. Тогда

$$u_{co}(t) \simeq k_{\Pi} U_c^2 \Delta\varphi + k_{\Pi} [U_c \Pi_c(t) n'_s(t) + n'_c(t) n'_s(t)]. \quad (72)$$

Теперь можно составить схему линеаризованной следящей системы (рис. 126). Уравнение (72) на этой схеме отображается блоками, охваченными пунктирным прямоугольником. Блок с передаточной функцией $k_{\Phi}(p)$ соответствует корректирующим элементам в цепи управления частотой гетеродина. Здесь задается порядок астатизма следящего контура. Передаточная функция k_p/p — интегратор, отображающий связь между управляющим напряжением, частотой гетеродина и его фазой (φ_0). Действие шума учитывается приложением внешнего возмущения, которое согласно (72) равно:



$$u_{шз}(t) \simeq k_{\Pi} [U_c \Pi_c(t) n'_s(t) + n'_c(t) n'_s(t)].$$

(73)

Рис. 126. Схема следящей системы

Дисперсию фазовых флуктуаций ($\sigma_{\Delta\varphi}^2$) легко найти, если известна спектральная плотность внешнего возмущения $G_{шз}(\omega)$. Причем, поскольку следящий контур можно считать инерционным, так что его шумовая полоса ($\Delta f_{ш}$) значительно меньше полосы частот, занимаемых эквивалентным шумом ($u_{шз}$), при определении спектральной плотности достаточно ограничиться ее значением на нулевой частоте $G_{шз}(0)$.

Тогда, очередная задача состоит в определении спектральной плотности мощности случайного процесса, заданного выражением (73). Заметим, что процесс этот нестационарный, так как содержит нестационарную составляющую $\Pi_c(t)$. Поэтому удобно вычисления разбить на два этапа: определить автокорреляционную функцию $R_{шз}(\tau)$ в результате двойного усреднения по множеству и по времени [3], а затем с помощью преобразования Фурье, перейти к спектральной плотности. Составив произведение $u_{шз}(t) u_{шз}(t + \tau)$ и сделав усреднение по множеству и по времени, получим с учетом независимости входящих в (73) случайных составляющих:

$$R_{шз}(\tau) = k_{\Pi}^2 [U_c^2 \Psi_{\Pi}(\tau) R_{ш}(\tau) + R_{ш}^2(\tau)], \quad (74)$$

где $\Psi_{\Pi}(\tau)$ — автокорреляционная функция процесса $P_c(t)$; $R_{\Pi}(\tau)$ — автокорреляционная функция шумов на выходе фильтров нижних частот ($n_s'(t)$ и $n_c'(t)$).

Поскольку $P_c(t)$ представляет собой случайную последовательность знакопеременных независимых импульсов с единичной амплитудой и длительностью τ_0 , можно записать [3]

$$\Psi_{\Pi}(\tau) = \begin{cases} [2\rho(1)-1]^2 + \{4[1-\rho(1)]\rho(1)\}^2 (1-|\tau|/\tau_0) & \text{при } |\tau| \leq \tau_0, \\ [2\rho(1)-1]^2 & \text{при } |\tau| > \tau_0, \end{cases} \quad (75)$$

где $\rho(1)$ — вероятность появления положительного импульса.

Предположим, что частотная характеристика фильтров нижних частот аппроксимируется гауссовой кривой, с коэффициентом передачи на нулевой частоте, равным единице. Тогда спектральную плотность шумов n_s и n_c можно представить как

$$G_{\Pi}(f) = N_0 \exp \{-\pi f^2 / \Delta F_{\Phi}^2\},$$

где ΔF_{Φ} — эквивалентная шумовая полоса ФНЧ.

Автокорреляционная функция $R_{\Pi}(\tau)$ найдется с помощью преобразования Фурье от $G_{\Pi}(f)$

$$R_{\Pi}(\tau) = N_0 \Delta F_{\Phi} \exp \{-\pi \Delta F_{\Phi}^2 \tau^2\}. \quad (76)$$

Спектральная плотность эквивалентного внешнего возмущения на нулевой частоте определяется через ее автокорреляционную функцию:

$$G_{\Pi\Phi}(0) = 2 \int_0^{\infty} R_{\Pi\Phi}(\tau) d\tau.$$

В это выражение надо подставить $R_{\Pi\Phi}(\tau)$ из (74), а также значения $\Psi_{\Pi}(\tau)$ и $R_{\Pi}(\tau)$ из (75) и (76), после чего выполнить интегрирование. При вычислениях можно учесть, что величина $\Delta F_{\Phi} \tau_0$, входящая в формулы, должна быть достаточно большой (по крайней мере $\Delta F_{\Phi} \tau_0 > 2 \div 3$). Это следует из принятого ранее допущения о том, что импульсный процесс $P_c(t)$ проходит через фильтры практически без искажений. С учетом сделанных замечаний получаем

$$G_{\Pi\Phi}(0) = k_{\Pi}^2 N_0 U_c^2 (1 + \sqrt{2} N_0 \Delta F_{\Phi} / 2U_c^2).$$

Теперь можно оценить дисперсию фазовых флуктуаций в контуре, структурная схема которого показана на рис. 126:

$$\sigma_{\Delta\varphi}^2 = (1 + \sqrt{2} N_0 \Delta F_{\Phi} / P_c) N_0 \Delta f_{\Pi} / P_c, \quad (77)$$

где $P_c = U_c^2/2$ — полная мощность входного сигнала КИМ—ФМ; Δf_{Π} — шумовая полоса рассматриваемого контура.

Сравним полученное выражение с формулой (63) для ФАП, работающей по дискретной компоненте на несущей частоте. Из сравнения следует, что если в дискретной компоненте заключена вся мощность сигнала ($P_{сн} = P_c$), то при равных условиях схема Костаса даст большую дисперсию фазовых флуктуаций. Проигрыш будет тем выше, чем меньше отношение мощности сигнала (P_c) к мощности шума в полосе ФНЧ ($N_0 \Delta F_{\Phi}$). В этом проявляется эффект подавления сигнала шумом за счет нелинейного преобразования в схеме Костаса. Очевидно, что чем короче длительность символов (τ_0), тем шире надо брать полосу ФНЧ и тем сильнее будет подавление.

Определим условия, при которых выгодно применять сигнал КИМ—ФМ с подавленной несущей (при $\psi = \pi/2$). Очевидно, что если фазовые

ошибки в канале синхронизации малы, подавление несущей всегда выгодно, поскольку тогда в информационном канале используется вся мощность сигнала. Примем, как и раньше, что фазовые флуктуации в максимумом, меньшим 40° , практически не сказываются на различении символов. Тогда из (77) найдем условие, при котором работа схемы Костаса может считаться приемлемой:

$$\tau_0 \Delta f_{\text{ш}} \leq 0,05 h_{01} / (1 + \sqrt{2} k_3 / h_{01}), \quad (78)$$

где h_{01} имеет то же значение, что и в формуле (67), а $k_3 = \Delta F_{\Phi} \tau_0$.

Как следует из приведенного рассмотрения, k_3 имеет порядок нескольких единиц ($k_3 = 2 \div 3$), чтобы не исказить импульсы в ФНЧ. Соотношение (78) разбивает плоскость с координатами $\tau_0 \Delta f_{\text{ш}}$ и h_{01} на две области (кривая K , рис. 127). В области, лежащей правее и ниже кривой K , схема Костаса работоспособна и, следовательно, выгодно применять сигнал КИМ-ФМ с подавленной несущей. На этом же графике для сравнения нанесены кривые Φ , построенные по соотношению (69) для разных значений ψ_1 . Уменьшение ψ_1 по сравнению с $\pi/2$ приводит к соответствующей потере мощности в информационном канале (мощность уменьшается пропорционально $\sin^2 \psi_1$). Поэтому около кривых Φ нанесены цифры, показывающие, какой процент полной мощности используется для приема информации. Согласно условию (69), система ФАП, выделяющая несущую из КИМ-ФМ, будет работоспособна в областях, лежащих правее и ниже соответствующих кривых Φ . Рис. 127 позволяет оценивать целесообразность того или иного способа построения радиолинии. Допустим, что мы можем обеспечить энергетическое отношение для одного символа $h_{01} = 5$ и параметр $\Delta f_{\text{ш}} \tau_0 = 7 \cdot 10^{-2}$. Соответствующая точка A на рис. 127 показывает, что практически при этом целесообразно использовать сигнал с подавленной несущей и схему Костаса для ее восстановления. Такие условия вообще более характерны для повивольного приема.

Пусть теперь параметры радиолинии соответствуют точке B ($h_{01} = 1,5$; $\Delta f_{\text{ш}} \tau_0 = 25 \cdot 10^{-3}$). В этих условиях схема Костаса неработоспособна. При таком энергетическом отношении в информационном канале возможен прием в целом достаточно длинных кодовых слов или последовательное декодирование сверточных кодов. В этом случае для канала синхронизации следует оставить составляющую на несущей частоте с мощностью около 50%.

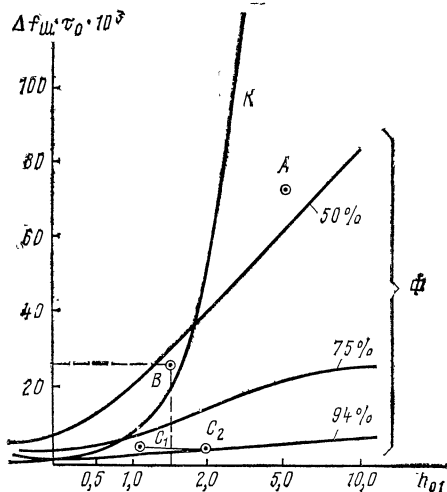


Рис. 127. Графики для оценки работоспособности различных схем выделения несущей

Схема Костаса не является единственным возможным решением для восстановления подавленной несущей. Существуют и другие варианты, отличающиеся от нее как принципиальным, так и схемным выполнением. Несколько известных схемных вариантов основаны на использовании идеального ограничителя [42]. Ограничитель может быть введен, например, в верхнее плечо схемы Костаса (рис. 125) между ФНЧ и перемножителем. Если принять отношение сигнал-шум после ФНЧ достаточно большим, то приближенно можно считать, что шумовые флуктуации в этой точке не могут изменить знак сигнала $u_{\text{ш}}$, когда схема работает в режиме малых ошибок и $\cos \Delta\varphi \simeq 1$. В этом случае напряжение, поступающее на перемножитель после ограничителя, будет с точностью до коэффициента повторять процесс $P_c(t)$. В результате в сигнале ошибки исчезает компонента перекрестных шумов ($n'_c n'_s$), а следовательно, пропадает и подавление. Разумеется, такое рассуждение справедливо только при больших $P_c/N_0 \Delta F_{\text{ф}}$, когда подавление и без того невелико. Поэтому можно ожидать, что введение ограничителя может только несколько ускорить уменьшение дисперсии $\sigma_{\Delta\varphi}^2$ с ростом энергетического потенциала P_c/N_0 по сравнению с формулой (77).

В другом варианте схемы с ограничителем (ОГР) перемножитель выносится из контура и устанавливается в цепи входного сигнала (рис. 128). При тех же условиях, что и в предыдущем случае, в перемножителе снимается фазовая модуляция, так как входной сигнал (70) умножается на $P_c(t)$. Получившееся в результате гармоническое колебание частоты ω_c фильтруется с помощью обычного контура ФАП. Обе схемы с ограничителем весьма близки по своим свойствам и отличаются в основном конструктивной реализацией некоторых блоков.

В тех случаях, когда при выделении несущей можно использовать сигналы символьной синхронизации, фильтры нижних частот в схемах рис. 125 и 128 могут быть заменены интеграторами, накапливающими и запоминающими заряд за время каждого символа. Такие интеграторы обеспечивают оптимальную фильтрацию импульсного процесса $P_c(t)$ и, следовательно, меньшее подавление, чем при обычных ФНЧ. Подобные схемы получили название «управляемые решениями», поскольку сигналы, запомненные на выходах интеграторов, соответствуют решениям по опознаванию символов в информационном канале.

Вернемся к расчету контура автоподстройки (рис. 125), чтобы уточнить пределы применимости полученных результатов. При рассмотрении работы схемы были сделаны допущения, позволившие получить нужные оценки в виде компактных формул. Такие формулы удобны для прикидочных расчетов, особенно на первом этапе проектирования. Однако необходимо знать, при каких условиях ими можно воспользоваться. Первое допущение связано с предположением о том, что опорное напряжение подстраиваемого гетеродина весьма близко к гармоническому колебанию и, следовательно, на фазовых детекторах выделяются квадратурные компоненты входного шума $n_c(t)$ и $n_s(t)$. Главное условие справедливости этого допущения — медленное изменение частоты гетеродина по сравнению с полосой входного шума.

Следующее допущение — сигнал $P_c(t)$ проходит без искажений через фильтры нижних частот — тем вернее, чем шире полосы фильт-

ров (ΔF_Φ). Однако, как видно из полученных результатов, с увеличением полос возрастает эффект подавления сигнала. Поэтому очень большие полосы брать невыгодно, а значит, возникает необходимость исследовать работу схемы при наличии искажения сигнала в фильтрах. Качественно можно предположить, что возникающий при этом «завал» фронта и среза импульсов приведет к уменьшению действующего значения сигнала ошибки и, как следствие, к уменьшению использования мощности сигнала. Таким образом, должно существовать оптимальное значение величины $\Delta F_{\Phi\tau_0}$, при котором флуктуации фазы будут минимальными.

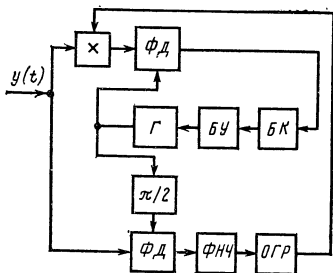


Рис. 128. Схема восстановления подавленной несущей с перемножителем в цепи входного сигнала

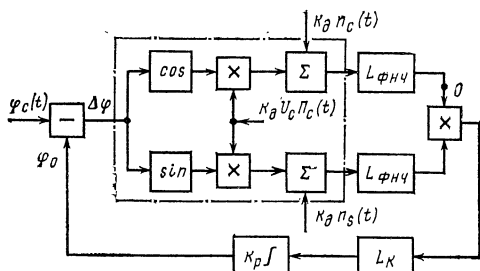


Рис. 129. Модель схемы Костаса

В дальнейшем рассмотрении были сделаны допущения о малости флуктуации фазы (с этим была связана возможность линеаризации контура), о независимости появления различных символов в процессе $P_c(t)$, шумовая полоса контура $\Delta f_{ш}$ считалась весьма малой по сравнению с полосой ФНЧ (ΔF_Φ). Наконец, предполагалось, что малые фазовые флуктуации ($\sigma_{\Delta\varphi} \leq 0,22$) не сказываются на синхронном детектировании.

Строго говоря, все эти допущения нуждаются в более подробном обосновании. Можно, однако, заранее сказать, что теоретическое исследование без введения подобных допущений станет весьма сложным и в лучшем случае приведет к получению очень громоздких и плохо обозримых зависимостей. Поэтому, по-видимому, гораздо более целесообразно в данном случае (как и во многих других) более тонкое исследование проводить с помощью математического моделирования. Естественно, что модель также никогда не сможет отразить всех особенностей структуры и связей реальной системы. При составлении модели всегда приходится искать компромисс между сложностью моделирования и полнотой отображения. В данном случае кажется наиболее целесообразным взять за основу при составлении модели уравнения (71). При этом не снимается первое из отмеченных выше допущений, но все остальные при желании легко устраняются.

На рис. 129 приведена модель схемы Костаса, основанная на уравнениях (71), которые отображаются здесь звеньями внутри выделенно-

го прямоугольника. В модели потребуются два нелинейных преобразователя с синусной и косинусной характеристикой, блоки перемножения, суммирования и линейные операторы для учета действия фильтров нижних частот ($L_{\text{ФНЧ}}$), коррекции ($L_{\text{к}}$) и интегрирования (k_p). Кроме того, должны быть сформированы внешние воздействия:

изменяющаяся фаза входного сигнала $\varphi_c(t)$;

модуляция передаваемым сообщением $k_d U_c \Pi_c(t)$;

случайные шумовые воздействия в виде двух независимых гауссовских процессов $k_d n_c(t)$ и $k_d n_s(t)$.

При желании можно учесть также действие ограничителя, введя соответствующий блок в точку O на схеме рис. 129. Приведенная схема может служить основой как для аналогового, так и для цифрового моделирования. В последнем случае эта схема реализуется в виде программы для ЦВМ, а случайные внешние воздействия получаются в результате обращения к датчикам случайных чисел.

Задавая разные законы изменения функции $\varphi_c(t)$, можно исследовать различные режимы работы схемы. Так, например, $\varphi_c = 0$ соответствует режиму синхронизма, $\varphi_c(t) = \Omega t$ — режиму фиксированной частоты входного сигнала, не совпадающей с номинальной частотой гетеродина, при $\varphi_c = \varphi_c^2$ исследуется режим слежения за линейно меняющейся частотой сигнала и т. д. Разумеется, при моделировании процесса $\varphi_c(t)$ достаточно ограничиваться изменениями в пределах $0 - 2\pi$, так что, например, вместо линейного нарастания фазы фактически можно формировать пилообразную функцию.

В зависимости от цели исследования выбирается выходная точка модели. Так, если мы хотим измерить фазовые флуктуации в напряжении гетеродина, следует получить и обработать выборку величин $\Delta\varphi$. В точке O рис. 129 можно получить выборку, соответствующую демодулированной последовательности импульсов КИМ. Оценив значения символов по знаку соответствующих импульсов и сравнив результат с заданной последовательностью $\Pi_c(t)$, получим материал для оценки вероятности искажения символа в заданном режиме.

Приведем в качестве примера некоторые результаты, полученные при моделировании подобной схемы со вторым порядком астатизма и следующими основными параметрами:

длительность символа $\tau_0 = 5$ мкс,

шумовая полоса $\Delta f_{\text{ш}} = 640$ Гц,

энергетическое отношение на символ $h_{01} = (0,5 \div 2,5)$ дБ.

При таких условиях схема Костаса обеспечивала устойчивое слежение. Это соответствует и предварительной оценке по графику рис. 127, на котором указанные параметры отмечены точками C_1 , C_2 . Моделирование показало, что простые расчетные формулы дают довольно хорошее приближение. Чтобы компенсировать ухудшение показателей из-за всех неучтенных при расчете факторов, оказалось достаточным увеличить энергию сигнала от 0,6 до 1,3 дБ во всем диапазоне измерений. Введение ограничителя несколько улучшало работу схемы. Моделирование также показало, что схема обеспечивает надежный захват частоты сигнала при последовательном поиске в диапазоне ± 55 кГц за среднее время около 0,4 с.

7.4. Поиск и захват несущей частоты

Фазовая автоподстройка частоты, применяемая для получения опорной несущей в когерентной радиолинии, перед началом работы должна быть введена в режим синхронизма. Это связано с тем, что слежение за частотой несущей может начаться только при определенных начальных условиях. Главное из них — достаточно малая начальная расстройка частоты сигнала Δf_p относительно номинальной частоты подстраиваемого гетеродина. Если система имеет первый порядок астатизма, то допустимая расстройка определяется полосой захвата, которая примерно на 30% меньше шумовой полосы. Вне этой полосы захват вообще не возможен. Система второго порядка астатизма, строго говоря, осуществляет захват при любых начальных расстройках. Однако время захвата при этом может оказаться недопустимо большим. Так, согласно [9], время захвата при больших начальных расстройках ($\Delta f_p > \Delta f_{ш}$) может быть определено как

$$t_{зав} \simeq \alpha (\Delta f_p)^2 / (\Delta f_{ш})^3,$$

где α зависит от параметров блока коррекции (обычно $\alpha \simeq 4 \div 5$). Следовательно, и в этом случае желательно иметь начальную расстройку, не превышающую шумовую полосу ФАП.

Для создания необходимых начальных условий используется специальная система поиска и захвата несущей частоты. В простейшем случае эта система представляет собой некоторое дополнение к системе фазовой автоподстройки. В режиме поиска номинальная частота гетеродина ФАП принудительно изменяется так, чтобы она проходила последовательно через весь диапазон Δf_a , в пределах которого должна лежать несущая частота сигнала. Когда расстройка становится достаточно малой, происходит захват. При этом частота и фаза гетеродина подстраиваются под сигнал. На выходе фазового детектора в этот момент резко уменьшается частота биений, которые были там при большой расстройке, и устанавливается постоянное напряжение сигнала ошибки. Если в схему ввести еще один фазовый детектор, повернув для него фазу опорного напряжения на $\pi/2$, то на его выходе после фильтра нижних частот сформируется «сигнал захвата», который в момент захвата достигнет максимальной величины. Этот сигнал прекращает принудительную перестройку частоты гетеродина, после чего схема переходит в режим слежения. Для того чтобы описанная схема работала, перестройка частоты должна быть достаточно медленной. В противном случае сигнал захвата не сформируется. Исследования показывают, что надежный захват происходит, если скорость изменения частоты (\dot{f}) удовлетворяет следующему соотношению [9, 59]:

$$\dot{f} \lesssim 0,3 (\Delta f_{ш})^2.$$

Отсюда следует, что на прохождение диапазона Δf_a должно быть затрачено время T_{π} , причем

$$T_{\pi} \geq 3\Delta f_a / (\Delta f_{ш})^2. \quad (79)$$

Если частота сигнала случайна и равновероятна в диапазоне Δf_a , то среднее время поиска можно оценить как

$$t_{\Pi} = T_{\Pi}/2.$$

Аналогичные оценки получаются и для случая, когда частота гетеродина изменяется не плавно, а скачками.

Действие шумов делает явление правильного захвата случайным, и надежность захвата, вообще говоря, уменьшается. Однако это уменьшение невелико, если интенсивность шумов достаточно мала, чтобы не нарушать режим слежения. Так, например, оценка среднего времени поиска по соотношению (79) довольно хорошо совпадает с результатами моделирования, приведенными в предыдущем параграфе.

Рассмотренная простейшая система поиска и захвата не всегда оказывается приемлемой. При больших диапазонах поиска или при интенсивных шумах, когда приходится делать малую шумовую полосу, время поиска, как видно из (79), может оказаться недопустимо большим. В этих случаях приходится строить отдельную систему поиска, задача которой выдать за допустимое время целеуказания для ФАП, позволяющие быстро установить синхронизм.

Рассмотрим, какие же целеуказания целесообразно получать от системы поиска. Очевидно, что прежде всего надо иметь указание частоты сигнала с возможно большей точностью. Полезным может оказаться также указание фазы. Это позволит устанавливать начальную фазу подстраиваемого гетеродина и за счет этого уменьшить время переходного процесса при захвате [9]. Наконец, в некоторых случаях выгодно определять и амплитуду сигнала (либо отношение сигнал-шум). Это даст возможность адаптировать ФАП под конкретные условия сеанса связи, изменяя ширину шумовой полосы. Таким образом, в самом общем случае система поиска должна измерять все три параметра несущего колебания — частоту ω , фазу φ и амплитуду U .

Допустим, что мы хотим построить оптимальную систему поиска, чтобы получить оценки максимальной точности за заданное время T_{Π} при действии белого шума. Тогда структура системы определится из условия [3]

$$\int_0^{T_{\Pi}} [y(t) - U \cos(\omega t - \varphi)]^2 dt \rightarrow \min_{\omega; \varphi, U},$$

где $y(t)$ — реализация аддитивной смеси сигнала и шума.

Преобразовав это выражение с учетом обычно справедливого неравенства $\omega T_{\Pi} \gg 1$, приходим к условию

$$Z(\omega) \rightarrow \max_{\omega}, \quad (80)$$

$$\text{где } Z(\omega) = \sqrt{X^2(\omega) + Y^2(\omega)}; \quad (81)$$

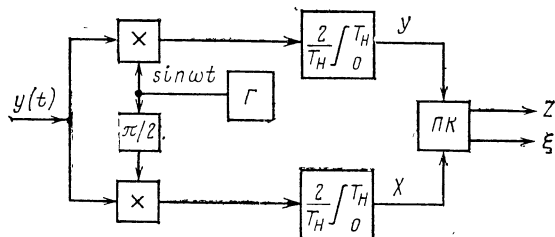
$$X(\omega) = (2/T_{\Pi}) \int_0^{T_{\Pi}} y(t) \cos \omega t dt; \quad (82)$$

$$Y(\omega) = (2/T_{\Pi}) \int_0^{T_{\Pi}} y(t) \sin \omega t dt.$$

Оптимальная оценка частоты ω^* определяется как такое значение частоты, которое обеспечивает максимум функции $Z(\omega)$, т. е. $Z(\omega^*) = Z_{\max}$. Оптимальной оценкой амплитуды будет величина $U^* = Z_{\max}$, а фазы $\varphi^* = \arctg [Y(\omega^*)/X(\omega^*)]$.

На основании проведенных рассуждений основной элемент системы, оптимальным образом измеряющей параметры гармонического сигнала, можно представить в виде схемы рис. 130. Реализация сигнала с шумом $y(t)$ поступает на два перемножителя (фазовых детектора) со сдвинутыми на $\pi/2$ гармоническими опорными напряжениями от генератора (Г). Результаты перемножения усредняются за время наблюдения T_H , образуя величины X и Y , которые можно рассматривать как декартовы координаты некоторого вектора Z . В преобразова-

Рис. 130. Схема элемента системы для оптимального измерения параметров гармонического сигнала



теле координат (ПК) вычисляются полярные координаты — модуль вектора Z и аргумент ξ . Если теперь предположить, что имеется множество схем, подобных рис. 130, отличающихся только значением частоты ω , то, сравнивая величины Z на их выходах, можно выбрать ту, где Z максимально. Параметры этой схемы (ω ; Z ; ξ) определяют оптимальные оценки частоты, амплитуды и фазы соответственно. Точности полученных оценок будут наивысшими и согласно [3] их дисперсии равны

$$\sigma_{\omega}^2 = 6N_0/P_c T_H^3; \quad \sigma_U^2 = N_0/T_H; \quad \sigma_{\xi}^2 = N_0/P_c T_H, \quad (83)$$

где P_c — мощность входного сигнала; N_0 — спектральная плотность мощности входного белого шума.

Заметим, что схему рис. 130 можно рассматривать как некоторый полосовой фильтр, настроенный на частоту ω . Подав на вход схемы гармоническое колебание с частотой ω_0 и вычислив выходную величину Z , найдем, что вблизи центральной частоты (при малых расстройках $\Omega = \omega - \omega_0$) амплитудно-частотная характеристика этого фильтра имеет вид

$$Z(\omega) \simeq (\sin \Omega T_H/2)/(\Omega T_H/2). \quad (84)$$

Шумовая полоса такого фильтра

$$\Delta F_{\text{шф}} \simeq 1/T_H.$$

Как уже было сказано, для оптимальной оценки параметров сигнала необходимо иметь множество фильтров, подобных рис. 130, причем, если оцениваемая частота сигнала является непрерывной величиной в диапазоне Δf_a , это множество становится бесконечно большим.

Разумеется, такой измеритель точно реализован быть не может. Практически подобный измеритель составляется из конечного числа фильтров, центральные частоты которых равномерно размещаются в диапазоне Δf_a .

Обычно от системы поиска требуется не только измерять параметры сигнала, но и принимать решение о том, имеется ли вообще сигнал во входной смеси, т. е. решать задачу обнаружения. Для этого выбранное наибольшее значение Z_{\max} сравнивают с порогом Z_{Π} и принимают решение о наличии сигнала при выполнении неравенства $Z_{\max} \geq z_{\Pi}$.

Действие шума на подобную систему может приводить к появлению различных видов ошибок. Прежде всего здесь возможна «ложная тревога» — принятие решения о наличии сигнала, хотя его нет в действительности. Если сигнал на входе имеется, возможны ошибки вида «искажение». Сюда относится неверное решение об отсутствии сигнала (пропуск) или неправильный выбор фильтра. Все эти ошибки оцениваются соответствующими вероятностями.

Количественный расчет характеристик системы поиска можно выполнить, если заметить, что рассматриваемая задача весьма похожа на известную задачу оптимального обнаружения и распознавания m сигналов с равной энергией [13]. Чтобы воспользоваться готовыми результатами, нужно допустить, что частота входного сигнала может принимать одно из m возможных значений. Если эти значения равномерно расположены в диапазоне Δf_a , причем интервал между соседними значениями частоты Δf_1 удовлетворяет условию $\Delta f_1 \gtrsim 1/T_n$, то различаемые сигналы могут считаться ортогональными.

В работе [13] приводятся соотношения, позволяющие по заданным вероятностям ложной тревоги ($p_{\text{л}}$) и пропуска сигнала ($p_{\text{проп}}$), выбрать необходимое энергетическое отношение в системе

$$P_c T_n / N_0 \simeq (\sqrt{\ln m + \ln 1/p_{\text{л}}} + \sqrt{\ln 1/p_{\text{проп}}}). \quad (85)$$

Эта формула справедлива при малых вероятностях ошибок, что обычно соблюдается на практике.

Вероятность искажения ($p_{\text{иск}}$) при тех же условиях находится в пределах:

$$p_{\text{проп}} \leq p_{\text{иск}} \leq p_{\text{проп}} + p_{\text{л}}(1 - 1/m).$$

Порог z_{Π} можно выбрать так, чтобы обеспечить заданную вероятность ложной тревоги. Учитывая, что выходная величина Z в отсутствии сигнала распределена по закону Релея, имеем

$$z_{\Pi} \simeq \sqrt{-2\sigma_1^2 \ln(p_{\text{л}}/m)},$$

где $\sigma_1^2 = N_0/T_n$ — дисперсия шума на выходе одиночного фильтра.

Реальная система поиска будет отличаться от рассмотренной модели главным образом тем, что частота сигнала может принимать любое значение в диапазоне Δf_a . Учитывая это обстоятельство, следует ввести некоторые поправки в расчеты параметров системы. Так, требуемое энергетическое отношение, полученное из (85), необходимо увеличить, поскольку фильтр с максимальным значением выходной величины (Z_{\max}) может быть расстроен относительно частоты сигнала. Если $\Delta f_1 = 1/T_n$, то максимальная расстройка составляет $1/2 T_n$. Как следует из (84), эквивалентная мощность сигнала при этом уменьшится примерно в 2,5 раза и эти потери должны быть компенсированы соответствующим

щим увеличением входного энергетического отношения. Далее следует учесть, что даже при правильном выборе фильтра, мы не сможем точно указать значение частоты сигнала. Здесь имеет место ошибка дискретности, которая определяется интервалом между центральными частотами соседних фильтров (Δf_1). Приняв, что ошибка дискретности имеет равновероятный закон распределения, найдем дисперсию оценки частоты

$$\sigma_{\omega}^2 = (2\pi\Delta f_1)^2/12.$$

Заметим, что при уменьшении частотного сдвига Δf_1 , точность измерения частоты будет расти, но не так быстро, как это следует из предыдущей формулы. Дело в том, что при малых Δf_1 , уже нельзя считать все ошибки из-за неправильного выбора фильтра аномальными. Их появление надо учитывать соответствующим увеличением дисперсии σ_{ω}^2 , которая при неограниченном уменьшении Δf_1 будет приближаться к значению, определяемому формулой (83).

В некоторых случаях оказывается целесообразным, взяв $\Delta f_1 = 1/T_H$, увеличить точность оценки частоты введением поправки $\Delta\omega_{\Pi}$, которую надо прибавлять к центральной частоте выбранного фильтра. Поправка вычисляется по измеренным значениям Z в двух соседних фильтрах.

Обозначим параметры выбранного фильтра через Z_{\max} и ω_M . Выходные величины двух соседних с ним фильтров с центральными частотами $\omega_M \pm 2\pi/T_H$ обозначим Z_1 и Z_2 , причем положим $Z_1 > Z_2$. Пусть истинная частота сигнала будет $\omega_c = \omega_M + \Delta\omega_{\Pi}$. Тогда, с учетом (84)

$$\begin{aligned} Z_{\max} &= U (\sin \Delta\omega_{\Pi} T_H/2) / (\Delta\omega_{\Pi} T_H/2); \\ Z_1 &= U \{ \sin [(2\pi/T_H - \Delta\omega_{\Pi}) T_H/2] \} / [(2\pi/T_H - \Delta\omega_{\Pi}) T_H/2]. \end{aligned}$$

Решив эти уравнения совместно, получим для уточненной оценки частоты сигнала:

$$\omega^* = \omega_M + (2\pi/T_H) [Z_1/(Z_1 + Z_{\max})]. \quad (86)$$

Перейдем к рассмотрению вопросов, связанных с практической реализацией системы поиска. В настоящее время представляется наиболее целесообразным строить систему поиска на цифровых элементах. Это позволяет сочетать высокую аппаратную надежность и стабильность характеристик с удобством автоматического управления и контроля. Особенно значительными оказываются преимущества цифровых методов, если они используются комплексно, как для построения системы поиска, так и для системы слежения [59].

При цифровом выполнении схема фильтрующего элемента принимает вид, показанный на рис. 131. Входной процесс $y(t)$ в аналого-цифровом преобразователе (АЦП) квантуется по величине и по времени и в виде последовательности чисел $u_i(i\Delta t)$ с интервалом Δt поступает на обработку в цифровое вычислительное устройство. Здесь входная выборка умножается на квантованные отсчеты гармонических опорных колебаний $\sin(\omega_i \Delta t)$ и $\cos(\omega_i \Delta t)$, которые вырабатываются в цифровом синтезаторе (ЦС). Результат перемножения в виде последовательностей чисел x_i ; y_i поступает на сумматоры, которые производят

усреднение, накапливая на своих выходах числа X и Y . Выходные величины Z и ξ получаются в результате перехода от декартовых координат к полярным в цифровом преобразователе координат (ЦПК). Схема рис. 131 весьма сходна с аналоговым фильтрующим элементом рис. 130 и имеет похожие характеристики. Главные различия между ними связаны с дискретизацией по величине и по времени входного процесса. Квантование по величине несколько изменяет спектр процесса, однако эти изменения в области частот, прилежащих к частоте сигнала, невелики. Даже при квантовании всего на два уровня, что соответствует идеальному ограничению, спектр процесса изменяется

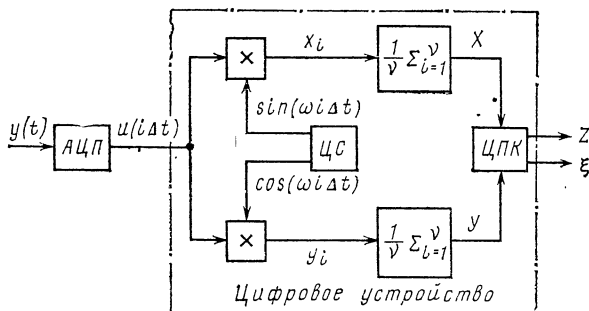


Рис. 131. Схема фильтрующего элемента в цифровом исполнении

мало [11]. Энергетические потери из-за этого не превосходят 3 дБ, а при уменьшении дискретности по времени могут быть сведены примерно к 0,25 дБ [8]. Дискретизация по времени приводит к тому, что частотная характеристика фильтрующего элемента вместо уравнения (84) описывается при аналогичных условиях соотношением

$$Z(\omega) \simeq (\sin v\Omega\Delta t/2)/(\nu \sin \Omega\Delta t/2), \quad (87)$$

где ν — полный объем усредняемой выборки ($1 \leq i \leq \nu$) (обычно $\nu \gg 1$ и $\nu\Delta t \simeq T_n$).

Главное отличие функции (87) от (84) в том, что она имеет множество равных по величине максимумов, периодически повторяющихся на частотах $\Omega = 0; 2\pi/\Delta t; 4\pi/\Delta t \dots$. Следовательно, чтобы с помощью такого элемента можно было однозначно определять частоту сигнала, необходимо ограничить диапазон поиска условием $\Delta f_a \Delta t < 1$.

Аналогичные условия накладываются на полосу пропускания (Δf_Φ) фильтра, с которого снимается процесс $y(t)$. Эти условия связаны с желанием уменьшить энергетические потери при временной дискретизации [8], которые становятся приемлемыми при $\Delta f_\Phi \Delta t \leq 1$.

Схема рис. 131 может иногда с практической точки зрения оказаться непригодной из-за того, что АЦП здесь должен работать на сравнительно высокой частоте, соответствующей промежуточной частоте приемника (ω_n). В этом случае целесообразно сдвинуть спектр процесса $y(t)$ в область нулевых частот, применив гетеродинирование с опорной час-

тотой ω_n . Полученный низкочастотный сигнал $u(t)$ можно рассматривать как одну из ортогональных составляющих полного сигнала $\vec{y}(t) = u(t) + jv(t)$. Вторая составляющая $v(t)$ также может быть получена, если параллельно выполнить еще одно гетеродинирование с той же опорной частотой, сдвинутой по фазе на $\pi/2$. Преобразование, которое в фильтрующем элементе рис. 130 и 131 выполняется с помощью двух перемножителей с ортогональными опорными напряжениями, можно представить в виде умножения на комплексную величину $\cos \omega t + j \sin \omega t$ (при цифровом выполнении схемы соответственно: на $\cos(\omega i \Delta t) + j \sin(\omega i \Delta t)$). Тогда величины X и Y могут рассматриваться как результат усреднения действительной и мнимой части произведения

$$\begin{aligned} & [u(t) + jv(t)] [\cos \omega t + j \sin \omega t] = \\ & = [u(t) \cos \omega t - v(t) \sin \omega t] + j[v(t) \cos \omega t + u(t) \sin \omega t]. \end{aligned}$$

Таким образом, если в качестве исходных величин взять ортогональные составляющие входного процесса u, v , то декартовы координаты выходного вектора Z нужно вычислять из следующих соотношений (для дискретного случая):

$$X = (1/v) \sum_{i=1}^v [u(i \Delta t) \cos(\omega i \Delta t) - v(i \Delta t) \sin(\omega i \Delta t)];$$

$$Y = (1/v) \sum_{i=1}^v [v(i \Delta t) \cos(\omega i \Delta t) + u(i \Delta t) \sin(\omega i \Delta t)].$$

Схема фильтрующего элемента, выполняющего описанные преобразования, приведена на рис. 132. Частотная характеристика его также описывается формулой (87). Выбор между схемами рис. 131 и 132 зависит от быстродействия цифровых модулей, которые предполагается использовать при построении системы.

Для поиска частоты сигнала в заданном диапазоне Δf_a с характеристиками, близкими к оптимальным, система поиска, как указывалось выше, должна включать в себя множество фильтрующих элементов, подобных рис. 131 и 132. Однако такое построение вычислителя часто оказывается слишком сложным. Поэтому схему обычно стараются упростить, даже если при этом характеристики ее несколько ухудшаются.

Упрощение достигается различными способами. Прежде всего вместо множества фильтрующих элементов желательно применить один, но с перестройкой его центральной частоты ω в заданном диапазоне $2\pi \Delta f_a$. При этом естественно возникает вопрос о времени, которое придется затратить на поиск. Действительно, чтобы получить выходную величину Z в одном фильтрующем элементе с эквивалентной шумовой полосой $\Delta F_{шф}$, нужно затратить время T_n , причем $T_n = 1/\Delta F_{шф}$. Пусть перестройка осуществляется скачками по частоте с интервалом $\Delta F_{шф}$, чтобы не пропустить сигнал. Тогда для просмотра диапазона Δf_a потребуется время $T_n = \Delta f_a / \Delta F_{шф}$, что практически мало отличается от (79).

Можно однако существенно сократить время просмотра, если изменить масштаб времени при вычислении спектра. При работе с цифровой выборкой анализируемого процесса сравнительно легко осуществить ее запись на интервале T_n . Для вычисления величины Z в одном фильтрующем элементе эту запись можно считывать за время T_n/k_c , значительно меньшее, чем T_n . После перестройки фильтра та же запись считывается снова до тех пор, пока не будет найдена частота сигнала или

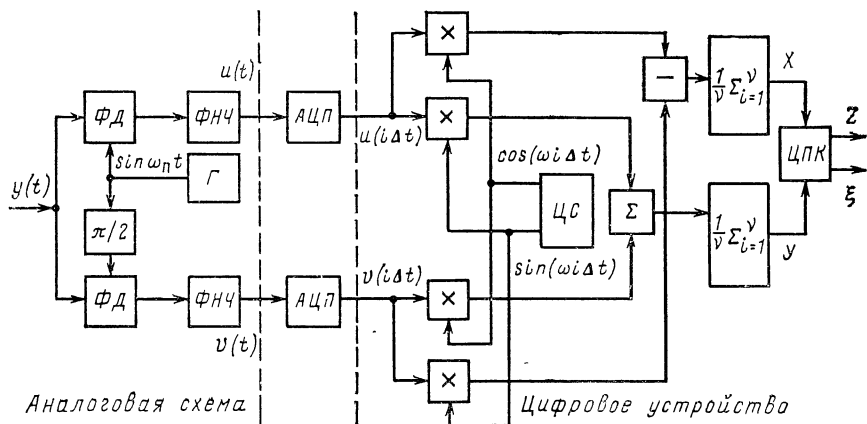


Рис. 132. Аналого-цифровой фильтрующий элемент с двумя квадратурными каналами:

ЦС — цифровой синтезатор

пройден весь диапазон Δf_a , для чего потребуется время $T'_n = \Delta f_a / k_c \Delta F_{\text{шф.}}^2$. Если еще учесть время, необходимое для записи (T_n), то полное время просмотра диапазона будет

$$T_n = T_n (1 + \Delta f_a T_n / k_c).$$

При большом коэффициенте сжатия ($k_c \gg 1$) потери времени могут быть сравнительно небольшими.

Упрощение устройства поиска достигается также за счет бинарного квантования входного процесса, что позволяет осуществлять запись на простых двоичных ячейках. Вместо гармонических опорных колебаний можно использовать колебания прямоугольной формы, заменив перемножители на сумматоры по модулю два. Наконец, в цифровом преобразователе координат (ЦПК) вместо вычисления $Z = \sqrt{X^2 + Y^2}$ согласно (81) можно использовать значительно более простые для реализации операции:

$$Z = |X| + |Y| \text{ или } Z = \max \{X, Y\}. \quad (88)$$

Разумеется, все подобные изменения в схеме повлекут за собой определенные изменения в ее характеристиках. Так, например, при бинарном квантовании входного процесса величина Z_{max} будет оценивать уже не амплитуду сигнала, а отношение сигнал-шум. Изменение алгоритма работы преобразователя координат приведет к некоторым

изменениям эквивалентной амплитудно-частотной характеристики фильтрующего элемента и т. д. Все эти изменения следует, конечно, учитывать при проектировании.

Теоретический анализ системы вхождения в связь необходимо дополнить имитационным моделированием. Моделирование позволит уточнить характеристики системы, проверить справедливость допущений, учесть влияние факторов, трудно поддающихся анализу. Пример-

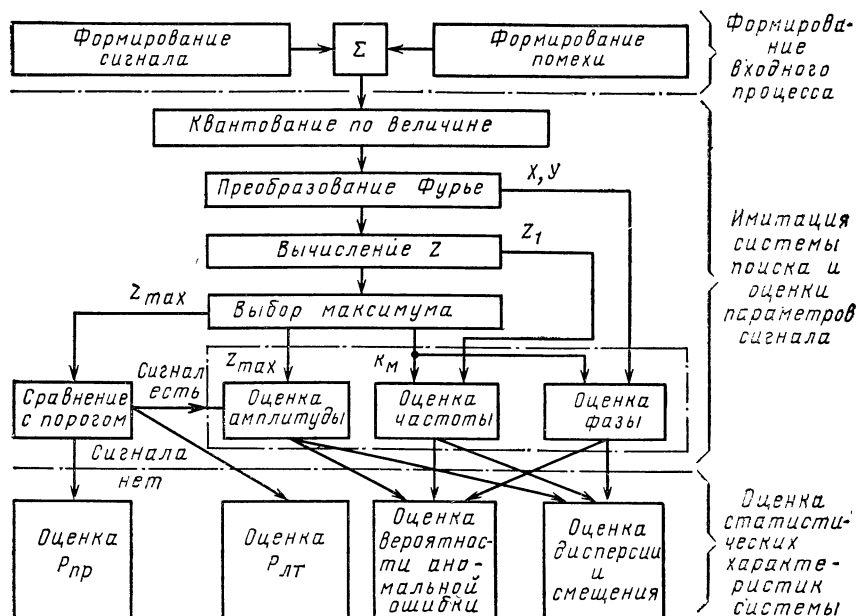


Рис. 133. Структурная схема имитационной модели системы поиска несущей частоты

ная схема модели системы поиска, предназначенная для реализации на универсальной ЦВМ, приведена на рис. 133. Модель состоит из трех основных частей со следующими функциями:

- формирование входного процесса,
- имитация системы поиска и оценки параметров сигнала,
- оценка статистических характеристик системы.

Входной процесс представляет собой сумму сигнала и помехи, которые формируются обычно отдельными программами. В общем случае сигнал представляется в виде выборки комплексных чисел вида:

$$u_c(i) = U_c \cos \varphi(i) + j U_c \sin \varphi(i),$$

где $\varphi(i) = \gamma[(i-1)\Delta t]^2 + \Omega_c(i-1)\Delta t + \varphi_0 + \psi\Pi_c(i)$, $1 \leq i \leq v$.

Такая запись соответствует сигналу с постоянной амплитудой U_c и начальной фазой φ_0 . Частота сигнала в начальный момент сдвинута от номинальной опорной частоты на величину Ω_c и в дальнейшем

меняется линейно со скоростью 2γ . Величина $P_c(i)$ задает закон фазовой модуляции несущей потоком символов. В простейшем случае можно сформировать $P_c(i)$ как знакопеременную периодическую последовательность импульсов с периодом $2\pi/\Omega_m$ и начальной фазой φ_n :

$$P_c(i) = \text{sign} \{ \sin [\Omega_m (i - 1) \Delta t + \varphi_n] \}.$$

В более сложных моделях $P_c(i)$ формируется с помощью датчиков случайных чисел, имитируя поток реальных символов в информационном канале. Все параметры сигнала желательно задавать как входные величины соответствующей программы, что позволит легко менять их при просмотре различных вариантов.

Помеха формируется также в виде выборки комплексных чисел:

$$u_{ш}(i) = n_c(i) + j n_s(i),$$

причем $n_c(i)$ и $n_s(i)$ являются независимыми между собой случайными нормальными величинами. Непосредственно от датчиков случайных чисел получают выборки, состоящие из независимых чисел, имитирующие белый дискретный шум. В случае необходимости вводится специальный преобразователь, с помощью которого можно задать корреляционную связь между членами выборки, чтобы имитировать заданную спектральную плотность входного шума.

Имитация системы поиска начинается с блока квантования. Этот блок должен имитировать АЦП реального вычислителя, который обычно имеет значительно больший шаг квантования, чем разрядная сетка универсальной ЦВМ. В предельном случае здесь осуществляется бинарное квантование с помощью операции sign .

Основную часть модели системы поиска составляет блок анализатора спектра, выполняющий преобразование Фурье. Программа этого блока производит дискретное преобразование Фурье над массивом из v комплексных отсчетов:

$$Z(k) = \sum_{i=1}^v U(i) \exp \{ -j 2\pi (k - 1) i/v \}, \quad (89)$$

где $U(i)$ — входной комплексный массив, имитирующий входной процесс системы поиска, прошедший блок квантования.

В большинстве случаев для выполнения операции (89) используется алгоритм «быстрого» преобразования Фурье (БПФ), который позволяет существенно сократить время счета, если надо определять достаточно большое число гармоник спектра. Алгоритм БПФ накладывает некоторые требования на представление входной выборки $U(i)$. Количество членов в этой выборке (v) должно удовлетворять условию: $v = 2^{k_0}$, где k_0 — целое положительное число. Если это условие не выполняется вначале, то его удовлетворяют искусственно, дополняя входную выборку нулевыми отсчетами. Кроме того, при БПФ число определяемых спектральных составляющих N ($1 \leq k \leq N$) равно числу отсчетов во входной выборке $N=v$. При этом процедура БПФ эквивалентна набору N фильтрующих элементов, подобных изображенному на рис. 132, с опорными частотами $\omega_k = 2\pi k/v\Delta t$.

Комплексный массив $Z(k)$ после БПФ фактически содержит два массива $X(k)$; $Y(k)$, определяющих его действительную и мнимую части. Они используются для получения выходной величины $Z(k)$, которая вычисляется либо согласно (81) как модуль комплексного числа, либо в соответствии с алгоритмом имитируемого вычислителя (88).

Следующий блок программы выбирает наибольшую величину Z , перебирая значения k от 1 до N . В результате определяются две величины: Z_{\max} и соответствующее значение $k = k_m$. Первое используется для решения задачи обнаружения (сравнение с порогом) и для оценки амплитуды сигнала, второе (k_m) поступает в блок оценки частоты, где находится частота сигнала, либо как

$$\omega^* = (k_m - 1) 2\pi / \nu \Delta t,$$

либо с учетом поправки согласно (86).

Значение k_m используется также для выбора величин $X(k_m)$, $Y(k_m)$ при оценке фазы.

Следует отметить, что описанная здесь реализация системы поиска и оценки параметров сигнала на универсальной ЦВМ, вообще говоря, пригодна не только для моделирования. В принципе так может осуществляться и реальная система поиска, если удастся преодолеть затруднения, связанные с ограничением быстродействия или памяти ЦВМ. В этом отношении значительный интерес представляют различные методы замены гармонических базисных функций другими, более приспособленными для цифровых вычислительных средств.

Последняя часть модели предназначена для оценки статистических характеристик как аномальных (вероятности), так и нормальных (дисперсии, средние значения) ошибок системы. Вероятность ложной тревоги $P_{\text{лт}}$ определяется при отсутствии сигнала во входной выборке ($U_c = 0$) как относительное количество решений «сигнал есть», вероятность пропуска $P_{\text{пр}}$ для заданной амплитуды U_c — как относительное количество решений «сигнала нет». Для оценки вероятности появления аномальных ошибок необходимо условиться о величине порога, превышение которого делает ошибку аномальной. Обычно выбирают порог в несколько раз выше, чем среднеквадратическая ошибка оптимального измерителя, определяемая формулами (83). Чаще всего аномальная ошибка будет связана с неправильным выбором фильтра, т. е. с ошибкой в определении значения k_m . Оценки дисперсии и смещения определяемых величин амплитуды и частоты находятся обычными способами статистической обработки. Для получения соответствующих характеристик оценок фазы необходимо учитывать циклический характер обрабатываемой выборки [3].

Список литературы

1. Ито Я., Урано Е., Муратани Т. и др. Анализ коммутационной матрицы для системы ПБ/МДВУ. — ТИИЭР, 1977, т. 65, № 3, с. 152—163.
2. А. с. 468187 (СССР). Устройство для определения фазы двоичного псевдослучайного сигнала с последовательным выбором оценок/ Авт. изобр. Л. Н. Баранников, В. Н. Наумов. — Оpubл. в Б. И., 1975, № 15.
3. Березин Л. В., Вейцель В. А. Теория и проектирование радиосистем. — М.: Сов. радио, 1977. — 448 с.
4. Берлекэмп Э. Алгебраическая теория кодирования: Пер. с англ. — М.: Мир, 1971. — 447 с.
5. Борисов Ю. П., Пенин П. И. Основы многоканальной передачи информации. — М.: Связь, 1967. — 435 с.
6. Варакин Л. Е. Теория сложных сигналов. — М.: Сов. радио, 1970. — 376 с.
7. Варакин Л. Е. Теория систем сигналов. — М.: Сов. радио, 1978. — 304 с.
8. Вейцель В. А., Жодзинский М. И. Квазиоптимальная обработка гармонического сигнала приемниками с широкополосным ограничителем. — Радиотехника и электроника, 1974, т. 19, № 8, с. 1653—1660.
9. Витерби Э. Д. Принципы когерентной связи: Пер. с англ. — М.: Сов. радио, 1970. — 392 с.
10. Вокенкрафт Дж., Джекобс И. Теоретические основы техники связи: Пер. с англ. — М.: Мир, 1979. — 640 с.
11. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. — 3-е изд., перераб. и доп. — М.: Сов. радио, 1977. — 607 с.
12. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. — М.: Физматгиз, 1963. — 1108 с.
13. Гуткин Л. С. Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах. — 2-е изд. доп. и переработ. — М.: Сов. радио, 1972. — 448 с.
14. Зигангиров К. Ш. Процедуры последовательного декодирования. — М.: Связь, 1974. — 208 с.
15. Калашников И. Д., Степанов В. С., Чуркин А. В. Адаптивные системы сбора и передачи информации. — М.: Энергия, 1976. — 240 с.
16. Каргушин С. М., Хворостенко Н. П. О некоторых свойствах безынерционной обратной связи по решению. — Радиотехника, 1975, № 3, с. 22—27.
17. Касами Т., Токура Н., Ивадари Е., Инагаки Я. Теория кодирования: Пер. с япон. — М.: Мир, 1978. — 576 с.
18. Колесник В. Д., Мирончиков Е. Т. Декодирование циклических кодов. — М.: Связь, 1968. — 251 с.
19. Лившиц Б. С., Фидлин Я. В., Харкевич А. Д. Теория телефонных и телеграфных сообщений. — М.: Связь, 1971. — 304 с.
20. Линдсей В. Системы синхронизации в связи и управлении: Пер. с англ. — М.: Сов. радио, 1978. — 600 с.
21. Мановцев А. П., Зайцев Ю. А. Оценка реальных характеристик системы с фазовой манипуляцией. — Электросвязь, 1975, № 1, с. 12—17.
22. Нуспл П. и др. Методы синхронизации спутниковых систем связи с многостанционным доступом и временным уплотнением. — ТИИЭР, 1977, т. 65, № 3, с. 181—195.
23. Михайлов А. В. Увеличение достоверности передачи данных при компенсации переходных процессов в каналах с фазовыми искажениями. — Радиотехника, 1967, № 4, с. 44—52.
24. Михайлов А. В. Помехоустойчивость интегрального приема с учетом случайной межсимвольной интерференции. — Радиотехника, 1977, № 8, с. 45—53.
25. Окунев Ю. В., Яковлев Л. А. Широкополосные системы связи с составными сигналами. — М.: Связь, 1968. — 168 с.
26. Ортега Дж. Рейнболт В. Итерационные методы решения нелинейных систем уравнений со многими неизвестными: Пер. с англ. — М.: Мир, 1975. — 558 с.
27. Основы радиоуправления/В. Н. Типутин, В. А. Вейцель, Л. В. Березин и др. — М.: Сов. радио, 1973. — 464 с.
28. Основы технического проектирования систем связи через ИСЗ/А. Д. Фортушенко, Г. Б. Аскинази, В. Л. Быков и др. — М.: Связь, 1970. — 331 с.

29. Пакулов Н. И., Уханов В. Ф., Чернышев П. Н. Мажоритарный принцип построения надежных узлов и устройств ЦВМ — М.: Сов. радио, 1974.
30. Петрович Н. Т., Размахнин М. К. Системы связи с шумоподобными сигналами. — М.: Сов. радио, 1969. — 232 с.
31. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки. — М.: Мир, 1976. — 594 с.
32. Поверхностные акустические волны — устройства и применение. — ТИИЭР, 1976, т. 64, № 5. — 324 с.
33. Понкратов В. П. Фазовые искажения и их компенсация. — М.: Связь, 1974, — 344 с.
34. Пратт В. К. Лазерные системы связи: Пер. с англ. — М.: Связь, 1972. — 232 с.
35. Применение лазеров/Под ред. М. Росса: Пер. с англ. — М.: Мир, 1974. — 445 с.
36. Рошин Б. В. Анализ многоканальной системы передачи данных с мажоритарным уплотнением каналов. — VII Всесоюз. конф. по теории кодирования и передачи информации: Доклады. Ч. V. Системы передачи данных. Москва — Вильнюс, 1978, с. 147—152.
37. Рябов С. Г., Торопкин Г. Н., Усольцев И. Ф. Приборы квантовой электроники. — М.: Сов. радио, 1976 — 310 с.
38. Свириденко В. А. Анализ систем со сжатием данных. — М.: Связь, 1977. — 184 с.
39. Макелрой Дж. и др. Системы связи для ближнего космоса, использующие лазеры на CO_2 . — ТИИЭР, т. 65, № 2, с. 54—90.
40. Справочник по радиоэлектронике в 3-х т./Под ред. А. А. Куликовского. — М.: Энергия, 1967. Т. 1 — 640 с.
41. Справочник по радиоэлектронным системам в 2-х т./Под ред. Б. Х. Кривицкого. — М.: Энергия, 1967. — Т. 1 — 352 с.
42. Стиффлер Дж. Теория синхронной связи: Пер. с англ. — М.: Связь, 1975. — 488 с.
43. Тенденции развития аэрокосмических систем сбора и обработки информации: Обзор. — Зарубежная радиоэлектроника, 1975, № 10, с. 69—95, № 11, с. 3—39.
44. Алексеев А. И., Шереметьев А. Г., Тузов Г. И., Глазов Б. И. Теория и применение псевдослучайных сигналов. — М.: Наука, 1969. — 368 с.
45. Тепляков И. М. Радиотелеметрия. — М.: Сов. радио, 1966. — 312 с.
46. Тепляков И. М., Калашников И. Д., Рошин Б. В. Радиопередачи космических систем передачи информации. — М.: Сов. радио, 1975. — 400 с.
47. Teplyakov I. M. Comparison of modulation formats for analog data transmission over space communication laser links. — 27 Congress Int. Astronautical Federation, Anaheim California, USA, Oct. 1976, Paper № 189—Acta Astronautica, 1979, v. 6, p. 499—509.
48. Teplyakov I. M. Acquisition and tracking of laser beams in space communications. — 28 Congress Int. Astronautical Federation, Prague, Czechoslovakia, Paper № 35, Sept. 1977, — Acta Astronautica, 1980, v. 7, № 3, p. 341—355.
49. Тепляков И. М. Антенная следающая система для лазерной системы связи. — Радиотехника, 1980, № 4, с. 25—34.
50. Тепляков И. М., Кузнецов В. С. Вычисление вероятности ошибочного приема блочных кодов в непрерывном гауссовском канале. — Электронная техника, 1980, № 1, с. 48—57.
51. Титсворт. Применение булевой функции для построения многоканальной телеметрической системы. — Зарубежная радиоэлектроника, 1964, № 8, с. 33—40.
52. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. — М.: Сов. радио, 1966. — 680 с.
53. Тихонов В. И. Выбросы случайных процессов. — М.: Наука, 1970. — 392 с.
54. Фаллени Н. Система распределения информации для КЛА. — В кн.: Управление в пространстве. — М.: Наука, 1975, № 2, с. 40.
55. Феллер В. Введение в теорию вероятностей и ее приложения в 2-х г.: Пер. с англ. — Изд. 2-е, стереотип. — М.: Мир, 1967. Т. 1 — 498 с.

56. Фоми́н А. И. Помехоустойчивость некогерентного приема псевдослучайных сигналов на фоне сосредоточенных помех. — Техника средств связи. Сер. ТРС, 1976, вып. 3, с. 34—39.
57. Хармут Х. Ф. Передача информации ортогональными функциями: Пер. с англ. — М.: Связь, 1975. — 267 с.
58. Цифровые методы в космической связи/ Под ред. С. Голомба: Пер. с англ. — М.: Связь, 1969. — 279 с.
59. Цифровые системы фазовой синхронизации /М. И. Жодзиский, С. Ю. Сила-Новицкий, В. А. Прасолов и др. — М.: Сов. радио, 1979, 208 с.
60. Шереметьев А. Г. Статистическая теория лазерной связи. — М.: Связь, 1971. — 264 с.
61. Шереметьев А. Г., Толпарев Р. Г. Лазерная связь. — М.: Связь, 1974. — 384 с.
62. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации/Под ред. В. Б. Пестрякова. — М.: Сов. радио, 1973. — 424 с.
63. Энергетические характеристики космических радиолиний/Под ред. О. А. Зенкевича. — М.: Сов. радио, 1972. — 436 с.
64. Янке Е., Эмде Ф., Лёт. Ф. Специальные функции. — М.: Наука, 1968. — 344 с.
65. Carter C. R., Haykin S. S. Precision synchronization to a switching satellite using P. S. K signals. — Int. Conf. Commun., Mineapolis, 1974, MN p. 43D-1 to— 43D-5.
66. Chasi D. A class of algorithms for decoding block codes with channel measurement information. IEEE Trans. 1972, v. IT—18, № 1, p. 170—182.
67. Cuccia C. L. Communication satellite technologies in the Early twenty-first century—a projection into the PostINTELSAT V Era. 28 Congress Int. Astronautical Federation, Prague, Czechoslovakia, Sept., 1977, p. 1—50.
68. Dixon R. C. Spread Spectrum System. — Wiley, 1976. — 318 p.
69. Galani F. M. The impact of western europe climate on the design of SATCOM System at 11/14 GHz. — Conf. Rec. Int. Conf. Commun. Philadelphia, Pa, New York, 1976, v. 1—3.
70. Asachara M. et. al. Synchronization and acquisition in SDMA satellite communications system. — Int. Conf. Commun. Mineapolis, 1974, MN, p. 43E-1, 43E-6.
71. Tittsworth R. C. Optimal ranging codes, — IEEE Trans., 1964, v. SET-10, № 1.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Абонент 16
 Алгоритм быстрого преобразования Фурье 258
 — Зигангирова — Джеляпека 226
 Амплитудная характеристика усилителя мощности 18
 Амплитудные оптические модуляторы (за-
 твторы) 95
 Антенна ретранслятора 32
 Антенны с глобальным лучом 16
 — оптические 103
 Бортовая сеть сбора и распределения ин-
 формации 178
 Воздействие сигнала и фона на фотоде-
 тектор 88
 Генератор последовательностей Голда 23
 — псевдослучайного сигнала 117
 Двумерные сигналы 36
 Декодер Витерби 222
 — корреляционный 193
 — мажоритарного каскадного кода 149
 Декодирование сверточных кодов 220
 Демодулятор с безынерционной обратной
 связью 77

Диапазон волн для линий связи 111
 Добротность приемного устройства 6
 Допустимая мощность ретранслятора 39
 Закон излучения Планка 11
 Идеальный канал 71
 Иерархический принцип 172
 Избыточность системы 177
 Информационно-телеметрические систе-
 мы 138, 171, 176
 Использование кодов с исправлением
 ошибок 208
 Каскадирования принцип 148
 Квантовая эффективность фотокатода 86
 Квантовый шум линии связи 86
 Кодирование сверточное 210
 — сообщений 180
 Коды древоподобные 225
 — с одинаковой энергией кодовых слов
 189
 — циклические 196
 Коммутация сигналов 56
 Космическая связь 111
 Костаса схема 241, 247

- Лавинные фотодиоды 99
 Лазерные линии связи 85, 104, 106
 — передатчики 94
 — системы передачи информации 83, 93
 — с прямым детектированием сигнала 91, 98
 Линейная рекуррентная последовательность 116
 Линейные блочные коды 195
 Линейный гармонический корректор сигнала 80
 Магистрально-модульный принцип 172
 Мажоритарное декодирование двоичных кодов 194
 — каскадно уплотнение каналов 146, 152, 158, 167
 Мажоритарный элемент 154
 Межсимвольные помехи 79
 Метод ИМ—АМ 108
 — КИМ — АМ 109
 — ПИМ — АМ 111
 — повторения 206
 Методы модуляции 93
 — уплотнения каналов 17
 — разделения каналов 139, 144
 Многолучевые антенны 41
 Модулятор электрооптический 96
 Обслуживание терминалов 178
 Одномерные сигналы 34
 Опознавание информационного символа 178
 Оценка помехоустойчивости кодов 183
 Передача сообщений без избыточных символов 205
 Поглощение радиоволн в атмосфере 8
 Поиск и захват несущей частоты 249
 Покрытие территории СССР узкими лучами 33
 Помехоустойчивое кодирование 200
 Помехоустойчивость двоичных блочных кодов 180
 — лазерных систем связи 106
 — передачи информации 158, 167
 Потери сигнала в радиолинии 8
 Приемная антенна 5
 Приемопередающая станция 53
 Прием сигналов 136, 230
 — теплового радиоизлучения 12
 Прimitивный поток 30
 Пропускная способность и эффективность систем связи с глобальным лучом 31
 Псевдошумовые сигналы в системах синхронизации 117
 Работоспособность схем выделения несущей 245
 Радиолиния 6, 232
 — когерентные 233
 — с прыгающей частотой 205
 — с псевдошумовыми сигналами 201
 — с ПШС — РРП 209
 — ЦУП-абоненты 47
 Радносистемы 83
 — с псевдошумовыми сигналами 201
 Ретранслятор с многолучевой антенной 44, 49
 — с ФАР при ВРК 45
 Регулярные коды 185
 Режим синхронизации мод 95
 Сигнал КИМ — АМ 92
 — ПИМ 93
 —, удовлетворяющий условию селективности 81
 Синхронизация радиолиний 121
 — с разделением сигналов информации 65
 Система РКФ с закрепленными каналами 30
 — связи с коммутацией антенн 56
 — с ретрансляторами 67
 — синхронизации с кодовыми словами 69
 Скорость передачи сообщений на 1 Гц полосы канала связи 35
 Состояние последовательности 116
 Спектр сигнала КИМ — ФМ 235
 — — КИМ — ЧМ — ФМ 236
 Спутниковые системы 29, 43
 — с глобальным лучом ИСЗ-ретранслятора 16
 — с многолучевой передающей антенной 44
 — передачи информации 3, 40
 — связи с временным разделением каналов 50
 —, синхронизация 57, 62
 —, экономия полосы частот 32
 —, электромагнитная совместимость 38
 Структурные схемы ретранслятора 17
 Узкополосные методы модуляции и кодирования 33
 Уплотнение каналов 152
 Фильтр «обеслаивающий» 131
 — оптимальный 74
 Фильтрующие элементы 254
 Фотосмещение оптического сигнала 100
 ФЭУ 98
 ЧВС (частотно-временной сигнал) 116
 ЧРК (частотное уплотнение и разделение каналов) 17
 Шумовая температура антенны 11
 — атмосферы 13
 Шумы приемника 10, 89
 ЭИИМ (эквивалентная изотропно-излучаемая мощность) 5
 Энергетический потенциал радиолинии 5
 Эрланга формула 29
 Эффект Керра 96
 — Поккельса 96
 Яркостная температура 11, 13

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава 1. Спутниковые системы передачи информации	4
1.1. Энергетические потенциалы радиолиний	4
1.2. Спутниковые системы с глобальным лучом ИСЗ-ретранслятора	16
1.3. Спутниковые системы передачи информации с многолучевыми антеннами на ретрансляторе	40
Глава 2. Спутниковые системы связи с временным разделением каналов	50
2.1. Особенности построения спутниковых систем связи с временным разделением каналов	50
2.2. Синхронизация спутниковых систем связи	57
2.3. Прием сигналов, переданных по каналу с ограниченной полосой пропускания	69
Глава 3. Лазерные системы передачи информации	83
3.1. Сигналы и шумы в лазерных линиях связи	85
3.2. Основные подсистемы лазерной системы передачи информации	93
3.3. Помехоустойчивость лазерных систем связи	106
3.4. Выбор системы для космической связи	111
Глава 4. Радиосистемы с широкополосными псевдoshумовыми сигналами	114
4.1. Основные характеристики радиосистем с широкополосными псевдoshумовыми сигналами	115
4.2. Синхронизация радиолиний с псевдoshумовыми сигналами	121
4.3. Воздействие сосредоточенных помех на радиосистемы с псевдoshумовыми сигналами	130
Глава 5. Уплотнение и разделение каналов в информационно-телеметрических системах	138
5.1. Общие положения и классификация методов уплотнения и разделения каналов	139
5.2. Принцип мажоритарного каскадного уплотнения каналов	146
5.3. Сложность реализации мажоритарного каскадного уплотнения каналов	152
5.4. Помехоустойчивость передачи информации при мажоритарном каскадном уплотнении каналов	158
5.5. Зависимость между базой канальных сигналов и помехоустойчивостью передачи сообщений при мажоритарном уплотнении каналов	167
5.6. Структура информационно-телеметрической системы	171
5.7. Организация бортовой сети сбора и распределения информации	178
Глава 6. Кодирование сообщений в радиосистемах передачи информации	180
6.1. Помехоустойчивость двоичных блочных кодов	180
6.2. Мажоритарное декодирование двоичных кодов	194
6.3. Помехоустойчивое кодирование в радиолиниях с широкополосными сигналами	200
6.4. Сверточное кодирование	210
6.5. Декодирование сверточных кодов	220
Глава 7. Когерентные радиолинии	230
7.1. Прием сигнала в когерентной радиолинии	230
7.2. Получение когерентного опорного колебания при наличии несущей в принимаемом сигнале	234
7.3. Получение когерентного опорного колебания при полностью подавленной несущей сигнала	240
7.4. Поиск и захват несущей частоты	249
Список литературы	260
Предметный указатель	262

