

УЗБЕКСКОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ И ИНФОРМАТИЗАЦИИ
ТАШКЕНТСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ
ТЕХНОЛОГИЙ

К защите допустить
Зав. кафедрой

_____ 2012 г.

ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА

Методы модуляции с расширением спектра

Выпускник _____ Д.Р. Халиков

Руководитель _____ А. Абдуазизов

Рецензент _____ _____

Консультант
по БЖД _____ Ф.М. Қодиров

Ташкент – 2012

Выпускная квалификационная работа посвящена сравнению различных методов модуляции с расширением спектра. Рассмотрены следующие вопросы: общая характеристика методов модуляции с расширением спектра, программной перестройки частоты, передача сигналов на нескольких несущих, расширение спектра сигналов при помощи псевдослучайных последовательностей, помехоустойчивость систем связи с расширением спектра. Кроме этого рассмотрен вопрос о влиянии компьютера на жизнедеятельности человека.

Битирув малакавий иши сигнал спектрини кенгайтириш усулига бағишланган бўлиб, қуйидаги масалалар кўриб чиқилган: сигнал спектрини кенгайтириш усулларининг асосий характеристикалари, частотани дастурий ўзгартириш, сигналларни бир неча ташувчи ёрдамида узатиш, сигнал спектрини тасодифийсимон импульслар кетма-кетлиги ёрдамида кенгайтириш, спектри кенгайтирилган сигналлар халақитбардошлиги ва шу билан бирга инсон фаолиятига компьютернинг таъсири кўриб чиқилган.

Final qualifying work is devoted comparison of various methods of modulation with spectrum expansion. Following questions are considered: a general characteristic of methods of modulation with expansion of a spectrum, program reorganization of frequency, signaling on several bearing, expansion of a spectrum of signals by means of pseudo-casual sequences, a noise stability of communication systems with spectrum expansion. It is besides considered questions on influence of the computer on abilities to live of the person.

Оглавление

Введение	4
1. МЕТОДЫ РАСШИРЕНИЯ СПЕКТРА СИГНАЛА.....	6
1.1. Основные термины и определения.....	6
1.2. Общая характеристика методов модуляции с расширением спектра	8
1.2.1. Прямое расширение спектра.....	8
1.2.2. Программная перестройка рабочей частоты.....	13
1.2.3. Программная перестройка временного положения	19
импульсных сигналов	19
1.2.4. Передача сигналов на нескольких несущих частотах	22
2. ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ И ИХ СВОЙСТВА	26
2.1. Разновидности псевдослучайных и родственных им последовательностей	26
2.2. Линейные последовательности максимальной длины ($m -$ последовательности)	29
2.3. Последовательности Голда, g -последовательности	41
2.4. Последовательности Касами, k -последовательности	43
2.5. Последовательности, двойственные кодам Боуза-Чоудхури-Хоквингема, b -последовательности	45
3. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ СВЯЗИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ МОДУЛЯЦИЮ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА	46
3.1. Основные виды помех.....	46
3.2. Системы связи с прямым расширением спектра	50
3.3. Системы с программной перестройкой рабочей частоты	61
3.4. Системы с прямым расширением спектра и передачей сигналов на нескольких несущих	65
4. БЕЗОПАСНОСТЬ ЖИЗНЕДЕЯТЕЛЬНОСТИ.....	75
4.1. Действие тока на организм человека и критерии безопасности по току .	75
4.2. Оказание первой помощи пострадавшим	76
Заключение	84
Литература.....	86

Введение

Методы модуляции с расширением спектра сигналов первоначально нашли применение в военных и специальных системах связи, обладающих свойствами низкой вероятности перехвата и повышенной помехозащищенности. Эти методы лежат в основе так называемой технологии расширения спектра сигналов, которая в последнее время начинает широко использоваться в коммерческих системах связи.

Технология расширения спектра сигналов заключается в преднамеренном увеличении в передатчике полосы частот, занимаемой сигналом-переносчиком сообщений, существенно превышающем ту, которая необходима для передачи с требуемыми скоростью и уровнем искажений, и обратном ее уменьшении до информационной полосы частот в приемнике системы связи.

В результате выполнения операции расширения спектра происходит уменьшение уровня спектральной плотности передаваемого сигнала, что затрудняет обнаружение факта работы системы связи и перехват передаваемых сообщений.

Благодаря низкому уровню спектральной плотности излучаемых сигналов с расширенным спектром системы связи могут использовать занятые участки радиочастотных диапазонов, не создавая существенных помех другим системам связи и службам.

Известно несколько методов модуляции с расширением спектра сигнала, которые можно классифицировать в соответствии с тем, по какому из четырех основных параметров радиосигнала: амплитуде, фазе, частоте и временному положению (задержке) осуществляется модуляция сигналом, расширяющим спектр.

Поскольку для обеспечения высокого КПД выходных каскадов передатчика амплитуду желательно сохранять постоянной, то к настоящему времени наибольшее распространение получили методы расширения спектра

сигналов, основанные на изменении их фазы, частоты и временного положения (задержки) в соответствии с некоторым законом. Среди этих методов можно выделить следующие базовые методы:

- Непосредственная модуляция несущей частоты псевдослучайной последовательностью (ПСП) иначе псевдослучайная частотная или фазовая модуляция. В результате формируется так называемый сигнал с прямым расширением спектра (DSSS).

- Программная перестройка рабочей частоты (ППРЧ), приводящая к формированию сигнала со скачкообразным изменением несущей частоты (FHSS).

- Программная перестройка временного положения импульсных сигналов или псевдослучайная времяимпульсная модуляция (ПВИМ). В итоге получаются импульсные сигналы со скачкообразным изменением временного положения (THSS).

- Частотная модуляция по линейному закону (ЛЧМ). В этом случае мгновенная частота радиосигнала в течение, интервала времени, равного длительности сигнала T_s либо нарастает, либо убывает по линейному закону (Chip modulation). В результате формируются ЛЧМ-сигналы с различными законами изменения частоты.

1. МЕТОДЫ РАСШИРЕНИЯ СПЕКТРА СИГНАЛА

При обратной операции сжатия спектра происходит восстановление первоначального спектра сигнала-переносчика сообщений и расширение "размазывание" спектра сигналов преднамеренных и непреднамеренных помех. А поскольку в информационную полосу попадает лишь часть энергии сигналов "размытой" в широкой полосе частот, то в результате обеспечивается увеличение отношения мощностей сигнала и помехи (отношение сигнал/помеха), определяемое соотношением полос до и после сжатия спектра сигнала.

Процесс ослабления помехи при обработке сигналов с расширенным спектром условно показан на рис. 1.1.

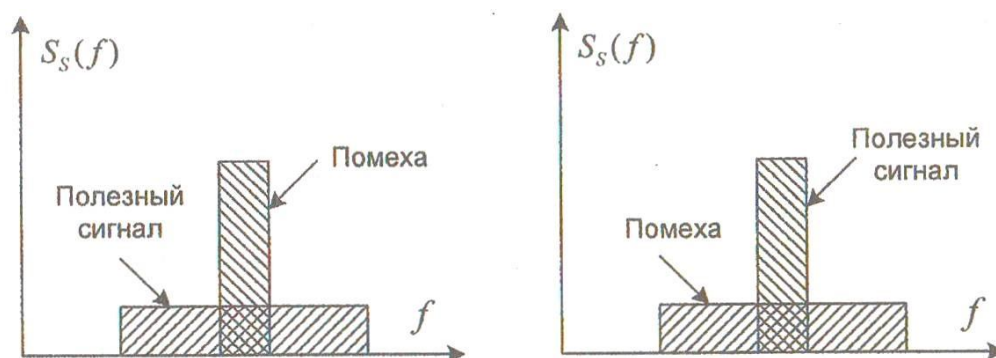


Рис. 1.1. Процесс ослабления помехи при обработке сигналов с расширенным спектром

1.1. Основные термины и определения

Рассмотрим систему связи, в которой осуществляется передача дискретных сообщений со скоростью R_b бит/с. После модуляции с расширением спектра полоса передаваемого сигнала увеличивается до W_{PC} Гц, причем $W_{PC} \gg R_b$. Величину W_{PC} будем называть шириной полосы сигнала с расширенным спектром. Предположим, что в канале связи кроме обычного

теплового шума с односторонней спектральной плотностью N_0 [Вт/Гц] действует помеха с мощностью P_J , которая распределена в пределах полосы W_J . После сжатия спектра ширина полосы полезного сигнала снова становится равной R_b , а спектральная плотность помехи – $N_J = P_J / W_{PC}$. При этом спектральная плотность теплового шума останется неизменной. Отношение энергии сигнала, приходящейся на бит сообщения, к спектральной плотности эквивалентного шума будет равно

$$\frac{E_b}{N_{0e}} = \frac{E_b}{N_0 + N_J} = \frac{P_S / R_b}{N_0 + P_J / W_{PC}} \quad (1.1)$$

Если мощность помехи намного больше мощности теплового шума, то $N_J \gg N_0$ и выражение (1.1) можно представить в следующем виде

$$\frac{E_b}{N_{0e}} \approx \frac{E_b}{N_J} = \frac{P_S}{P_J} \cdot \frac{W_{PC}}{R_b} \quad (1.2)$$

Величина P_S / P_J есть отношение мощностей полезного сигнала и помехи, а $W_{PC} / R_b = G$ – коэффициент расширения полосы или выигрыш при обработке сигналов системы.

Так как при оптимальной демодуляции сигналов вероятность ошибки зависит только от значения отношения E_b / N_{0e} , то максимально допустимое превышение мощности помехи над мощностью сигнала полностью определяется значением выигрыша при обработке G . Если учесть возможные энергетические потери $L_{сист}$ при реализации системы связи, то максимально допустимое превышение мощности помехи над мощностью сигнала в дБ будет определяться так называемым коэффициентом помехозащищенности

$$M_J = G - L_{сист} - \frac{E_b}{N_{0e}} \quad (1.3)$$

Здесь значения всех величин выражены в дБ.

Например, при $R_b = 5$ кбит/с, $W_{pc} = 20$ МГц и $E_b / N_{0e} = 20$ и $L_{сист} = 2$ коэффициент помехозащищенности будет равен

$$M_J = 36 \text{ дБ} - 13 \text{ дБ} - 3 \text{ дБ} = 20 \text{ дБ},$$

то есть мощность помехи может превышать мощность полезного сигнала в 100 раз.

1.2. Общая характеристика методов модуляции с расширением спектра

1.2.1. Прямое расширение спектра

Обобщенная структурная схема системы связи, использующей сигналы с прямым расширением спектра, изображена на рис. 1.2. Она содержит источник дискретных сообщений, модулятор 1-ой ступени, модулятор 2-ой ступени, синтезатор частот, преобразователь частоты вверх, усилитель мощности, передающую и приемную антенны, преселектор, малошумящий усилитель, преобразователь частоты вниз, синтезатор частот, демодулятор 2-ой ступени, демодулятор 1-ой ступени, блок поиска и синхронизации.

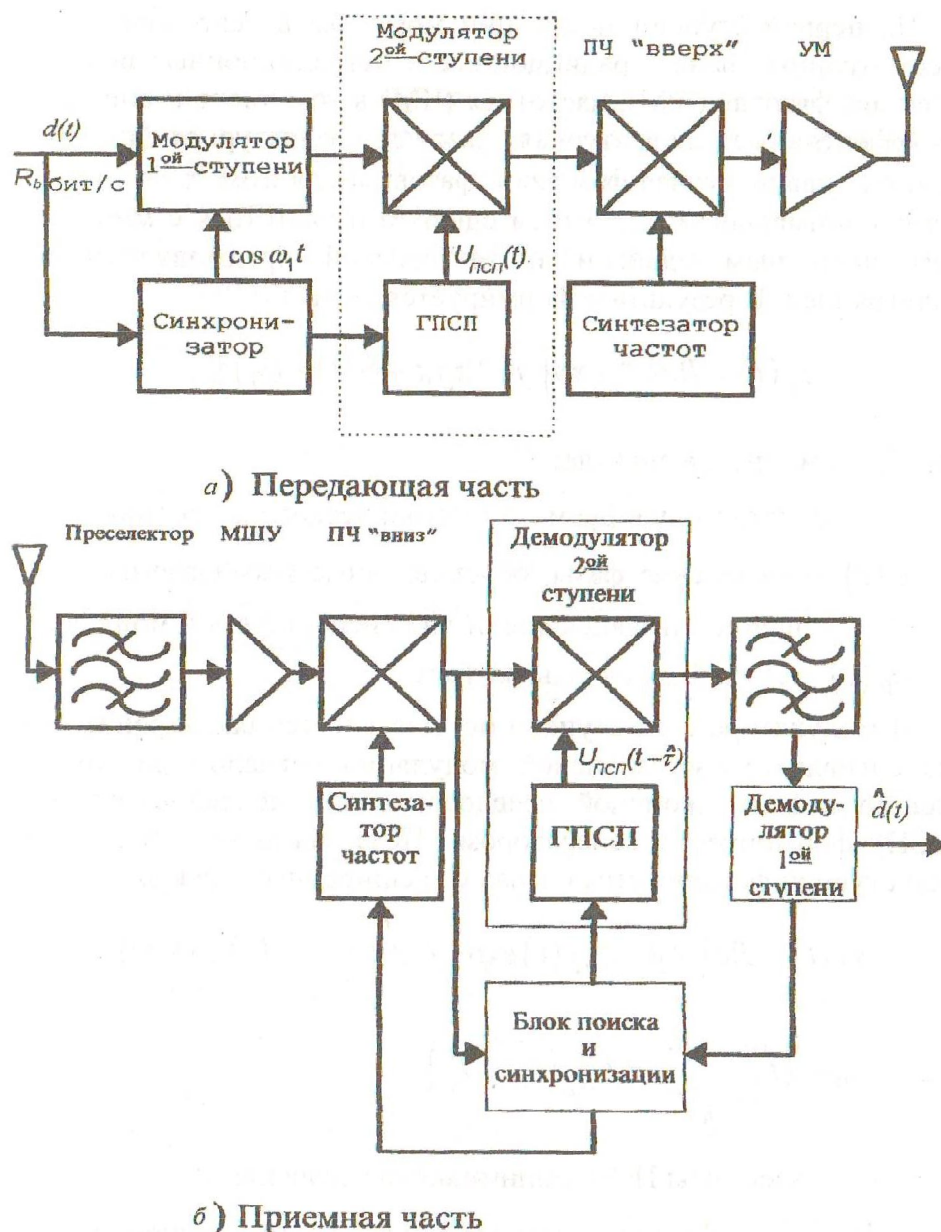


Рис. 1.2. Структурная схема системы связи, использующей сигналы с прямым расширением спектра

В модуляторе 1-ой ступени осуществляется модуляция сигнала, как правило, промежуточной частоты сигналом передаваемого дискретного сообщения $d(t)$.

На первой ступени модуляции могут быть использованы все рассмотренные ранее традиционные и нетрадиционные виды модуляции: фазовая (ФМ), частотная (ЧМ) в том числе и спектрально-эффективные: квадратурная, фазовая, квадратурная фазовая со сдвигом, квадратурная

фазовая с фазовым сдвигом $\pi/4$, частотная с минимальным частотным сдвигом и частотная с минимальным частотным сдвигом и гауссовской предмодуляционной фильтрацией. В результате формируется сигнал

$$s_1(t) = \operatorname{Re} \left\{ A_1 \exp \left[j \left(2\pi f_1 t + \theta(t) + \theta_0 \right) \right] \right\}, \quad (1.4)$$

где A_1 – амплитуда сигнала;

f_1 – частота модулируемого гармонического колебания;

$\theta(t)$ – изменения фазы, обусловленные передаваемым сообщением и зависящие от вида используемой модуляции;

$\theta_0(t)$ – случайная начальная фаза.

В модуляторе 2-ой ступени осуществляется расширение спектра сигнала путем балансной модуляции сигналом расширения спектра в виде двоичной псевдослучайной последовательности (ПСП), формируемой генератором ГПСП. На выходе модулятора 2-ой ступени формируется сигнал с расширенным спектром

$$s_2(t) = \operatorname{Re} \left\{ A_2 U_{\text{ПСП}}(t) \exp \left[j \left(2\pi f_1 t + \theta(t) + \theta_0 \right) \right] \right\}, \quad (1.5)$$

$$U_{\text{ПСП}}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n U_{T_c}(t - n T_c);$$

где

c_n – элементы ПСП, принимающие значения ± 1 ;

$U_{T_c}(f)$ – функция, описывающая форму одиночного импульса сигнала ПСП.

После переноса на частоту излучения f_0 и усиления передается сигнал

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ A U_{\text{ПСП}}(t) \exp \left[j \left(2\pi f_0 t + \theta(t) + \theta_0 \right) \right] \right\}. \quad (1.6)$$

В приемнике после предварительной селекции и усиления принимаемый сигнал переносится на промежуточную частоту для последующей обработки. В демодуляторе 2-ой "ступени осуществляется сжатие спектра входного сигнала путем перемножения с опорной ПСП и

полосовой фильтрации. В результате на выходе полосового фильтра формируется сигнал

$$s_2(t) = \overline{Re\left\{KA_2 U_{ПСП}(t-\tau)U_{ПСП}(t-\hat{\tau}) \exp\left[j(2\pi f_1 t + \theta(t) + \theta_0)\right]\right\}}, \quad (1.7)$$

где K – коэффициент передачи приемопередающего тракта и среды распространения, а черта сверху – символ временного усреднения;

τ и $\hat{\tau}$ – соответственно задержка модулирующей ПСП в точке приема и ее оценка, формируемая в блоке поиска и синхронизации.

При ЧМ-модуляция, расширяющая спектр сигнала, полностью устраняется и получается сигнал

$$\hat{s}_1(t) = Re\left\{KA_2 \exp\left[j(2\pi f_1 t + \theta(t) + \theta_0)\right]\right\}, \quad (1.8)$$

который поступает на вход демодулятора 1-ой ступени, где осуществляется выделение передаваемого сообщения.

Таким образом, необходимым условием сжатия спектра входного сигнала является наличие "жесткой" временной синхронизации модулирующей и опорной ПСП. Она обеспечивается блоком поиска и синхронизации и осуществляется в два этапа: на первом – устраняется начальная неопределенность в результате выполнения процедуры поиска с точностью до длительности T_c элемента ПСП, на втором – точная синхронизация. За счет работы следящей системы (системы слежения за задержкой) составляющие ошибки синхронизации уменьшаются до значений, не превышающих $(0,05 - 0,1)T_c$.

Поиск осуществляется, например, путем последовательного временного сдвига на величину $0,5 T_c$ опорной ПСП через интервалы времени T_a и проверки наличия синхронизации модулирующей и опорной ПСП с помощью коррелятора и решающего устройства. Если сигнал на выходе коррелятора превышает пороговое значение, устанавливаемое в соответствии с выбранным критерием обнаружения, то поиск прекращается и включается система слежения за задержкой.

Система слежения за задержкой содержит временной дискриминатор, сглаживающий фильтр, перестраиваемый генератор тактовых импульсов и генератор опорных ПСП. Временной дискриминатор формирует управляющее напряжение под воздействием которого изменяется задержка тактовых импульсов и опорных ПСП до тех пор, пока управляющее напряжение не станет равным или близким к нулю.

Трудности синхронизации генератора опорных ПСП с точностью до нескольких наносекунд ограничивают частоту следования символов ПСП величинами порядка десятков М симв/с. Это означает, что ширина спектра W_{PC} сигнала при таком методе расширения спектра не может превышать нескольких десятков МГц.

Определим величину выигрыша при обработке, обеспечиваемого сигналом с прямым расширением спектра, полагая, что для передачи символов сообщения используется двоичная фазовая модуляция, а для расширения спектра двоичная случайная последовательность импульсов прямоугольной формы длительностью T_c и равновероятным появлением значений $+A$ и $-A$.

Спектральная плотность такой последовательности определяется следующим выражением

$$S_S(f) = A^2 T_c \frac{\sin^2(\pi f T_c)}{(\pi f T_c)^2} = \frac{A^2 T_b}{L} \cdot \frac{\sin^2(\pi f T_b / L)}{(\pi f T_b / L)^2}, \quad (1.9)$$

где T_b – длительность двоичного символа сообщения (бита);

$L = T_b / T_c$ – отношение длительностей двоичных символов передаваемого сообщения и последовательности, используемой для расширения спектра.

График спектральной плотности сигналов с прямым расширением спектра, построенный для положительных частот, изображен на рис. 1.3. Там же показан график спектральной плотности обычного сигнала с двоичной фазовой модуляцией. При его построении учтено соотношение длительностей импульсов модулирующих сигналов.

Если ширину полосы частот сигналов определить по первым нулям спектральной плотности, то выигрыш при обработке, обеспечиваемый сигналом с прямым расширением спектра будет определяться следующим выражением

$$G = \frac{W_{PC}}{W_c} = \frac{2T_b}{2T_c} = \frac{R_c}{R_b}, \quad (1.10)$$

где R_c – частота следования символов последовательности, используемой для расширения спектра.

Например, при $R_c = 48$ Мсимв/с, $R_b = 4,8$ кбит/с имеем $G = 210^4$ или 43 дБ.

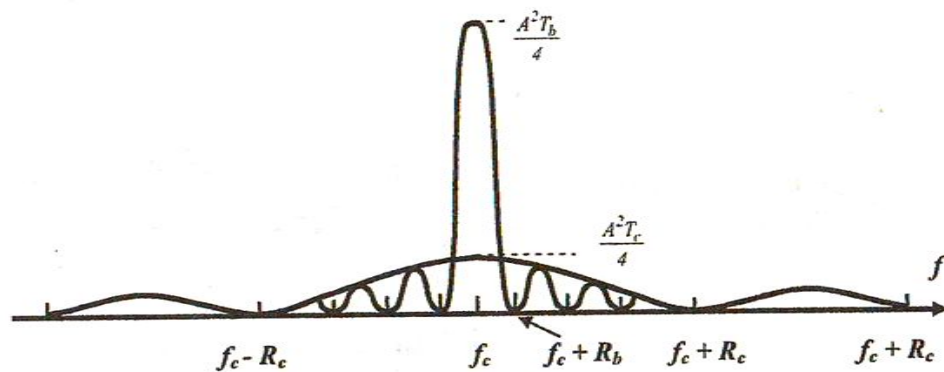


Рис. 1.3. Спектральные плотности сигнала с прямым расширением спектра и обычного сигнала с двоичной фазовой модуляцией

1.2.2. Программная перестройка рабочей частоты

Обобщенная структурная схема системы связи, использующей сигналы с программной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ-сигналы) изображена на рис. 1.4. В основном она содержит те же элементы, что и система, изображенная на рис. 1.1. Отличие состоит в том, что цифровые синтезаторы частот, используемые в преобразователях частот "вверх" и "вниз" являются программно-перестраиваемыми по псевдослучайному закону.

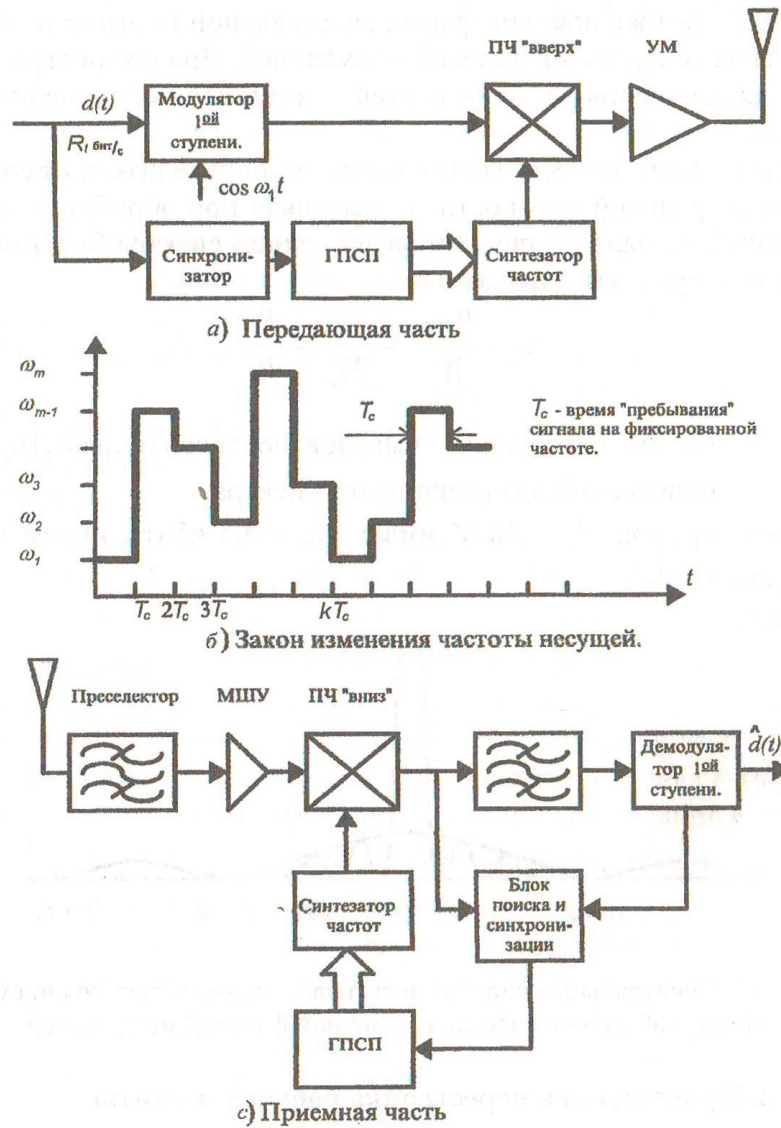


Рис. 1.4. Структурная схема системы связи, использующей сигналы с программной перестройкой рабочей частоты

Здесь в явном виде отсутствуют модулятор и демодулятор 2-ой ступени, а их функции выполняют преобразователи частот "вверх" и "вниз".

На выходе преобразователя частоты "вверх" формируется сигнал

$$s_2(t) = \operatorname{Re} \left\{ A_2 \dot{c}(t) \exp j [2\pi f_0 t + \theta(t)] \right\}; \quad (1.11)$$

где

$$\dot{c}_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} U_{T_c}(t - nT_c) \exp \{ j(2\pi f_n + \theta_n) \}; \quad (1.12)$$

$U_{T_c}(f)$ – функция, описывающая форму одиночного импульса длительностью T_c ;

$\{\theta_n\}$ – последовательность случайных фаз, возникающих при перестройке частоты на n -ом интервале времени длительностью T_c ;

$\{f_n\}$ – псевдослучайная последовательность частотных сдвигов;

$\theta(t)$ – изменения фазы, обусловленные модуляцией сигналом передаваемого сообщения.

Традиционно программная перестройка рабочей частоты используется в сочетании с двоичной многопозиционной частотной модуляцией сигналом передаваемого сообщения. Перестройка частоты осуществляется путем непосредственного управления синтезатором сегментами ПСП, содержащими k символов. В результате в диапазоне изменения частоты несущей содержится 2^k различных частот.

При достаточно широком диапазоне и высокой скорости перестройки трудно сохранить непрерывность фазы несущей (фазовую когерентность). Этим объясняется включение последовательности $\{\theta_n\}$ в модель сигнала (1.12).

Если рассматривать кратковременный спектр сигнала с ППРЧ, например, при усреднении за длительность интервала перестройки T_c , то занимаемая ширина полосы будет почти такой же, как и обычного сигнала с частотной модуляцией. При длительном усреднении спектр и соответственно ширина полосы частот сигнала с ППРЧ будет определяться диапазоном перестройки частот синтезатора, которая может достигать нескольких ГГц. Это существенно превосходит значения, получаемые при прямом расширении спектра.

В преобразователе частоты "вниз" приемника частота опорного сигнала отличается от частоты принимаемого сигнала на значение промежуточной частоты f_1 . Поэтому на выходе преобразователя частоты "вниз" имеем

$$\hat{s}_2(t) = \text{Re} \left\{ K A_2 \exp \left[j \left(2\pi f_1 t + f_0 (t - \hat{\tau}) - f_0 (t - \tau) - \theta(t) \right) \right] \right\}. \quad (1.13)$$

При $\hat{\tau} = \tau$ изменение частоты по закону ПСП полностью устраняется, спектр входного сигнала сжимается и получается сигнал

$$\hat{s}_1(t) = \text{Re} \left\{ K A_2 \exp \left[j(2\pi f_1 t - \theta(t) - \theta_0) \right] \right\}, \quad (1.14)$$

который поступает на вход демодулятора, осуществляющего выделение сигнала передаваемого сообщения $\hat{d}(t)$.

Таким образом, необходимым условием сжатия спектра является совпадение по форме сигналов $\hat{c}_1(t)$ и $\hat{c}_2(t)$ определяющих изменение частоты входного и опорного сигналов. Выполнение этого условия обеспечивается блоком поиска и синхронизации в результате завершения процедур поиска и слежения, аналогичных тем, которые были рассмотрены выше.

В зависимости от соотношения между длительностями модулирующего T_s и управляющего перестройкой частоты T_c сигналов различают медленную (МППРЧ) и быструю (БППРЧ) программную перестройку рабочей частоты. В первом случае в течение интервала перестройки T_c может передаваться несколько символов сообщения, а во втором - один и тот же символ сообщения многократно передается на нескольких несущих частотах. Поэтому выполняются следующие соотношения

$$\left. \begin{array}{l} T_c = N T_s \\ R_c = R_s / N \end{array} \right\}, \text{ для медленной ППРЧ}, \quad (1.15)$$

$$\left. \begin{array}{l} T_c = T_s / N \\ R_c = N R_s \end{array} \right\}, \text{ для быстрой ППРЧ}. \quad (1.16)$$

Таким образом, скорость передачи элементов сигнала (скорость модуляции) здесь определяется максимальной из двух величин $R_s = 1/T_s$ и $R_c = 1/T_c$.

Шаг перестройки, или расстояние между соседними частотами определяется скоростью модуляции, то есть видом ППРЧ. В частности при $R_c = R_s$ и использовании ППРЧ в сочетании с многопозиционной частотной модуляцией шаг перестройки равен расстоянию между соседними частотами сигнала с многопозиционной частотной модуляцией. В случае некогерентной

демодуляции, а именно этот алгоритм чаще всего используется в системах ППРЧ/М-ЧМ для соблюдения условия ортогональности сигналов в усиленном смысле расстояние между соседними частотами выбирается кратным R_s . При минимальном частотном разnose, равном R_s , в пределах всей полосы частот W_{PC} размещаются $M = W_{PC}/R_s$ рабочих частот или частотных каналов с равномерным шагом. Эти рабочие частоты в одном из вариантов можно разбить на M_c неперекрывающихся частотных групп, каждая из которых занимает полосу шириной $mR_s = mR_c$ (m – кратность частотной модуляции). Пусть частоты, отображающие символы передаваемого сообщения располагаются симметрично относительно текущей частоты несущей. Тогда центральные частоты $M_c = 2^k$ частотных групп будут определять множество программно перестраиваемых рабочих частот. Перестройка осуществляется с помощью цифрового синтезатора частот, управляемого с помощью k -разрядных сегментов ПСП, формируемой генератором ПСП. Частота передаваемого сигнала в интервале времени T_s определяется комбинацией текущей частоты несущей и частоты, отображающей символ передаваемого сообщения. В другом варианте допускается перекрытие соседних частотных групп, содержащих t частот, при минимальном расстоянии между ними равном R_c .

Пусть, как и в предыдущем варианте, центральные частоты частотных групп определяют множество программно перестраиваемых рабочих частот. Количество частот в множестве в этом случае увеличивается с $M_c = \frac{M}{m}$ до $M - (m - 1)$, то есть при $M \gg m$ приблизительно в m раз.

Определим величину выигрыша при обработке, обеспечиваемого сигналом с программной перестройкой рабочей частоты.

Если в синтезаторе формируется M частот с шагом Δf , то ширина полосы частот, занимаемая сигналом с программной перестройкой рабочей частоты, равна

$$\begin{aligned}
 W_{PC} &= (M - 1) \Delta f + 2R_S, \text{ медленная ППРЧ,} \\
 W_{PC} &= (M - 1) \Delta f + 2R_c, \text{ быстрая ППРЧ.}
 \end{aligned}
 \tag{1.17}$$

В случае медленной перестройки $\Delta f = R_S$ и $W_c = R_S$, поэтому получаем

$$G_{МППРЧ} = \frac{W_{PC}}{W_c} = \frac{(M - 1)R_S + 2R_S}{R_S} = (M + 1) \approx M.
 \tag{1.18}$$

В случае быстрой перестройки один и тот же символ сообщения передается на N различных частотах (кратность повторения равна N), поэтому $\Delta f = R_c = R_S N$ и выигрыш будет равен

$$G_{БППРЧ} = \frac{W_{PC}}{W_c} = \frac{(M - 1)R_S N + 2R_S N}{R_S} = (MN + 1) \approx MN.
 \tag{1.19}$$

Таким образом, для сигналов с быстрой ППРЧ выигрыш при обработке определяется не только количеством используемых частот M , но и кратностью повторения частотных элементов.

Следует подчеркнуть, что в случае быстрой ППРЧ при определении коэффициента помехозащищенности необходимо учитывать дополнительные энергетические потери, связанные с некогерентным сложением элементов сигнала, передаваемых на различных частотах, при формировании статистики, по которой производится оценка символа передаваемого сообщения в демодуляторе.

В заключение отметим, что линейную частотную модуляцию сигнала несущей в пределах длительности T_0 элемента сигнала можно рассматривать как частный случай ППРЧ, поэтому структурная схема системы связи с использованием ЛЧМ сигналов имеет структурную схему, подобную изображенной на рис. 1.3.

1.2.3. Программная перестройка временного положения импульсных сигналов

Характерной особенностью системы связи с программной перестройкой временного положения сигналов, изображенной на рис. 1.5, является импульсный режим передачи. Поэтому для непрерывных источников дискретных сообщений передача осуществляется после предварительного преобразования в пакеты длительностью T_n в пределах цикла длительностью T_F . Пакет занимает определенный временной интервал (слот) в пределах цикла, а номер временного интервала определяется сегментом псевдослучайной последовательности, формируемой ГПСЧ. Устройство формирования пакетов по существу осуществляет временное сжатие последовательностей символов передаваемого сообщения (трансформацию скорости). При этом скорость передачи по отношению к исходной увеличивается пропорционально отношению T_F/T_n , которое характеризует скважность передачи. Для сохранения энергетического потенциала радиолинии неизменным приходится увеличивать излучаемую мощность пропорционально скважности.

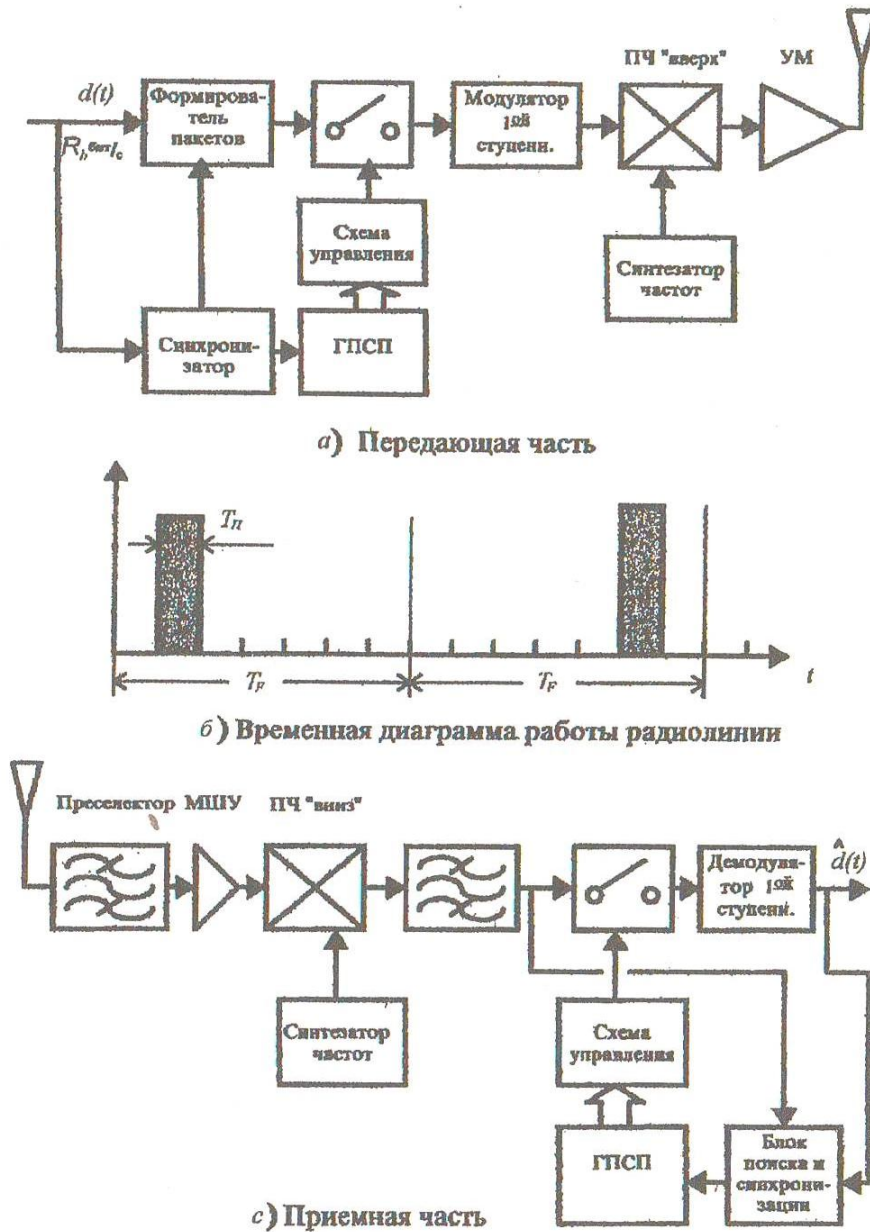


Рис. 1.5. Структурная схема системы связи, использующей сигналы с программной перестройкой временного положения (псевдослучайной времяимпульсной модуляцией)

Последовательность импульсных сигналов с программной перестройкой временного положения может быть представлена следующим образом

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ A c(t) \exp \left[j \left(2\pi f_0 t + \theta(t) + \theta_0 \right) \right] \right\},$$

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} U_{T_{\Pi}} \left[t - \left(n + \frac{c_n}{M} \right) T_F \right];$$

где

$U_{T_{\Pi}}(t)$ – единичный импульс длительностью T_{Π} ;

M – количество временных слотов занимаемых сигнальными пакетами;

c_n – псевдослучайное число с равномерным законом распределения в интервале $[1, M]$;

$\theta(t)$ — изменения фазы, вызванные модуляцией сигналом передаваемого сообщения.

Для обеспечения приема переданных пакетов необходимо, чтобы в приемнике ключ замыкался точно в ожидаемые моменты прихода пакетов. Это достигается путем строгого временного согласования генераторов ПСП передатчика и приемника. При выполнении этого условия ослабление помех происходит в результате временной селекции полезных сигналов. Определим величину выигрыша при обработке, обеспечиваемого при программной перестройке временного положения сигналов. Допустим, что в пределах цикла T_F при наличии M временных слотов в каждом временном слоте необходимо передать k двоичных символов сообщения.

Поэтому длительность элемента T_S сигнала будет равна

$$T_S = \frac{T_F \log_2 m}{kM}, \quad (1.20)$$

где m — кратность модуляции.

При фазовой модуляции несущей и прямоугольной форме импульсов модулирующего сигнала необходимая ширина полосы частот, определяемая по первым нулям спектра, равна

$$W_{PC} = \frac{2}{T_S} = \frac{2kM}{T_F \log_2 m}. \quad (1.21)$$

Так как ширина полосы частот сигнала передаваемого сообщения равна $W_c = 1/T_b = R_b$, то выигрыш при обработке сигналов с программной перестройкой временного положения выигрыш равен

$$G_{ППВП} = \frac{W_{PC}}{W_c} = \frac{2kMT_b}{kT_b \log_2 m} = \frac{2M}{\log_2 m}. \quad (1.22)$$

1.2.4. Передача сигналов на нескольких несущих частотах

Системы с прямым расширением спектра и передачей на нескольких несущих частотах (СПРС-НС) обладают рядом преимуществ по сравнению с обычными системами с прямым расширением спектра, в которых используется одна несущая. Это, прежде всего, касается более высокой помехозащищенности при действии сосредоточенных по спектру помех, устойчивости к частотно- селективным замираниям из-за многолучевости.

Кроме того, при одинаковой ширине полосы частот в системах СПРС-НС частоту следования символов псевдослучайной последовательности расширения спектра можно выбрать на порядок меньше, чем в обычных системах.

Возможно несколько вариантов построения систем СПРС-НС. Здесь будет рассматриваться следующий. Имеющаяся полоса частот W_{PC} разбивается на M неперекрывающихся субполос с шириной W_{PC}/M . В каждой субполосе передаются одни и те же данные с помощью сигналов с прямым расширением спектра, получаемых путем двоичной фазовой модуляции несущей псевдослучайной последовательности с частотой следования символов $R_c=1/T_c$ и двоичной фазовой модуляцией. Сигналы с прямым расширением спектра, передаваемые в каждой субполосе имеют ограниченный спектр на уровне $W_{PC,HC} = (1 + \xi) T_c$ $0 < \xi < 1$.

На рис. 1.6 изображена упрощенная структурная схема передающей части системы СПРС-НС. Здесь $d^{(k)}(t)$ – биполярный сигнал передаваемого

сообщения, отображающий случайную двоичную последовательность, $U_{\text{ПСП}}^k(t)$ - сигнал двоичной псевдослучайной последовательности (ПСП), используемый для прямого расширения спектра сигнала, передаваемого на каждой несущей частоте.

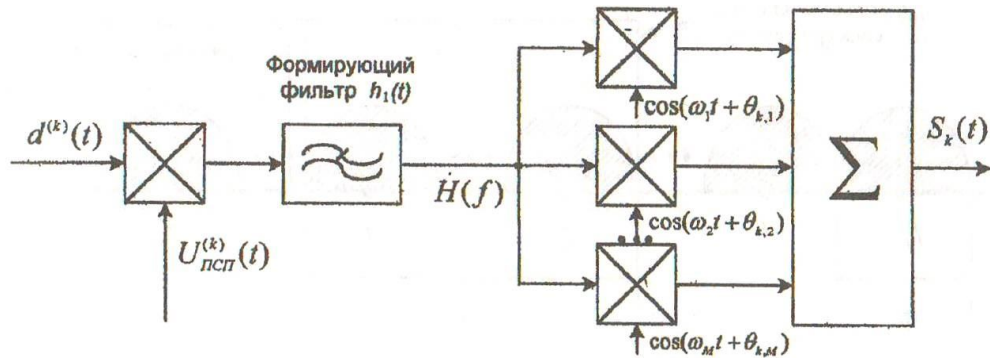


Рис. 1.6. Структурная схема передающей части системы СПРС-НС

Период псевдослучайной последовательности равен LT_c , а длительность бита T_b равна периоду сигнала псевдослучайной последовательности LT_c , T_c – длительность ПСП.

После фильтрации с помощью формирующего фильтра нижних частот с импульсной характеристикой $h(t)$ псевдослучайный сигнал модулирует по фазе сигнал различных несущих, и в результате получается широкополосный сигнал с прямым расширением спектра

$$s_k = \sqrt{2P_s} \sum_{m=1}^M d^{(k)}(t) \tilde{U}_{\text{ПСП}}^{(k)}(t) \cos(\omega_m t + \theta_{k,m}), \quad (1.23)$$

где $\tilde{U}_{\text{ПСП}}^k(t)$ – фильтрованная версия сигнала двоичной псевдослучайной последовательности;

$\theta_{k,m}$ – начальные фазы различных несущих;

M – количество несущих;

P_s – мощность сигнала.

Спектральная плотность сигнала с прямым расширением спектра и несколькими несущими частотами изображен на рис. 1.7. Здесь также показана спектральная плотность сосредоточенной по спектру помехи.

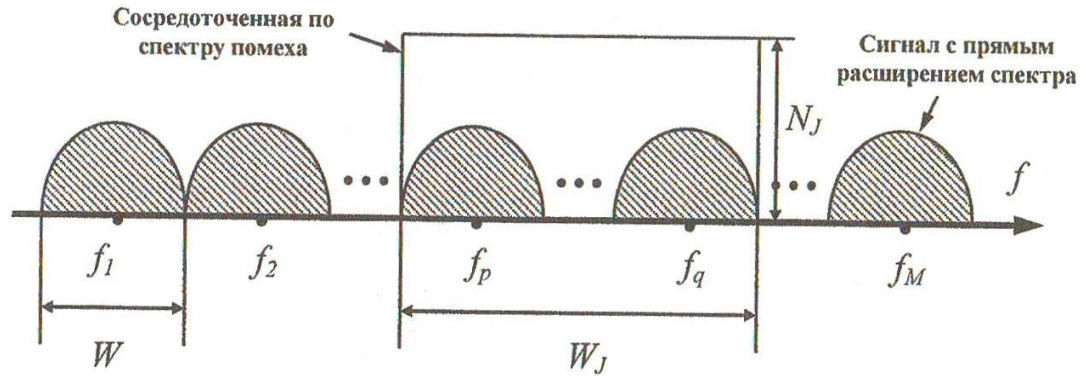


Рис. 1.7. Спектры полезного сигнала и помехи

Таким образом, принимаемый сигнал в системе, содержащей k пользователей, может быть представлен следующим образом

$$x(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_s} \sum_{m=1}^M d^{(k)}(t) \tilde{U}_{\text{ПСП}}^{(k)}(t) \alpha_{k,m} \times \\ \times \cos(\omega_m t + \theta_{k,m} + \beta_{k,m}) + n(t) + n_J(t), \quad (1.24)$$

где $\alpha_{k,m}$ – коэффициенты ослабления сигналов;

$n(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум с равномерной спектральной плотностью $N_0 / 2$;

$n_J(t)$ – сосредоточенная по спектру помеха со спектральной плотностью $N_J(f)$.

Структурная схема приемной части системы СПРС-НС изображена на рис. 9.8. Принятый сигнал предварительно расфильтровывается с помощью набора полосовых согласованных фильтров с импульсными характеристиками h_2 , настроенных на различные частоты.

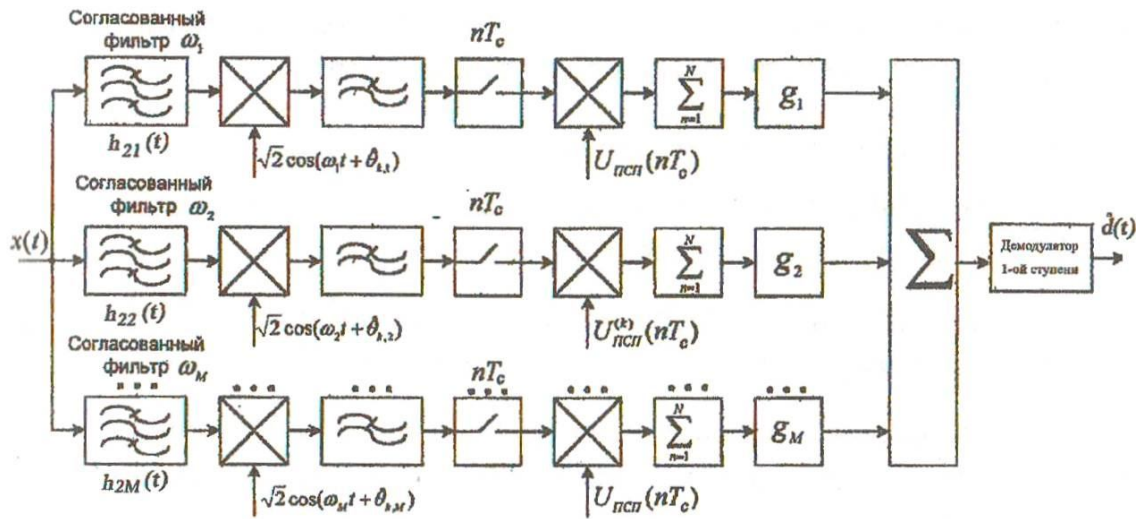


Рис. 1.8. Структурная схема приемной части системы СПРС-НС

После расфилтровки и переноса в область нижних частот сигналы различных несущих подвергаются корреляционной обработке, а затем суммируются с весом g_i . Весовые коэффициенты выбираются с таким расчетом, чтобы обеспечить оптимальное в определенном смысле комбинирование сигналов различных несущих. Выходной сигнал сумматора используется для принятия решения в демодуляторе 1-ой ступени в пользу того или иного символа передаваемого сообщения.

Выигрыш при обработке сигналов с прямым расширением спектра и передачей на нескольких несущих частотах при идеальных условиях обработки будет в M раз превышать выигрыш при обработке сигналов с прямым расширением спектра в отдельном канале и определяться выражением (1.10).

2. ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ И ИХ СВОЙСТВА

2.1. Разновидности псевдослучайных и родственных им последовательностей

В общем случае к псевдослучайным последовательностям (ПСП), используемым для расширения спектра сигналов, предъявляются следующие требования:

- большой объем ансамбля последовательностей, формируемых с помощью единого алгоритма;
- "хорошие" авто- и взаимно-корреляционные свойства последовательностей, входящих в состав ансамбля;
- сбалансированность структуры;
- максимальность периода для заданной длины регистра сдвига, формирующего последовательность;
- непредсказуемость структуры последовательности по ее неискаженному сегменту ограниченной длины.

В соответствии с алгоритмами формирования различные ПСП можно классифицировать на линейные, нелинейные, комбинированные и каскадные.

Закон формирования линейных ПСП определяется линейным рекуррентным соотношением

$$a_j = \sum_{i=1}^n c_i a_{j-i}, \quad (2.1)$$

где сложение производится по $mod 2$ коэффициенты C_i принимают значения 0 или 1 и определяются характеристическим многочленом

$$f(D) = D^n + c_{n-1}D^{n-1} + \dots + c_1D + 1, \quad (2.2)$$

Структурная схема генератора линейной ПСП в виде регистра сдвига с обратной связью через сумматоры по $\text{mod } 2$ изображена на рис 2.1.

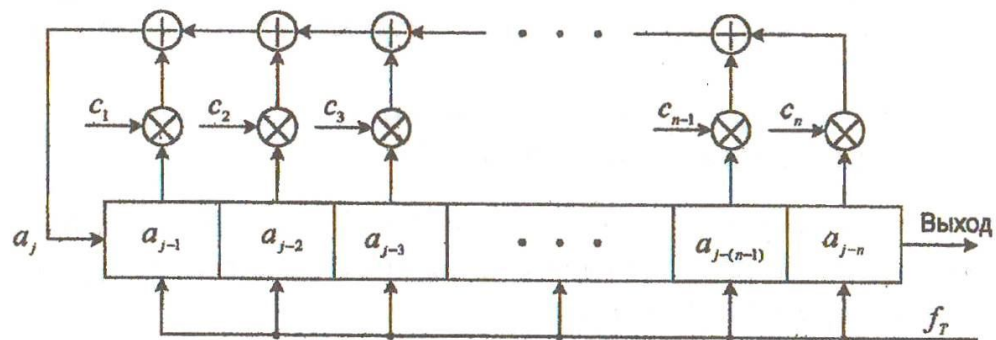


Рис. 2.1. Структурная схема генератора линейной ПСП в виде регистра сдвига с линейной обратной связью (РСЛОС)

Для формирования нелинейных ПСП имеются следующие возможности:

- использование внешней нелинейной логической функции для комбинирования элементов ПСП, получаемых с помощью РСЛОС, с периодом $L = 2^n - 1$;
- использование регистров сдвига (РС) с нелинейной логической функцией в цепи обратной связи (внутренней логической функцией), позволяющей получать ПСП с периодом $L = 2^n$ (последовательности де Брейна).

Структурные схемы генераторов с внешней и внутренней логическими функциями изображены на рис. 2.2 и 2.3.

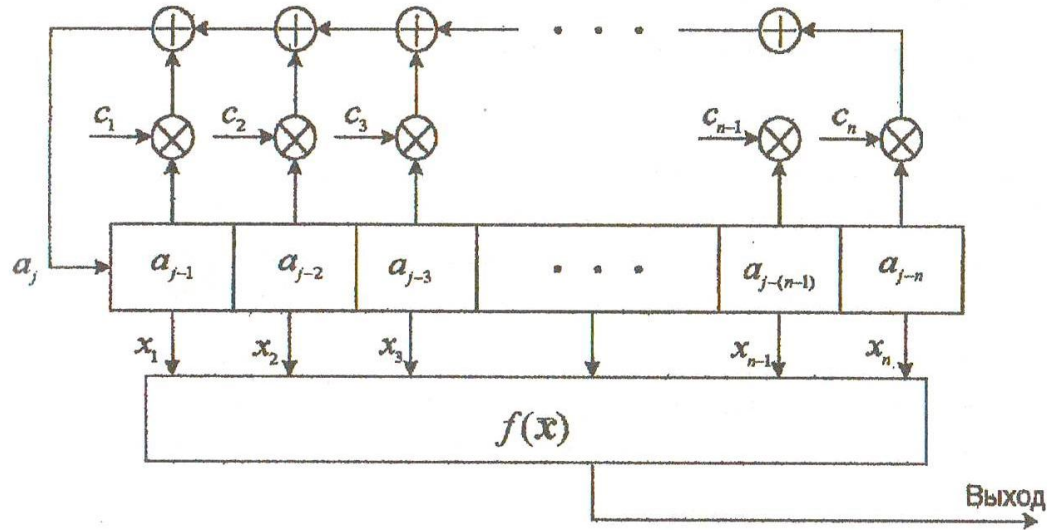


Рис. 2.2. Структурная схема генератора нелинейной ПСП с внешней логической функцией

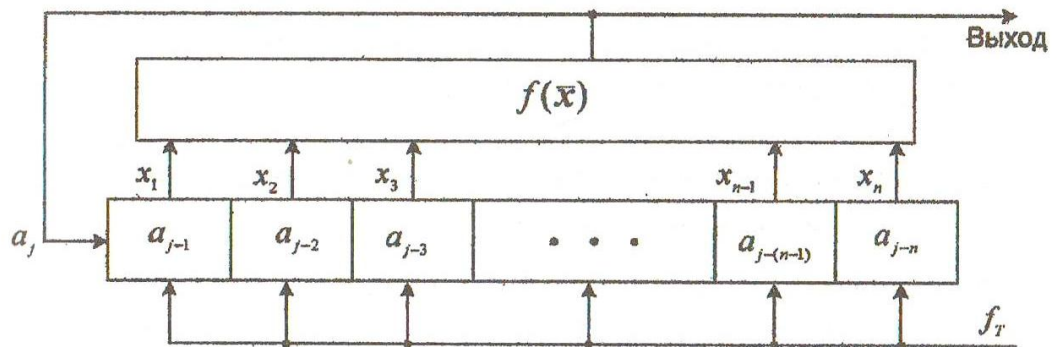


Рис. 2.3. Структурная схема генератора нелинейной ПСП с внутренней логической функцией

Комбинированные последовательности представляют собой результат объединения по определенному правилу двух или нескольких линейных ПСП. Среди комбинированных последовательностей, прежде всего, можно выделить ЛРД последовательности, формируемые в соответствии с одним из правил

$$\begin{aligned} x_i &= x_{1,i} \oplus x_{2,i} \cdot x_{3,i}, & x_i &= x_{1,i} \cdot x_{2,i}, \\ x_i &= x_{1,i} \cdot x_{2,i} \oplus x_{3,i}, & x_i &= x_{1,i} \cdot x_{2,i} \cdot x_{3,i} \oplus x_{T,i}, \end{aligned} \quad (2.3)$$

где \oplus - операция сложения по mod2, \cdot - операция логического умножения;

x_1, x_2, x_3 – линейные ПСП с возрастающими периодами;

x_T – меандр тактовой частоты.

ЛРД последовательности обладают специальными автокорреляционными свойствами и были разработаны для сокращения времени начальной синхронизации в системах измерения дальности для космических аппаратов, предназначенных для проведения научных исследований дальнего космического пространства.

Другими вариантами формирования комбинированных последовательностей является временное мультиплексирование и мажоритарное сложение линейных ПСП с различными периодами.

Особенность формирования каскадных ПСП состоит в использовании нескольких ступеней получения линейных ПСП таким образом, что выходная последовательность предыдущей ступени управляет тактированием последующей ступени.

Остановимся на наиболее важных разновидностях ПСП, входящих в приведенную классификацию.

2.2. Линейные последовательности максимальной длины (m – последовательности)

Последовательностями максимальной длины, m - последовательностями называются последовательности, формируемые регистрами сдвига с линейной обратной связью и имеющие период $L = 2^n - 1$, n – длина регистра. Наиболее важная особенность m — последовательностей состоит в том, что их периодическая автокорреляционная функция является оптимальной в классе возможных автокорреляционных функций двоичных последовательностей длиной $L = 2^n - 1$. Оптимальность здесь понимается в смысле минимума максимального значения боковых выбросов автокорреляционной функции. Именно хорошие автокорреляционные свойства m - последовательностей и простота их формирования обусловили широкое их применение в системах связи. Необходимым условием получения m - последовательности с помощью

характеристического многочлена $f(D)$ являются его неприводимость. Многочлен $f(D)$ степени "n" называется неприводимым, если он не может быть разложен на многочлены-сомножители меньшей степени. Например, многочлен $f(D)=D^5+D+1$ является приводимым, так как $D^5+D+1=(D^3+D^2+1)(D^2+D+1)$. Если $2^n - 1$ является простым числом, то неприводимый многочлен порождает m - последовательность.

Неприводимый многочлен $f(D)$ степени "n" называется примитивным, если период коэффициентов многочлена $1/f(D)$ равен $2^n - 1$. Примитивность многочлена $f(D)$ является необходимым и достаточным условием получения m - последовательности. Примитивные многочлены существуют для всех $n > 1$. Их количество определяется следующим выражением

$$N_p(n) = \frac{\Phi_p(L)}{n} = \frac{1}{n} \cdot \prod_{i=1}^k (p_i - 1) \cdot p_i^{n_i - 1}, \quad (2.4)$$

где $\Phi(L)$ – функция Эйлера, определяющая количество целых чисел, взаимно простых и не превышающих L ;

p_i – сомножители чисел $2^n - 1$, то есть $2^n - 1 = \prod_{i=1}^k p_i^{n_i}$;

n_i – целые числа.

Например, при $n=6$ $L=63$. Это число может быть представлено в виде произведения $3 \cdot 3 \cdot 7 = 3^2 \cdot 7$, при этом, $p_1 = 3$, $n_1 = 2$, $p_2 = 7$ и $n_2 = 1$. Поэтому количество примитивных многочленов равно

$$N_p(n) = (1/6) \left[(3^{2-1} - 1) \cdot (3 - 1) \right] \times \left[(7^{1-1}) (7 - 1) \right] = 6.$$

Если L может быть представлено в виде произведения некратных сомножителей, то есть $n_i=1$, то выражение (2.2) принимает следующий вид

$$N_p(n) = \frac{1}{n} \prod_{i=1}^k (p_i - 1). \quad (2.5)$$

Например, при $n=8$, $L=255 = 3 \cdot 5 \cdot 17$ и $N_p(n) = 1/8 \cdot (3-1)(5-1)(17-1) = 16$.

Если L – простое число, то количество примитивных многочленов равно

$$N_P(n) = 2(2^{n-1} - 1) / n.$$

Например, при $n=7$, $L=127$ и $N_P(n)=2 \cdot (64-1)/7=18$. Из этих 18 многочленов половина являются зеркальными по отношению к другой половине. Зеркальный многочлен степени "n" по отношению к исходному определяется с помощью следующего выражения

$$f(D) = D^n f(D^{-1}). \quad (2.6)$$

Например, для

$$f(D) = D^4 + D + 1 \quad f^3(D) = D^4 (D^{-4} + D^{-1} + 1) = D^4 + D^3 + 1.$$

На рис. 9.9 приведена структурная схема генератора m -последовательности, соответствующего характеристическому многочлену $f(D) = D^3 + D^2 + 1$, которому соответствует рекуррентное соотношение $a_j = a_{j-2} \oplus a_{j-3}$. Номера отводов регистра для цепи обратной связи соответствуют ненулевым коэффициентам многочлена. При начальных условиях $a_{-3} = 1$, $a_{-2} = a_{-1} = 0$ формируется последовательность

$$a = \{1011100, 1011100, 101 \dots\} \text{ с периодом } L = 7.$$

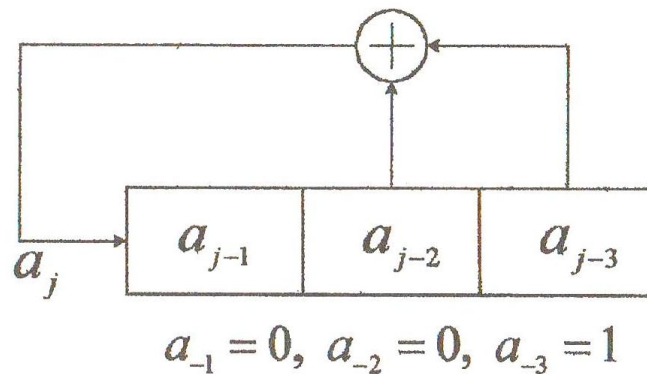


Рис. 2.4. Схема генератора m -последовательности в виде регистра сдвига с линейной обратной связью

В таблице 2.1 приведены некоторые данные, касающиеся количества и номеров отводов генераторов m -последовательностей, для различного числа разрядов регистра сдвига.

Таблица 2.1. Номера отводов и количество m –последовательностей

Количество разрядов, n	Период (длина) m –последовательности	Количество m -последовательностей	Номера отводов регистра для цепи обратной связи
2	3	1	[2,1]
3	7	2	[3,2]; [3,1]
4	15	2	[4,3]; [4,1]
5	31	6	[5,3]; [5,2]
6	63	6	[6,5]; [6,1]
7	127	18	[7,6]; [7,3]; [7,1]
8	255	16	[8,6,5,4]; [8,6,5,3]
9	511	48	[9,5]; [9,6,4,3]
10	* 1023	60	[10,7]; [10,3]
11	2047	176	[11,9]; [11,8,5,2]
12	4095	144	[12,6,4,1]
13	8191	630	[13,4,3,1]
14	16383	756	[14,5,3,1]
15	32767	1800	Г15,4];[15,1]
16	65535	2048	[16,15,13,4]
17	131071	7710	[17,14]; [17,3]
18	262143	7776	[18,11]; [18,7]
19	524287	27594	[19,6,2,1]
20	1048575	24000	[20,17]; [20,3]

Как следует из данных, приведенных в таблице 9.2, с увеличением " n " количество m -последовательностей возрастает.

Перечислим некоторые из важнейших свойств m - последовательностей:

1. Балансное свойство. Каждая m -последовательность содержит 2^{n-1} символов "1" и $2^{n-1} - 1$ символов "0" .

2. Свойство полноты состояний. Состояние разрядов регистра сдвига, формирующего m -последовательность, можно представить полным набором n -разрядных двоичных чисел, за исключением числа, содержащего нули во всех разрядах. Состояние "все нули" является запрещенным.

3. Свойство серий. В периоде m -последовательности половина серий имеет длину 1, одна четверть – 2, одна восьмая – 3 и т. д. до тех пор, пока это продолжение имеет смысл. Под серией здесь понимается набор следующих друг за другом одинаковых символов "0" или "1". Это свойство проиллюстрировано табл. 2.2.

Таблица 2.2. Количество серии "1" и "0" различной длины

Длина серии	Количество серий «1»	Количество серий "0"
n	1	0
$n-1$	0	1
$n-2$	1	1
$n-3$	2	2
$n-4$	4	4
...
2	2^{n-4}	2^{n-4}
1	2^{n-3}	2^{n-3}

Как следует из данных, приведенных в таблице 2.2, исключение составляют серии, длина которых равна " n " и $(n-1)$.

4. Свойство циклического сдвига при сложении. Сложение по $\text{mod} 2$ m -последовательности и некоторого ее циклического сдвига дает в результате другой циклический сдвиг той же самой последовательности. Это свойство иллюстрируется на рис. 2.5.

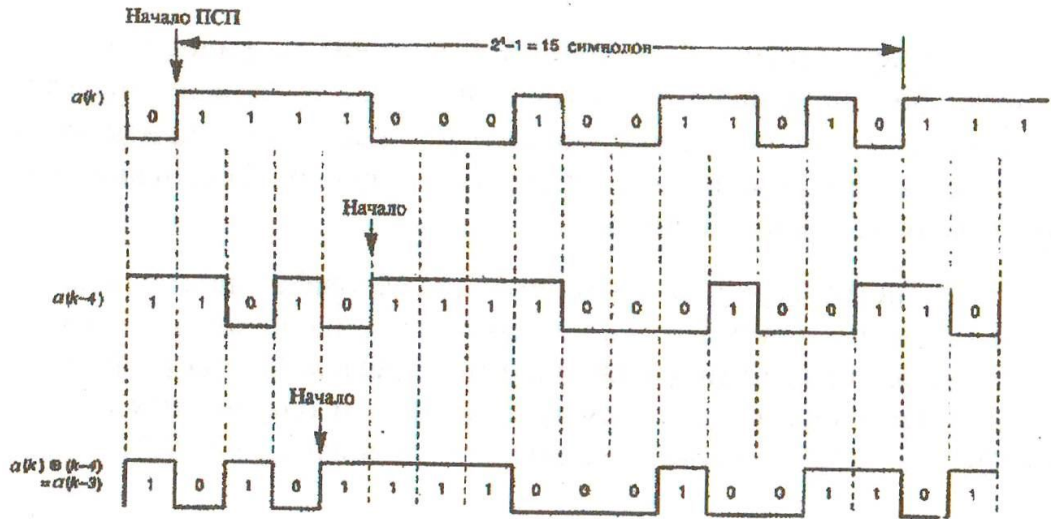


Рис. 2.5. Свойство циклического сдвига при сложении m -последовательности

5. Свойство децимации. Последовательность, образованная из взятых через одни символы исходной m -последовательности, по структуре совпадает с исходной, но имеет в 2 раза ниже частоту следования символов. Это свойство иллюстрируется на рис. 2.6.

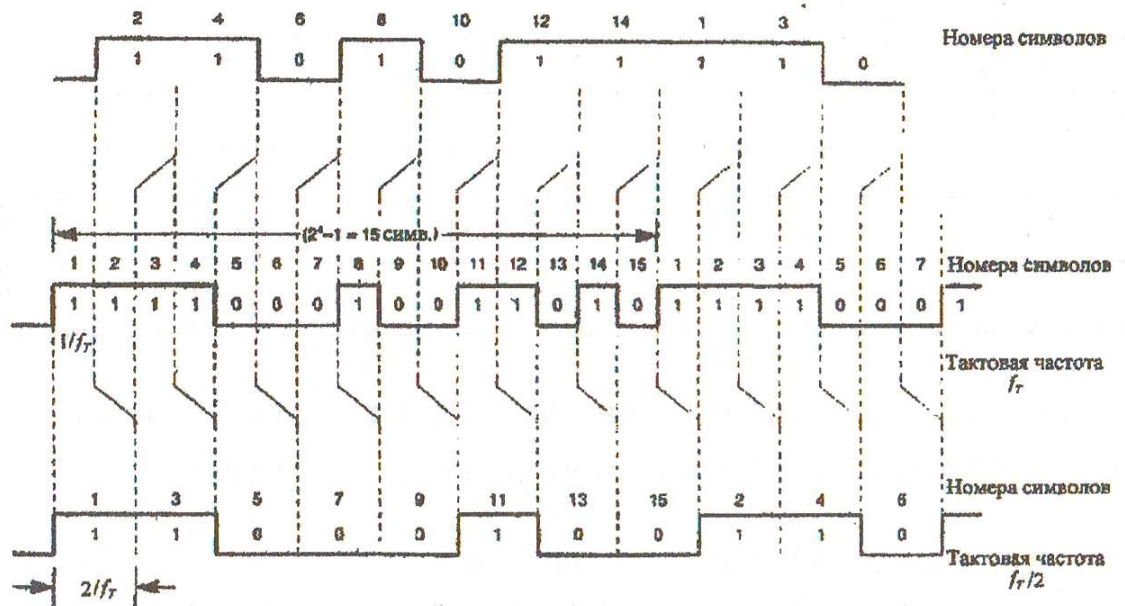


Рис. 2.6. Свойство децимации m -последовательности

Здесь средняя последовательность представляет собой m -последовательность с тактовой частотой f_T и периодом, равным 15. Верхняя последовательность образована из четных символов исходной m -последовательности с увеличением их длительности вдвое.

Нижняя последовательность образована из нечетных символов исходной m -последовательности с увеличением их длительности вдвое. Нетрудно убедиться, что эти последовательности являются циклическими сдвигами исходной m -последовательности, но с тактовой частотой $f_T/2$. Сдвиг между ними равен 7,5 тактовых интервала или половине длины последовательности. Этот принцип может быть распространен для индексов децимации более высокого порядка. Например, при индексе децимации R (R является степенью 2) можно получить R подпоследовательностей с тактовой частотой f_T/R , при четном индексе децимации R , но не равным степени 2, и если длина исходной m -последовательности есть простое число, исходная m -последовательность может быть децимирована на R подпоследовательностей, являющихся ее зеркальными отображениями.

6. Корреляционные свойства. Если m -последовательность поэлементно сравнивать с любым ее циклическим сдвигом в течение периода, то количество совпадений отличается от количества несовпадений не более, чем на единицу. Из этого следует, что автокорреляционная функция m -последовательности, определяемая как

$$r(j) = \frac{(\text{количество совпадений}) - (\text{количество несовпадений})}{\text{общее количество символов}} = \frac{L - 2d}{L},$$

где d – расстояние Хемминга, принимает только два значения

$$r(j) = \begin{cases} 1, & j = 0 \pmod{L} \\ -1/L, & j \neq 0 \pmod{L}. \end{cases} \quad (2.7)$$

Как будет показано ниже, для систем CDMA представляют интерес не только автокорреляционные, но и взаимно-корреляционные свойства

m -последовательностей. Взаимно-корреляционная функция двух последовательностей a и b одинаковой при произвольном сдвиге j определяется выражением

$$r_{ab}(j) = \frac{L - 2d_{ab}(j)}{L} = \frac{-L + 2\bar{d}_{ab}(j)}{L} \quad (2.8)$$

На рис. 2.7 приведены автокорреляционные и взаимокорреляционные функции m -последовательностей $[5,3]$ и $[5,4,3,2]$, а на рис. 2.8 для сравнения автокорреляционные и взаимокорреляционные функции не m -последовательностей $[5,4]$ $[5,1]$.

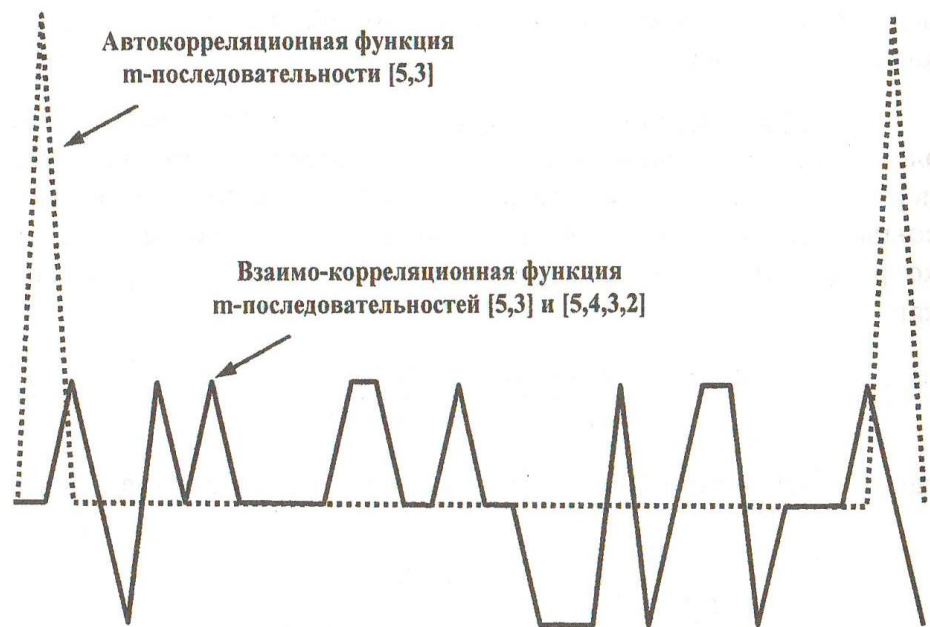


Рис. 2.7. Корреляционные свойства m -последовательностей

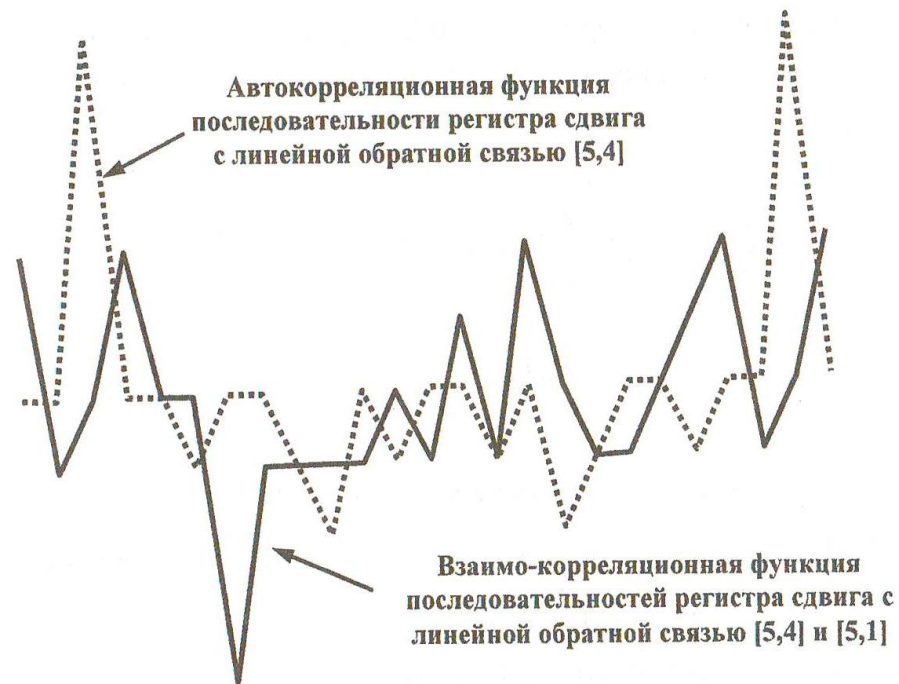


Рис. 2.8. Корреляционные свойства последовательностей регистра сдвига с линейной обратной связью (не максимальной длины)

Для ансамбля m -последовательностей объемом M и периодом L получена нижняя граница для значений взаимокорреляционной функции любой пары, входящей в ансамбль

$$r_{ab}(j) \geq \sqrt{\frac{M-1}{ML-1}} \approx 1/\sqrt{L}. \quad (2.9)$$

На практике из двойной m -последовательности формируется биполярный модулирующий псевдослучайный сигнал

$$U_{\text{ПСП}}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} (2a_k - 1)U_{T_c}(t - kT_c) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k U_{T_c}(t - kT_c), \quad (2.10)$$

где $U_{T_c}(t)$ – функция, описывающая форму импульсного сигнала, имеющего длительность T_c .

Нормированная корреляционная функция биполярного псевдослучайного сигнала $U_{\text{ПСП}}(t)$ определяется следующим выражением

$$\begin{aligned}
 r_a(\tau) &= \frac{1}{LT_c} \int_0^{LT_c} U_{ПСП}(t)U_{ПСП}(t-\tau) dt = \\
 &= R_u(\tau) \otimes \sum_{j=-\infty}^{\infty} r_a(j)\delta(\tau - jT_c),
 \end{aligned}
 \tag{2.11}$$

где $r_a(j)$ – автокорреляционная функция ПСП;

$R_u(\tau)$ – корреляционная функция импульсного сигнала длительностью T_c ;

\otimes - символ свертки двух функций.

Если $U_{Тс}(t)$ представляет собой импульсный сигнал прямоугольной формы, то

$$R_u(\tau) = tri(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau|/T_c, & |\tau| \leq T_c \\ 0, & |\tau| > T_c. \end{cases}
 \tag{2.12}$$

7. Спектральные свойства. Спектральная плотность биполярного псевдослучайного сигнала $U_{псп}(t)$, образованного из импульсов прямоугольной формы, определяемая как преобразование Фурье корреляционной функции $r_a(\tau)$, имеет следующий вид

$$S_{ПСП}(f) = \frac{1}{L^2} \delta(f) + \frac{L+1}{L^2} sinc^2(\pi f T_c) \cdot \sum_{\substack{m=-\infty \\ m \neq 0}}^{\infty} \delta\left(f - \frac{m}{LT_c}\right),
 \tag{2.13}$$

где $sinc^2 x = (\sin x/x)^2$.

Как следует из выражения (2.13) спектр биполярного псевдослучайного сигнала содержит постоянную и дискретные спектральные составляющие, следующие через интервал $\Delta f = 1/LT_c$. Огибающая дискретных спектральных составляющих определяется функцией $sinc^2 x$, поэтому амплитуда спектральных составляющих равна нулю на частотах $f = k/T_c$. Спектральная плотность биполярного сигнала изображена на рис. 2.9.

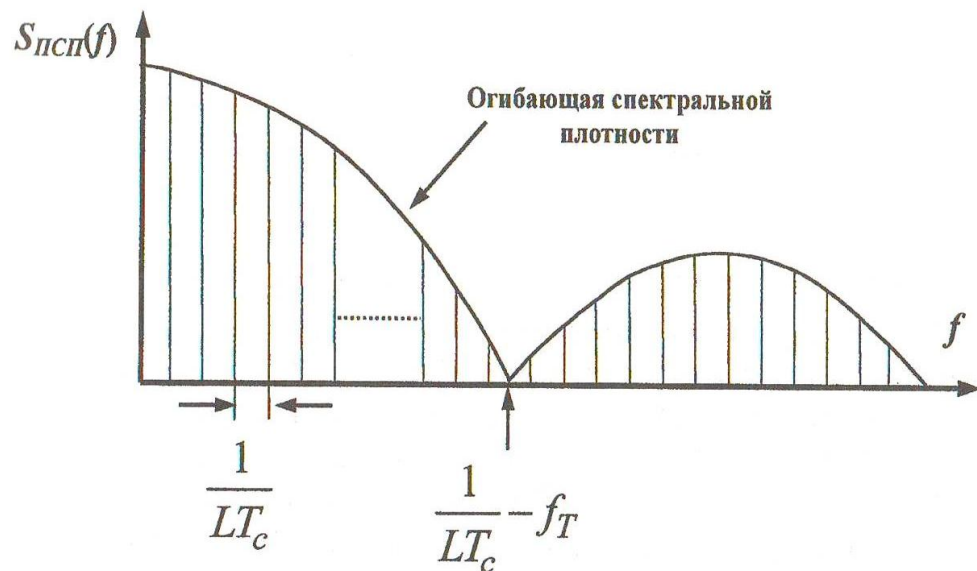


Рис. 2.9. Спектральная плотность двухуровневого псевдослучайного сигнала

Путем увеличения периода m -последовательности можно уменьшить интервал между спектральными составляющими, сделав спектр практически сплошным. При этом спектральная плотность в пределах полосы частот, равной $2/T_c$, становится почти равномерной. Эти свойства спектральной плотности псевдослучайного сигнала позволяют его широко использовать в системах связи в качестве тестового и для получения аналогового шумового процесса с характеристиками близкими к гауссовскому шуму.

8. Криптостойкость. Структура m -последовательности легко может быть раскрыта по ее неискаженному сегменту, содержащему $2n$ символов. Действительно, каждый символ сегмента удовлетворяет линейному рекуррентному соотношению (1.23), поэтому можно записать следующую систему линейных уравнений

$$\begin{cases}
 a_j = a_{j-1}c_1 + a_{j-2}c_2 + \dots + a_{j-n}c_n \\
 a_{j+1} = a_jc_1 + a_{j-1}c_2 + \dots + a_{j-n+1}c_n \\
 a_{j+3} = a_{j+1}c_1 + a_jc_2 + \dots + a_{j-n+2}c_n \\
 \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad \dots \\
 a_{j+n} = a_{j+n-1}c_1 + a_{j+n-2}c_2 + \dots + a_jc_n
 \end{cases}$$

$\longleftarrow \hspace{10em} \longrightarrow$
 n

(2.14)

относительно неизвестных коэффициентов c_1, c_2, \dots, c_n .

Эта система уравнений может быть решена с помощью так называемого алгоритма Берлекампа-Мэсси и в результате решения найдены номера отводов регистра сдвига, участвующих в формировании сигнала обратной связи. Проиллюстрируем возможность решения системы (2.14) на следующем примере. Предположим, что получена последовательность $\{01100100\}$ и известно, что период последовательности равен 15. Таким образом, имеем систему из 4-х уравнений

$$0 = 0 \cdot c_1 + 1 \cdot c_2 + 1 \cdot c_3 + 0 \cdot c_4 \quad (1)$$

$$1 = 0 \cdot c_1 + 0 \cdot c_2 + 1 \cdot c_3 + 1 \cdot c_4 \quad (2)$$

$$0 = 1 \cdot c_1 + 0 \cdot c_2 + 0 \cdot c_3 + 1 \cdot c_4 \quad (3)$$

$$0 = 0 \cdot c_1 + 1 \cdot c_2 + 0 \cdot c_3 + 0 \cdot c_4 \quad (4)$$

Путем сложения уравнений (1) и (4) получаем $c_3 = 0$. При подстановке $c_3=0$ в уравнение (1) имеем $c_2 = 0$. При подстановке $c_2 = 0, c_3 = 0$ в уравнение (4) получаем $c_4 = 0$, а при подстановке $c_2 = 0, c_3 = 0, c_4 = 1$ в уравнение (3) имеем $c_1=1$. В результате определяем характеристический многочлен m -последовательности

$$f(D) = D^4 + D + 1.$$

2.3. Последовательности Голда, g-последовательности

Результаты анализа взаимно-корреляционных свойств m -последовательностей показали, что только небольшое количество из всего ансамбля m -последовательностей с заданным периодом обладает удовлетворительными корреляционными свойствами. Конечно, это не может удовлетворить потребности систем CDMA, когда речь идет об использовании порядка тридцати последовательностей и более.

Попытки найти ансамбли последовательностей с периодом $L=2^n-1$ большого объема, которые имели бы приемлемые максимальные значения взаимно-корреляционных функций, привели к появлению важного класса периодических псевдослучайных последовательностей, так называемых последовательностей Голда или g -последовательностей.

Рассмотрим алгоритмы формирования g -последовательностей. Пусть имеется m -последовательность \bar{a} с периодом L и последовательность \bar{a}' , полученная путем децимации последовательности \bar{a} с индексом q , $\bar{a}' = a[q]$. Это означает, что для получения последовательности a берется каждый q -ый символ последовательности \bar{a} . Последовательность \bar{a}' имеет период, равный L , если $\text{HOD}(L, q) = 1$. HOD это наибольший общий делитель. Любая пара m -последовательностей с периодом L может быть связана соотношением $\bar{a}' = a[q]$ при некотором q . Две m -последовательности образуют предпочтительную пару, если выполняются следующие условия:

- $n \neq 0 \pmod{4}$, это означает, что n - нечетное или $n = 2 \pmod{4}$;
- $\bar{a}' = \bar{a}[q]$, где q – нечетное и равно либо $q = 2^k + 1$, либо $2^{2k} - 2^k + 1$;
- $\text{HOD}(n, k) = \begin{cases} 1, & \text{для четного } n \\ 2, & \text{для } n = 2 \pmod{4} \end{cases}$.

Взаимо-корреляционная функция предпочтительной пары m -последовательностей имеет три значения: $-t(n)$, -1 , $t(n)-2$, причем

$$t(n) = \begin{cases} 1+2^{n+1/2}, & \text{для нечетного } n \\ 1+2^{n+2/2}, & \text{для четного } n. \end{cases}$$

Для построения ансамбля g -последовательностей необходимо знать предпочтительные пары m -последовательностей. Пусть \bar{a} и \bar{a}' есть предпочтительная пара m -последовательностей, тогда множество последовательностей

$$\{\bar{a}, \bar{a}', \bar{a} \oplus \bar{a}', \bar{a} \oplus D\bar{a}', \bar{a} \oplus D^2\bar{a}', \dots, \bar{a} \oplus D^{L-1}\bar{a}'\}$$

образуют ансамбль g -последовательностей. Любая пара g -последовательностей, входящих в ансамбль объема $L+1$, как и предпочтительная пара обладает трехуровневой взаимокорреляционной функцией. За исключением последовательности \bar{a} и \bar{a}' g -последовательности не являются последовательностями максимальной длины, поэтому их автокорреляционные функции являются не двухуровневыми, а трехуровневыми такими же, как и взаимокорреляционные функции. Максимальные значения боковых выбросов взаимокорреляционных функций g -последовательностей для больших L при нечетном n в $\sqrt{2}$, а при четном n в 2 раза превышают границу, определяемую выражением.

Таблица характеристических многочленов, соответствующих предпочтительным парам m -последовательностей. На рис. 2.10 приведена структурная схема генератора g -последовательностей с периодом $L=31$, построенная в виде двух регистров сдвига с линейной обратной связью и позволяющая формировать ансамбль g -последовательностей объемом $M = 32$.

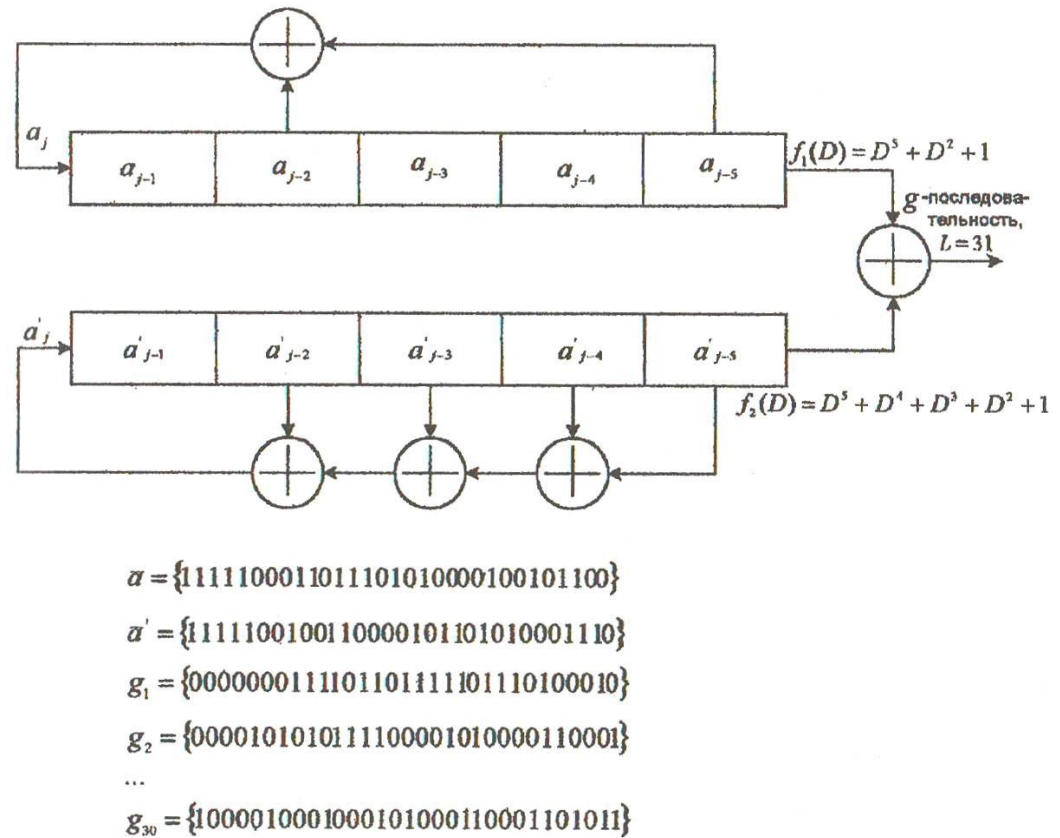


Рис. 2.10. Структурная схема генератора g -последовательностей

2.4. Последовательности Касами, k -последовательности

Последовательности Касами относятся к одному из важных классов двоичных псевдослучайных последовательностей с хорошими корреляционными свойствами. Существуют два различных множества k -последовательностей: большое и малое. Для получения k -последовательностей, принадлежащих малому множеству, используется алгоритм, аналогичный алгоритму формирования g -последовательностей.

Малое множество состоит из $M = 2^{n/2}$ двоичных последовательностей с периодом $L = 2^n - 1$, где n – четное число. Алгоритм состоит в следующем. Сначала формируется m -последовательность \bar{a} . Затем путем ее децимации с индексом $2^{n/2+1}$ получается последовательность \bar{a}' , которая является m -последовательностью с периодом $L = 2^{n/2} - 1$. Например, при $n=10$ период \bar{a} равен 1023, а период \bar{a}' равен 31. Поэтому, на периоде последовательности \bar{a} укладывается 33 периода последовательности \bar{a}' . Последовательности малого

множества Касами получаются путем посимвольного сложения по mod 2 последовательностей \bar{a} и \bar{a}' и всех $2^{n/2}-2$ циклических сдвигов последовательности \bar{a}' . Включая исходную последовательность \bar{a} , получаем $2^{n/2}$ двоичных последовательностей с периодом $L=2^n-1$. Если m -последовательность имеет характеристический многочлен $f(D)$, а m -последовательности \bar{a}' — $f'(D)$, то характеристический многочлен k -последовательности равен $f(D) f'(D)$. Авто- и взаимно-корреляционные функции k -последовательностей относятся к классу трехуровневых и принимают значения $\{-1, -(2^{n/2} + 1), (2^{n/2} - 1)\}$.

Следовательно, максимальные значения выбросов взаимно-корреляционных функций k -последовательностей удовлетворяют нижней границе для ансамбля последовательностей объемом $M = 2^{n/2}$ и с периодом $L=2^n-1$. Поэтому малое множество k -последовательностей является оптимальным.

Большое множество k -последовательностей состоит из малого множества k -последовательностей и множества g -последовательностей с периодом $L = 2^n - 1$, где n - четное число.

Пусть \bar{a}' и \bar{a}'' являются m -последовательностями, полученными путем децимации m -последовательности \bar{a} соответственно с индексом $2^{n/2}+1$ и $2^{(n+2)/2}+1$. Тогда последовательности, получаемые путем посимвольного сложения по mod 2 последовательностей \bar{a} , \bar{a}' , \bar{a}'' и всех циклических сдвигов последовательностей \bar{a}' , \bar{a}'' образуют большое множество последовательностей. Объем ансамбля k -последовательностей большого множества равен $M = 2^{3n/2}$, если $n \equiv 0 \pmod{4}$, или $M = 2^{3n/2} + 2^{n/2}$, если $n \equiv 2 \pmod{4}$. Авто- и взаимно- корреляционные функции k -последовательностей большого множества являются пятиуровневыми и могут принимать значения $\{-1, (-1 \pm 2^{n/2}), (-1 \pm 2^{n/2} + 1)\}$. Таким образом, максимальное значение модуля боковых выбросов взаимно- корреляционных функций k -последовательностей большого множества не превышает значения $|R_{ab}(j)| \leq 2^{(n+2)/2}$ и не удовлетворяет нижней границе. Характеристический

многочлен k -последовательностей большого множества равен произведению характеристических многочленов m -последовательностей

$$\bar{a}, \bar{a}', \bar{a}'' \quad f_k(D) = f(D)f'(D)f''(D).$$

2.5. Последовательности, двойственные кодам Боуза-Чоудхури-Хоквингема, b -последовательности

Ансамбль последовательностей этого типа совпадает с множеством кодовых слов корректирующего кода, двойственного БЧХ коду, исправляющему две ошибки. Характеристический многочлен последовательностей определяется выражением

$f_b(D) = f(D)f'(D)$, где $f(D)f'(D)$ – характеристические многочлены порождающие m -последовательность и результат ее децимации по индексу 3. При нечетных n многочлен $f'(D)$ является примитивным, поэтому получаемый ансамбль последовательностей совпадает с ансамблем g -последовательностей. Если n – четное число, то авто- и взаимно-корреляционные функции b -последовательностей принимают значения

$$\{-1, -t(n), t(n), -S(n), S(n)-2\}, \text{ где } t(n) = 1 + 2^{(n+2)/2}, \\ S(n) = 1 - 2^{n/2}.$$

Можно рассматривать последовательности, двойственные кодам БЧХ, исправляющими t ошибок. В результате могут быть построены ансамбли последовательностей объема L^{t-1} .

3. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМ СВЯЗИ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ МОДУЛЯЦИЮ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА

3.1. Основные виды помех

Системы связи, использующие модуляцию с расширением спектра, принято называть системами связи с расширенным спектром (ССРС). Рассмотрим некоторые из характерных видов помех, которые могут воздействовать на ССРС.

Наиболее распространенной является шумовая заградительная помеха, которая моделируется ограниченным по полосе гауссовским шумом с односторонней спектральной плотностью N_J , как показано на рис. 3.1а. Здесь обычно предполагается, что спектр помехи полностью перекрывает спектр полезного сигнала. Действие такой помехи сводится к увеличению эквивалентной спектральной плотности шума $N_{oe} = N_0 + N_J$.

Если для расширения спектра используется ППРЧ, то мощность помехи может быть использована более эффективно путем ее сосредоточения в ограниченной полосе, которая гораздо меньше той, которую занимает полезный сигнал. Такую помеху принято называть сосредоточенной по спектру или помехой с частичным перекрытием спектра сигнала. Если среднюю мощность помехи обозначить через P_J , а ширину спектра полезного сигнала – W , то односторонняя спектральная плотность шумовой заградительной помехи будет равна $N_J = P_J/W$ в пределах полосы W , а спектральная плотность сосредоточенной по спектру помехи $N_{JC} = P_J/\rho W$ в пределах полосы ρW , как показано на рис. 3.1б.

Сосредоточенная по спектру помеха оказывается особенно эффективной для ССРС с ППРЧ. При попадании частоты полезного сигнала в полосу частот "пораженную" помехой, резко возрастает вероятность ошибки при демодуляции элемента сообщения. Как будет показано ниже, существует

оптимальное значение ρ , которое зависит от отношения мощностей сигнала и помехи P_S/P_J .

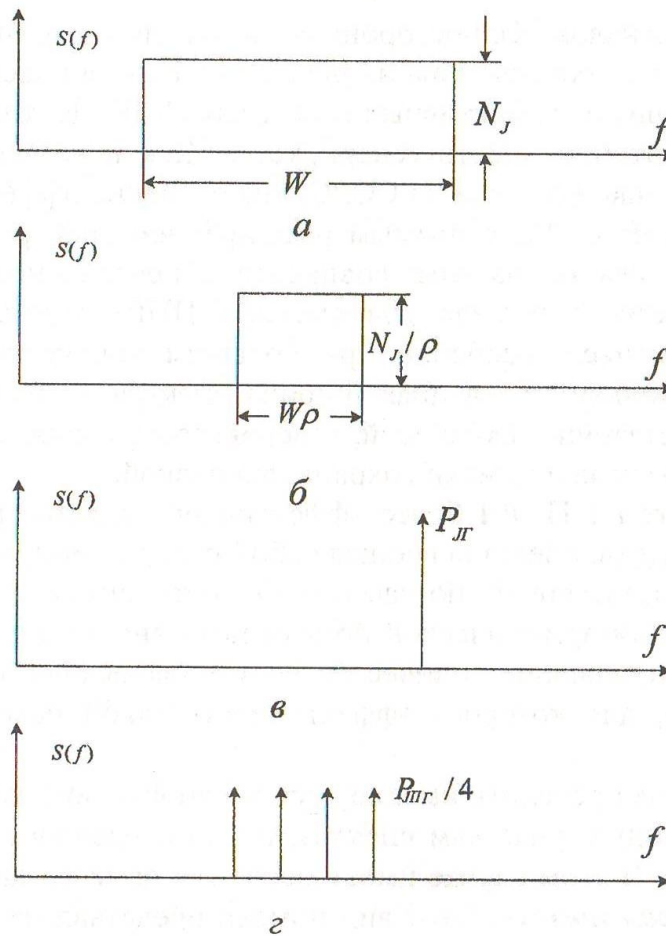


Рис. 3.1. Спектральные плотности помех различного вида

Третьим видом помех является гармоническая помеха, которая представляет собой гармоническое колебание, мощность которого равна $P_{ГС}$, а частота лежит в пределах полосы частот, занимаемой полезным сигналом. Односторонняя спектральная плотность гармонической помехи показана на рис. 3.1в. Гармоническая помеха относится к числу эффективных помех для ССРС. К тому же такая помеха достаточно просто генерируется. Как показывает анализ воздействие такой помехи на ССРС, она особенно эффективна при воздействии на ССРС с прямым расширением спектра, причем в ситуации, когда ее частота совпадает с центральной частотой спектра полезного сигнала. Для систем с ППРЧ этот вид помехи менее

эффективен, особенно при большом количестве рабочих частот, поскольку мгновенная ширина спектра сигнала с ППРЧ является достаточно небольшой, и вероятность совпадения частот полезного сигнала и помехи сохраняется низкой.

Для систем с ППРЧ более эффективной является полигармоническая помеха, представляющая собой набор немодулированных колебаний, разнесенных по частоте. Односторонняя спектральная плотность полигармонической помехи показана на рис. 2.8г. Существует оптимальное количество частот (зависящее от отношения $P_S/P_{ЛП}$, для которого эффективность такой помехи максимальна.

Можно распределить имеющуюся мощность помехи не только по определенным участкам спектра, но в определенных интервалах времени. В этом случае имеет место так называемая прерывистая шумовая помеха. Этот вид помехи представляет собой временную последовательность реализаций широкополосного гауссовского шума, спектральная плотность которого перекрывает всю полосу, занимаемую ССРС, и характеризуется скважностью передачи ρ . В "активные" интервалы времени прерывистая помеха имеет спектральную плотность $N_{ЛП} = P_{ЛП} / \rho W$. При скважности передачи $\rho=0,5$ прерывистая помеха имеет значение спектральной плотности в 2 раза, превышающее значение спектральной плотности непрерывной шумовой помехи. При рассмотрении прерывистой шумовой помехи обычно полагают, что выходной каскад усилителя мощности характеризуется ограничением на среднюю мощность, хотя в ряде случаев необходимо рассматривать ограничение на пиковую мощность.

Наконец, к последнему виду преднамеренных помех можно отнести ответную или ретранслированную помеху. Этот вид помехи, как следует из ее названия, предполагает в процессе ее получения прием полезного сигнала, внесение в него определенных искажений и переизлучение с достаточно большой мощностью. В демодуляторе этот искаженный сигнал будет отслеживаться и демодулироваться как полезный сигнал, поскольку его

уровень значительно превышает уровень полезного сигнала. Заметим, что внесение искажений обязательно при формировании ответной помехи, поскольку в противном случае помехопостановщик выполняет функции дополнительного передатчика сигнала.

Существуют еще два вида помех, которые можно отнести к классу непреднамеренных и которые могут наблюдаться в системах связи, использующих сигналы с расширенным спектром. Это, прежде всего помеха многолучевости. Эта помеха возникает, если между передатчиком и приемником имеется несколько путей распространения сигнала. Помеха многолучевости представляет собой аддитивную смесь нескольких, задержанных во времени и отличающихся по амплитуде, вариантов полезного сигнала. Если минимальная задержка между полезным сигналом и любым его одержанным вариантом превышает длительность элемента псевдослучайной последовательности, то в процессе корреляционной обработки сигналы, образующие помеху многолучевости, сжиматься по спектру не будут и, следовательно, могут быть в значительной степени подавлены. Однако при этом могут возникнуть серьезные проблемы с временной синхронизацией, поскольку полезный сигнал и его задержанные варианты могут иметь примерно одинаковые уровни.

В системах связи, использующих технологию CDMA, имеют место взаимные помехи или помехи неортогональности. Здесь все пользователи одновременно используют одну и ту же полосу частот, их сигналы различаются лишь по форме и квазиортогональность сигналов, особенно при асинхронном режиме работы, вызывает появление взаимных помех. Рассмотрим помехоустойчивость ССРС при воздействии наиболее характерных видов помех. Помехоустойчивость будем оценивать вероятностью ошибки при приеме элемента сообщения, являющейся функцией отношения мощностей сигнала и помехи.

3.2. Системы связи с прямым расширением спектра

Прерывистая помеха

Предположим, что скважность прерывистой помехи ρ , и в "активном" интервале времени формируются реализации широкополосного гауссовского шума с двусторонней спектральной плотностью

$$N_{\text{ш}} / 2 = N_J / 2\rho,$$

где $N_J/2$ – двусторонняя спектральная плотность непрерывной помехи.

Обозначим через $P_{\text{ш}}$ среднюю мощность прерывистой помехи.

Будем полагать, что частота повторения помехи достаточно низка, так что достаточное количество элементов дискретного сообщения передается в периоды времени между переходами помехи из одного состояния в другое. В этом случае оказывается справедливым квазистатический подход, основанный на анализе усредненного значения вероятности ошибки при демодуляции элемента дискретного сообщения. В этой ситуации имеем

$$\bar{P}_b = (1 - \rho) P_b \left(\frac{E_b}{N_1} \right) + \rho P_b \left(\frac{E_b}{N_2} \right), \quad (3.1)$$

где $P_b(E_b/N_1)$, $P_b(E_b/N_2)$, - вероятности ошибки при демодуляции элемента сообщения в случае воздействия на входе демодулятора помехи с односторонней спектральной плотностью N_1 и N_2 соответственно;

\bar{P}_b – среднее значение вероятности ошибки при демодуляции элемента сообщения.

Значения односторонней спектральной плотности помехи на входе демодулятора будут соответственно определяться выражениями

$$N_1 = N_0, \quad N_2 = N_0 + N_J / \rho, \quad (3.2)$$

где N_0 – спектральная плотность теплового шума.

Рассмотрим случай, когда на первой ступени модуляции используется двоичная фазовая модуляция (ФМ-2), а при демодуляции сигналов реализован когерентный алгоритм. В этом случае вероятность ошибки определяется выражением

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_{oe}}} \right), \quad (3.3)$$

где N_{oe} — спектральная плотность эквивалентного шума.

Подставляя (2.14), (3.1) в (2.13), получим

$$\bar{P}_b = \frac{1}{2} \left[(1-\rho) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) + \rho \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + N_J/\rho}} \right) \right]. \quad (3.4)$$

В том случае, когда спектральная плотность прерывистой помехи существенно превышает спектральную плотность теплового шума, получаем

$$\bar{P}_b \approx \frac{1}{2} \rho \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\rho \frac{E_b}{N_J}} \right) = \frac{1}{2} \rho \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\rho \frac{P_S}{P_J} \cdot \frac{W}{R_b}} \right). \quad (3.5)$$

Оптимальное значение ρ , максимизирующее значение вероятности \bar{P}_b , может быть найдено в результате решения уравнения $d\bar{P}_b/d\rho = 0$.

Точное решение уравнения оптимизации приводит к следующим результатам:

$$\rho_{opt} = 0,71 / \left(\frac{P_S}{P_J} \right) \cdot \left(\frac{W}{R_b} \right); \quad (3.6)$$

$$(\bar{P}_b)_{max} = 0,083 / \left(\frac{P_S}{P_J} \right) \cdot \left(\frac{W}{R_b} \right). \quad (3.7)$$

Таким образом, в результате воздействия оптимизированной прерывистой помехи экспоненциальная зависимость вероятности ошибки от отношения мощностей полезного сигнала и помехи трансформируется в обратно пропорциональную.

Сравним помехоустойчивость обычной узкополосной системы и системы с расширенным спектром. Здесь следует заметить, что анализ воздействия прерывистой помехи на узкополосную систему приводит к результатам, аналогичным (3.4), (3.5), в которых следует положить $W = W_1$, W_1 – ширина полосы частот, занимаемой узкополосной системой. Пусть в обеих системах скважность прерывистой помехи равна ρ . Тогда средняя мощность помехи, необходимой для подавления узкополосной системы, будет $P_{J_1} = \frac{\rho N_J}{\rho W_1} = N_J W_1$, а для подавления системы с расширенным спектром - $P_{J_2} = \frac{\rho N_J}{\rho W} = N_J W$. Таким образом, выигрыш в помехоустойчивости составит $P_{J_2}/P_{J_1} = W/W_1$.

Узкополосная помеха

При воздействии узкополосной помехи с частотой, совпадающей с частотой несущей, сигнал, поступающий на вход приемника, изображенного на рис. 1.2 имеет следующий вид

$$s(t) = \sqrt{2P_S} d(t) U_{\text{ПСП}}(t) \cos(\omega_0 t + \theta) + \sqrt{P_J} \cos(\omega_0 t + \theta_J), \quad (3.8)$$

где $d(t)$ – двухуровневый сигнал сообщения, передаваемого со скоростью $R_b = 1/T_b$ бит/с;

$U_{\text{ПСП}}(t)$ – двоичная псевдослучайная последовательность, используемая для расширения спектра, с частотой следования элементов $R_c = 1/T_c$ эл/с;

ω_0 – частота несущей полезного сигнала и помехи;

P_S и P_J – мощности полезного сигнала и помехи;

θ и θ_J – случайные начальные фазы сигнала и помех, и равномерно распределенные в интервале $[0, 2\pi]$.

Если предположить наличие идеальной фазовой и временной синхронизации в когерентном демодуляторе ФМ-2 сигналов, то сигнал на входе интегратора со сбросом будет иметь следующий вид

$$s_1(t) = \sqrt{P_S} d(t) - \sqrt{P_J} U_{\text{ПСП}}(t) \cos \theta_J. \quad (3.9)$$

Здесь начальная фаза полезного сигнала для простоты рассмотрения принята равной нулю.

Спектральная плотность гармонической помехи на входе интегратора со сбросом равна

$$S_J(f) = \frac{\overline{P_J \cos^2 \theta}}{2R_c} \cdot \left(\frac{\sin \pi f / R_c}{\pi f / R_c} \right)^2, \quad (3.10)$$

где черта сверху означает статистическое усреднение.

Так как фаза θ является случайной величиной с равномерным распределением, то $\overline{\cos^2 \theta} = 1/2$ и спектральная плотность преобразованной гармонической помехи в окрестности нулевой частоты будет определяться следующим выражением

$$S_J(f) = \frac{P_J}{4R_c}, \quad |f| \leq R_c. \quad (3.11)$$

Из выражений (3.8) и (3.9) следует, что гармоническая помеха, имеющая мощность P_J , в результате корреляционной обработки преобразуется в широкополосную помеху, имеющую практически равномерную спектральную плотность $s_J(f) = P_J / 2R_c$ в пределах полосы $0 \leq f \leq R_c$.

Если предположить, что в результате интегрирования помеха преобразуется в гауссовскую случайную величину, полученную из аддитивного белого гауссовского шума с эквивалентной спектральной плотностью

$$N_{oe} = P_J / 2R_c, \quad (3.12)$$

то вероятность ошибки будет определяться выражением

$$\begin{aligned} P_b &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_{oe}}} \right) = \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{2 \left(\frac{P_S}{P_J} \right) \cdot \left(\frac{R_c}{R_b} \right)} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_c}{P_J} G} \right). \end{aligned} \quad (3.13)$$

Из выражения (3.13) следует, что степень ослабления узкополосной помехи при корреляционной обработке сигналов с прямым расширением спектра определяется значением выигрыша при обработке.

Взаимные помехи

Рассмотрим синхронную систему CDMA, в которой в качестве сигналов-переносчиков сообщений используются сигналы с прямым расширением спектра, полученные путем двоичной фазовой модуляции несущей ПСП с периодом $L = T_b / T_c = R_c / R_b$, а для передачи элементов сообщения – двоичная фазовая модуляция. В системе имеется K одновременно работающих каналов. Тогда канальные сигналы можно представить следующим образом

$$s_m(t) = \sqrt{2P_m} d_m(t) U_{\text{ПСП}}^{(m)}(t) \cos(\omega_0 t + \theta_m), \quad (3.14)$$

где P_m – мощность m -го канального сигнала;

$d_m(t)$ – сигнал передаваемого сообщения в m -ом канале в виде двоичной случайной последовательности равновероятных символов длительностью, принимающих значения $\{+1, -1\}$;

$U_{\text{ПСП}}^{(m)}(t)$ – двоичная модулирующая ПСП m -го канала.

Предположим, что каналный приемник "настроен" на сигнал 1-го канала $S_1(t)$. Тогда на входе приемника кроме теплового шума будут действовать другие $(K-1)$ каналных сигналов, создающих взаимные помехи. Рассмотрим предельный случай, когда мощность взаимных помех существенно превышает мощность теплового шума.

Предположим также, что фазы несущих $\theta_m=2,3,\dots,K$ представляют собой независимые одинаково и равномерно распределенные в интервале $(0,2\pi)$ случайные величины, а θ_1 будем считать равной нулю.

После корреляционной обработки когерентной демодуляции сигнала $S_1(t)$ на входе решающего устройства демодулятора формируется сигнал по знаку которого выносится решение о значении символа передаваемого сообщения значения нормированных взаимно-корреляционных функций, модулирующих ПСП при относительном временном сдвиге τ_0 равном нулю. Условная вероятность ошибки при демодуляции символа "1" равна

$$Z(k) = \frac{E_b}{T_b} \left\{ \int_{(k-1)T_b}^{kT_b} d_1(t) U_{ПСП}^2(t) dt + \sum_{m=2}^{K-1} \int_{(k-1)T_b}^{kT_b} d_m(t) U_{ПСП}^{(1)}(t) U_{ПСП}^{(m)}(t) \cos \theta_m dt \right\} =$$

$$= E_b \left(1 + \sum_{m=2}^{K-1} r_{1m} \cos \theta_m \right), \quad (k-1)T_b \leq t \leq kT_b, \quad (3.15)$$

где $r_{1m} = \frac{1}{T_b} \int_{(k-1)T_b}^{kT_b} U_{ПСП}^{(1)}(t) U_{ПСП}^{(m)}(t) dt$ — значение нормированных взаимно-корреляционных функций, модулирующих ПСП при относительном временном сдвиге τ , равном нулю.

Условная вероятность ошибки при демодуляции символа «1» равна

$$\begin{aligned}
 P_E(1) &= \text{Вер} \left\{ E_b \left(1 \pm \sum_{m=2}^K r_{1m} \cos \theta_m \right) < 0 \right\} = \\
 &= \text{Вер} \left\{ \left(1 \pm \sum_{m=2}^K r_{1m} \cos \theta_m \right) < 0 \right\}.
 \end{aligned} \tag{3.16}$$

Используя границу Чернова, для случайной величины

$$Z(k) = \left(-1 \mp \sum_{m=2}^K r_{1m} \cos \theta_m \right),$$

можно показать, что условная вероятность ошибки ограничена сверху величиной

$$P_E(1) \leq \tilde{P}_E = \min_{\lambda \geq 0} \exp(-\lambda) \prod_{m=2}^K I_0(\lambda r_{1m}), \tag{3.17}$$

где $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Граница Чернова представляет собой точную верхнюю границу и достаточно хорошо аппроксимирует выражение для вероятности ошибки, если $Z(k)$ считать гауссовской случайной величиной с математическим ожиданием и дисперсией соответственно равными

$$\begin{aligned}
 a_Z &= M_1 \{ Z(k) \}, \\
 \sigma_Z^2 &= M_2 \{ Z(k) \} = M_1 \{ [Z(k) - a_Z]^2 \} = \frac{1}{2} \sum_{m=2}^K r_{1m}^2.
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

При гауссовской аппроксимации суммы взаимных помех и при равенстве априорных вероятностей передачи двоичных символов сообщения и безусловные вероятности ошибки будут определяться следующим выражением

$$P_E(1) = P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{a_Z}{\sqrt{2}\sigma_Z} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{1}{\sum_{m=2}^K r_{1m}^2} \right). \tag{3.19}$$

Предположим, что в качестве модулирующих ПСП выбраны последовательности из множества последовательностей с ограниченными значениями взаимно-корреляционных функций

$$\max |r_{n,m}| = |r_{\max}|, \quad m \neq n.$$

Тогда вероятность ошибки будет ограничена сверху величиной

$$P_b \leq \tilde{P}_b = \min_{\lambda} \exp(-\lambda) [I_0(\lambda |r_{\max}|)]^{K-1}. \quad (3.20)$$

В случае гауссовской аппроксимации суммы взаимных помех имеем

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{(K-1)r_{\max}^2}} \right). \quad (3.21)$$

При наличии аддитивного белого гауссовского шума граница Чернова (3.16) для вероятности ошибки принимает следующий вид

$$P_b \leq \tilde{P}_b = \min_{\lambda \geq 0} \exp(-\lambda) \exp\left(\frac{N_0}{4E_b} \lambda^2\right) [I_0(\lambda |r_{\max}|)]^{K-1}.$$

При гауссовской аппроксимации суммы взаимных помех получаем

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{(K-1)r_{\max}^2 + \frac{N_0}{E_b}}} \right]. \quad (3.22)$$

Рассмотрим синхронную систему CDMA, в которой для расширения спектра используются последовательности Касами (малое множество) с периодом $L=2^8 - 1 = 255$. Выигрыш при корреляционной обработке $G = R_c/R_b = L$ при этом составляет 24 дБ. Количество последовательностей равно 16, а максимальное значение взаимно-корреляционных функций $|r_{\max}|=17/255=0,0667$. Предположим, что энергетический потенциал в каждом канале обеспечивает значение $h^2=E_b/N_0$, равное 17 дБ. Тогда при $K=15$ гарантируется значение вероятности ошибки $P_b=10^{-6}$.

Рассмотренный пример проиллюстрировал достижимые характеристики системы CDMA при использовании для расширения спектра квазиортогональных модулирующих ПСП. Разумеется, что при

использовании ортогональных ПСП количество одновременно работающих каналов может быть увеличено до L , однако, количество возможных каналов также ограничено этой величиной. Применение же квазиортогональных последовательностей позволяет существенно увеличить количество возможных каналов в системе, правда за счет существенного ограничения одновременно работающих. Так, например, при использовании большого множества последовательностей Касами с периодом $L=2^n-1$ количество возможных каналов возрастает до $2^{n/2} (2^n + 1)$ (n - длина регистра сдвига, формирующего последовательность Касами).

В тех случаях, когда возможное количество каналов велико ($K_{\max} \gg L$), то вместо гарантированной помехоустойчивости целесообразно рассматривать помехоустойчивость в среднем, отдавая себе отчет в том, что при некоторых комбинациях одновременно работающих каналов помехоустойчивость системы может оказаться ниже средней, а при некоторых комбинациях – выше. В этом случае вместо r_{\max}^2 удобно ввести среднеквадратическое значение взаимно-корреляционных функций

$$m_1 \{r_{m,n}^2\} = 1 / L. \quad (3.23)$$

Тогда усредненное значение вероятности ошибки в синхронной системе CDMA будет определяться следующим выражением

$$\bar{P}_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{(K-1)/G + (N_0/E_b)}} \right]. \quad (3.24)$$

Проблема динамического диапазона в системах CDMA. Выражение (3.24) было получено в предположении, что принимаемые сигналы, создающие взаимные помехи, имеют мощности, равные мощности полезного сигнала. В системах подвижной связи это допущение может оказаться справедливым лишь для прямой линии, то есть линии от центральной станции до абонентских. Для обратной линии, то есть от абонентской до базовой станции, оно, как правило, не выполняется, поскольку абонентские станции

могут располагаться на различных расстояниях и условия распространения радиоволн для них могут оказаться различными. Сильный сигнал, принимаемый базовой станцией от близкорасположенной абонентской станции, будет маскировать слабый сигнал, принимаемый от удаленной абонентской станции. Например, предположим, что мощность передаваемых сигналов абонентских станций $P_S = +30$ дБмВт, а потери при распространении радиоволн от удаленной абонентской станции составляют 95 дБ, а аналогичные потери для близкорасположенной абонентской станции составляют 35 дБ. В этом случае мощность принимаемого на базовой станции сигнала близкорасположенной абонентской станции будет равна - 5 дБмВт, а мощность сигнала удаленной абонентской станции будет равна - 65 дБмВт. Таким образом, мощность помехи, создаваемой близкорасположенной абонентской станцией, будет на 60 дБ превышать мощность сигнала принимаемого от удаленной абонентской станции.

Этот эффект маскирования сигнала удаленной абонентской станции сигналом близко расположенной абонентской станции может быть частично ослаблен введением управления излучаемой мощностью, например, в соответствии с уровнем мощности сигнала, принимаемого со стороны базовой станции. Если учесть неравенство мощностей принимаемых сигналов, то выражение (3.24) можно представить в следующем виде

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{\sum_{m=2}^K \frac{E_b^{(m)}}{E_b^{(1)}} \cdot \frac{1}{G} + \frac{N_0}{E_b^{(1)}}}} \right], \quad (3.25)$$

где $E_b^{(m)}$ – энергия сигнала, приходящаяся на бит сообщения, m -го канала.

Помеха многолучевости

Помеха многолучевости возникает в каналах связи, где имеется несколько путей распространения радиоволн (лучей). Применение модуляции

с расширением спектра позволяет не только ослабить влияние многолучевости, но в некоторых случаях эффективно ее использовать.

Так как модулирующие ПСП, используемые для расширения спектра сигналов, имеют малый уровень боковых выбросов автокорреляционных функций, то помехи многолучевости, создаваемые сигналами, принимаемыми с задержками, превышающими длительность элемента ПСП могут рассматриваться как дополнительные взаимные помехи. Если имеется K каналов с N различными путями распространения радиоволн, то количество источников помехи увеличивается до $(KN-1)$ и выражение для вероятности ошибки принимает следующий вид

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{1}{(KN-1)/G + \frac{N_0}{E_b}}} \right]. \quad (3.26)$$

Здесь предполагается, что мощности сигналов всех источников помехи примерно равны. Обобщение на случай неравных мощностей можно получить в виде аналогичном выражению (3.25).

С помощью корреляционной обработки принимаемых сигналов, реализованной в форме приемника Rake можно эффективно использовать многолучевость для увеличения помехоустойчивости. В приемнике Rake энергия двух и более составляющих сигнала многолучевости когерентно комбинируется, обеспечивая, таким образом, увеличение мощности принимаемого сигнала и достижение эффекта разнесения. Приемник Rake состоит из набора корреляторов, согласованных с различными составляющими сигнала многолучевости, и позволяет накапливать их энергию для формирования статистики, с помощью которой выносится решение в пользу того или иного символа передаваемого сообщения.

3.3. Системы с программной перестройкой рабочей частоты

Сосредоточенная по спектру помеха

Пусть аддитивная помеха, моделируемая гауссовским случайным процессом, со средней мощностью P_{JC} сосредоточена в полосе $W_J = \rho W$, $0 < \rho < 1$ и имеет двустороннюю спектральную плотность $N_{JC}/2$. Рассмотрим случай медленной ППРЧ, полагая, что для передачи символов сообщения используется частотная модуляция, а при демодуляции реализован оптимальный некогерентный алгоритм. В этом случае среднее значение вероятности ошибки при демодуляции символа дискретного сообщения равно

$$\bar{P}_b = \rho / 2 \exp \left[-\frac{\rho E_b}{2(N_{JC} + N_0)} \right] + \frac{1 - \rho}{2} \exp \left(-\frac{E_b}{2N_0} \right). \quad (3.27)$$

Если спектральная плотность $N_{JC}/2$ сосредоточенной по спектру помехи существенно превышает плотность $N_0/2$ теплового шума выражение (3.27) принимает следующий вид

$$\bar{P}_b = \rho / 2 \exp \left(-\frac{\rho}{2} \cdot \frac{P_S}{P_{JC}} \cdot \frac{W}{R_b} \right). \quad (3.28)$$

Оптимальное значение ρ , для которого вероятность ошибки (3.28) максимальна, находится путем решения уравнения

$$\frac{d\bar{P}_b}{d\rho} = \left[-\left(\frac{\rho}{4} \cdot \frac{P_S}{P_{JC}} \cdot \frac{W}{R_b} \right) + \frac{1}{2} \right] \exp \left(-\frac{\rho}{2} \cdot \frac{P_S}{P_{JC}} \cdot \frac{W}{R_b} \right) = 0. \quad (3.29)$$

Оптимальное значение ρ_{opt} оказывается равным

$$\rho_{opt} = \frac{2}{(P_S / P_{JC}) \cdot (W / R_b)}. \quad (3.30)$$

Максимальное среднее значение вероятности ошибки равно

$$\bar{P}_{bmax} = \frac{0,368}{\left(\frac{P_S}{P_{JC}}\right) \cdot \left(\frac{W}{R_b}\right)}. \quad (3.31)$$

Выражения (3.30), (3.31) справедливы, если $(P_S/P_{JC}) \cdot (W/R_b) \geq 2$. Отметим, что сосредоточенная по спектру помеха воздействует на систему с ППРЧ точно так же, как прерывистая помеха на систему с прямым расширением спектра. Отличие состоит лишь в том, что коэффициент помехозащищенности при одинаковых значениях выигрыша при обработке и средней вероятности ошибки для системы с ППРЧ оказывается на 6,5 дБ ниже. Однако, следует иметь в виду то, что при использовании ППРЧ, как метода расширения спектра, полосу частот удастся увеличить на несколько порядков по сравнению с прямым расширением спектра.

Ответная помеха, помеха многолучевости

Для борьбы с ответной помехой и помехой многолучевости оказывается эффективным применение быстрой ППРЧ, когда для передачи сообщения используется $N_b L > 1$ частот. Действительно, если длительность T_c частотного элемента (время пребывания на фиксированной частоте) выбрать меньше или равным разности времен запаздывания сигналов при прохождении по прямому пути и пути с переприемом или переотражением, то синтезатор частот приемника перестроится на другую частоту приема раньше, чем поступит на вход приемника сигнал помехи на соответствующей частоте. Таким образом, если скорость перестройки частоты выбрать, исходя из условия

$$R_C > \frac{1}{\tau_{min} - \tau_0}, \quad (3.32)$$

то влияние ответной помехи или помехи многолучевости может быть заметно ослаблено. Здесь τ_{min} минимальное время запаздывания сигнала на пути с

переприемом (переотражением), τ_0 – время запаздывания сигнала при прохождении по прямому пути.

Однако система с быстрой ППРЧ при действии теплового шума или сосредоточенной по спектру помехи оказывается менее помехоустойчивой, поскольку при обработке сигналов с быстрой ППРЧ приходится осуществлять некогерентное накопление N_b элементов сигнала в течение интервала передачи элемента сообщения.

Взаимные помехи

Программная перестройка рабочей частоты может быть использована при построении систем CDMA. В этом случае каждый канал отличается программой (законом) перестройки рабочей частоты, причем, законы перестройки выбираются исходя из требуемой вероятности совпадения частотных элементов. Оценим помехоустойчивость синхронной системы CDMA с ППРЧ, полагая, что в ней имеется K "активных" каналов. Будем считать, что количество рабочих частот равно M , а вероятность совпадения полезного и мешающего сигналов равна $1/M$. При совпадении частот полезного и мешающего сигналов вероятность ошибки равна $0,5$. Конечно это пессимистическое предположение, на самом деле значение вероятности ошибки оказывается меньше. Поскольку в системах с ГЦРЧ чаще всего реализуется некогерентный алгоритм демодуляции, то вероятность ошибки при демодуляции символа сообщения будет определяться следующим выражением

$$P_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right) \cdot (1 - P_h) + \frac{1}{2} P_h, \quad (3.33)$$

где P_h – вероятность совпадения рабочих частот полезного и мешающего сигналов.

При наличии $(K-1)$ источников помехи вероятность P_h равна

$$P_h = 1 - \left(1 - \frac{1}{M}\right)^{K-1} \approx \frac{K-1}{M}. \quad (3.34)$$

Подставляя (3.32) в (3.31), получим

$$P_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right) \left(1 - \frac{K-1}{M}\right) + \frac{1}{2} \cdot \frac{K-1}{M}. \quad (3.35)$$

При значении E_b/N_0 , стремящемся к бесконечности, получаем следующее выражение для вероятности ошибки

$$P_b = \frac{1}{2} \cdot \frac{K-1}{M}. \quad (3.36)$$

Эта величина характеризует так называемое явление "неустранимых" ошибок, обусловленных наличием взаимных помех. Для достижения малых значений вероятности "неустранимых" ошибок необходимо увеличить количество имеющихся частотных каналов и уменьшить количество "активных" каналов.

В случае асинхронной системы CDMA с ППРЧ вероятность совпадения частот полезного и мешающего сигналов определяется следующим выражением

$$P_h = 1 - \left[1 - \frac{1}{M} \left(1 + \frac{1}{N_b}\right)\right]^{K-1}, \quad (3.37)$$

где N_b – количество бит, передаваемых на одной рабочей частоте.

Сопоставляя выражения (3.34) и (3.37), можно установить, что и асинхронной системе вероятность совпадения частот полезного и мешающего сигналов выше, чем в синхронной. Подставляя (3.35) в (3.31), получим следующее выражение для вероятности ошибки при демодуляции элемента сообщения в асинхронной системе с CDMA с ППРЧ

$$P_b = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right) \left[1 - \frac{1}{M} \left(1 + \frac{1}{N_b}\right)\right]^{K-1} + \frac{1}{2} \left\{1 - \left[1 - \frac{1}{M} \left(1 + \frac{1}{N_b}\right)\right]^{K-1}\right\}. \quad (3.38)$$

В заключение отметим, что в системах CDMA с ППРЧ в меньшей степени проявляется проблема динамического диапазона принимаемых сигналов. Это связано с тем, что в различных "активных" каналах крайне редко одновременно используются одни и те же рабочие частоты. Она возникает лишь в случае недостаточной частотной избирательности фильтров.

3.4. Системы с прямым расширением спектра и передачей сигналов на нескольких несущих

Модель помехи

В качестве модели помехи будем использовать модель ограниченного по полосе гауссовского шума, причем мощность помехи сосредоточена в пределах относительной полосы $0 < \rho_W < 1$, $\rho_W = W_J / W_{PC}$ и относительного времени $0 < \rho_T < 1$. Помеху будем считать оптимизированной, если для нее выбраны такие значения параметров ρ_W и ρ_T , при которых вероятность ошибки достигает максимального значения. Будем считать, что при действии помехи происходит полное перекрытие субполосы (если она попадает в заданную субполосу) и полное перекрытие временного интервала, равного длительности символа передаваемого сообщения.

Следовательно, если помеха перекрывает J субполос из M имеющихся, то параметр ρ_W равен J/M . Если P_J – полная мощность принимаемой помехи, то ее двусторонняя спектральная мощность при непрерывном излучении равна $N_{J0}/2 = P_J/2W_{PC}$. Тогда двусторонняя спектральная плотность помехи, сосредоточенной по частоте и времени, будет равна

$$\frac{N_J}{2} = \frac{N_{J0}}{2\rho_T\rho_W}. \quad (3.39)$$

Будем считать, что обработка сигналов на приемной стороне осуществляется в соответствии со структурной схемой, изображенной на рис. 1.8. В этой схеме блоки весовой обработки, обозначенные как g могут быть выбраны в трех вариантах:

- значения всех весовых коэффициентов "g" устанавливаются одинаковыми;
- значения всех весовых коэффициентов "g" устанавливаются пропорционально относительно мощностей полезного сигнала и помехи в соответствующей субполосе;
- значения всех весовых коэффициентов "g" устанавливаются либо +1, либо -1, в зависимости от полярности сигналов, на выходах каскадов корреляционной обработки.

В первом варианте реализуется алгоритм комбинирования с равными весами, во втором - алгоритм оптимального комбинирования, в третьем - алгоритм маторитарного комбинирования.

Пусть энергия сигнала, приходящаяся на бит равна E_b . Тогда в каждый из M субполос энергия сигналов будет равна E_b / M , а статистика на выходе отдельного демодулятора, по которой выносится решение Z_i будет равна $\sqrt{E_b/M}$ при отсутствии помехи и $N(\sqrt{E_b/M}, N_J/2)$ при воздействии помехи, если пренебречь влиянием собственного шума. Здесь $N(a, \sigma^2)$ есть гауссовская случайная величина с математическим ожиданием и дисперсией, равными a и σ^2 .

Для канала с релеевскими частотно-селективными замираниями будем полагать, что разнос центральных частот субполос выбран таким, что замирания сигналов, принадлежащих различным субполосам, являются статистически независимыми.

Для сравнения будем рассматривать систему с гибридным (комбинированным) расширением спектра ППРЧ-ПРС, в которой осуществляется случайный выбор субполосы из числа имеющихся для передачи одного информационного символа.

Система с прямым расширением спектра и передачей на нескольких несущих при ОТСУТСТВИИ замираний. Информация о состоянии канала отсутствует, используются жесткие решения.

Термин информация о состоянии канала указывает на то, в каком из возможных состояний находится каждая субполоса, то есть присутствует ли в ней помеха, или нет. Как будет показано ниже, прерывистая помеха с полным перекрытием всей имеющейся полосы ($\rho W = 1$) является оптимальной для всех рассматриваемых случаев. Поэтому ситуацию с полной информацией о состоянии канала рассматривать не имеет смысла.

Здесь будем полагать, что в каждом отдельном демодуляторе, настроенном на "свою" несущую, выносится жесткое предварительное решение относительно передаваемого символа сообщения, а окончательное решение выносится на основе мажоритарного голосования, то есть решения по большинству.

В этом случае вероятность ошибки при вынесении предварительного решения будет определяться выражением

$$P_e^{HC}(\rho_T, \rho_W) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\rho h_{J0} / M}\right),$$

$$\text{где } \rho = \rho_T \rho_W, \quad h_{J0} = \bar{E}_b / N_{J0}. \quad (3.40)$$

Так как ошибки могут возникать только в тех ситуациях, когда количество субполос пораженных помехой будет больше или равно $L = M/2$ (при четном M), то среднее значение вероятности ошибки при заданных ρ_T и ρ_W и $J > L$ будет определяться следующим выражением

$$\begin{aligned} P_b^{HC}(\rho_T, \rho_W) = & \rho_T \sum_{i=[(M+1)/2]}^J \binom{J}{i} [P_e^{HC}(\rho_T, \rho_W)]^i \times \\ & \times [1 - P_e^{HC}(\rho_T, \rho_W)]^{J-i} + \\ & + \chi \rho_T 2 \binom{J}{M/2} [P_e^{HC}(\rho_T, \rho_W)]^{M/2} \times \\ & \times [1 - P_e^{HC}(\rho_T, \rho_W)]^{J-M/2}, \end{aligned} \quad (3.41)$$

где $\chi=1$ при четном M и $\chi=0$ при нечетном M ;

$[x]$ – означает наименьшее целое число, превышающее x .

Вероятность ошибки равна нулю при $J < L$. Для помехи, полностью перекрывающей всю полосу системы, то есть $J = M$, рассмотрим предельный случай $M \rightarrow \infty$. В этом случае с помощью центральной предельной теоремы можно показать, что

$$\lim_{M \rightarrow \infty} P_b^{HC}(\rho_T, \rho_W = 1) = \frac{\rho_T}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{h_a^2}\right), \quad (3.42)$$

где

$$h_a = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{M(1/2 - P_e^{HC})^2}{2P_e^{HC}(1 - P_e^{HC})} = \frac{2}{\pi} \rho_T h_{J0}. \quad (3.43)$$

Следовательно, в предельном случае энергетические потери рассматриваемой системы по сравнению с системой с прямым расширением спектра при действии помехи, полностью перекрывающей всю полосу, составляют примерно 2 дБ.

Система с прямым расширением спектра и передачей на нескольких несущих. Информация о состоянии канала отсутствует, используются мягкие решения.

Будем рассматривать случай, когда выходные сигналы отдельных демодуляторов, настроенных на различные несущие частоты при формировании статистики решения просто складываются. В этом случае статистика $Z = \sum_{i=1}^M Z_i$ имеет место гауссовское распределение с математическим ожиданием $a = \sqrt{E_b}$ и дисперсией $\sigma^2 = J \left(\frac{N_J}{2}\right)$. В этом случае вероятность ошибки будет определяться следующим выражением

$$P_b^{HC}(\rho_T, \rho_W) = \frac{\rho_T}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\rho_T h_{J0}}\right). \quad (3.44)$$

Следует отметить, что вероятность ошибки здесь не зависит от коэффициента перекрытия полосы ρ_W , и полученное выражение совпадает с

выражением для вероятности ошибки в системе с прямым расширением спектра и передачей на одной несущей при действии прерывистой помехи, перекрывающей всю полосу.

Система с прямым расширением спектра и передачей на нескольких несущих частотах при наличии замираний. Информация о состоянии канала отсутствует, используются жесткие решения. В этом случае выражение для среднего значения вероятности ошибки совпадает с выражением (3.41), но в нем $P_e^{HC}(\rho_T, \rho_W)$ будет определяться следующим выражением

$$P_e^{HC}(\rho_T, \rho_W) = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\rho h_{J0} / M}{1 + \rho h_{J0}^2 / M}} \right]. \quad (3.45)$$

В предельном случае при $M \rightarrow \infty$ вероятность ошибки будет равна

$$\lim_{M \rightarrow \infty} P_e^{HC}(\rho_T, \rho_W = 1) = \frac{\rho_T}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\rho_T}{2} h_{J0}}. \quad (3.46)$$

Следовательно, энергетические потери, по сравнению с системой с прямым расширением спектра и передачей на одной несущей при воздействии прерывистой помехи, полностью перекрывающей всю полосу, в случае отсутствия замираний, составляют 3 дБ.

Система с прямым расширением спектра и передачей на нескольких несущих при наличии замираний. Информация о состоянии канала отсутствует, используются мягкие решения.

В этом случае возможно использование двух схем комбинирования выходных сигналов отдельных демодуляторов при формировании мягких решений: оптимальное сложение, то есть сложение, максимизирующее отношение мощностей сигнала и помехи, и сложение с равными весами. Если собственным шумом приемника можно пренебречь, то оптимальное сложение реализует комбинирование с полной информацией о состоянии канала. Поэтому оптимальной помехе будет соответствовать значение параметра

В этом случае среднее значение вероятности ошибки при заданном ρ_T будет определяться следующим выражением

$$\begin{aligned}
P_b^{HC}(\rho_T) &= \frac{\rho_T}{2} m_1 \left\{ \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\bar{h}_J}{M} \sum_{i=1}^M \beta_i} \right) \right\} = \\
&= \frac{\rho_T}{2} \left[1 + \frac{\bar{h}_J / M}{1 + \bar{h}_J / M} \sum_{k=0}^{M-1} \binom{2k}{k} \left(\frac{1}{4(1 + \bar{h}_J / M)} \right)^k \right],
\end{aligned} \tag{3.47}$$

где $\bar{h}_J = \rho_T \bar{h}_{J0}$;

β_i – независимые случайные величины, распределенные по экспоненциальному закону $W_\beta(x) = \exp(-x)$;

$x \geq 0$;

$m_1\{\cdot\}$ - символ математического ожидания.

При сложении с равными весами вероятность ошибки будет определяться следующим выражением

$$P_b^{HC}(\rho_T, \rho_W) = \frac{\rho_T}{2} m_1 \left\{ \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\rho \bar{h}_{J0} \frac{1}{M} \left(\sum_{i=1}^M \beta_i \right)^2} \right] \right\}. \tag{3.48}$$

Из выражения (3.48) следует, что вероятность ошибки зависит от коэффициента перекрытия полосы ρ_w .

К сожалению, в замкнутой форме выражения для вероятности ошибки найти не удастся. Но для больших значений M можно получить следующее асимптотическое выражение

$$\lim_{M \rightarrow \infty} P_b^{HC}(\rho_T) = \frac{\rho_T}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\rho_T \bar{h}_{J0} \left(\frac{\sqrt{\pi}}{2} \right)^2} \right]. \tag{3.49}$$

Это выражение показывает, что в случае сложения с равными весами характеристики помехоустойчивости системы с прямым расширением спектра и передачей на нескольких несущих при наличии релеевских замираний лишь на 1 дБ хуже аналоговых характеристик системы с прямым расширением спектра и передачей на одной несущей при воздействии прерывистой помехи с полным перекрытием и отсутствии замираний.

Учитывая тот факт, что оптимальное сложение трудно реализовать в тяжелой помеховой обстановке, можно полагать, что сложение с равными весами будет вполне удовлетворительной схемой комбинирования.

На рис. 3.2 приведены характеристики помехоустойчивости при воздействии оптимизированной помехи и отсутствии замираний для $M = 3, 5, 7, 9, 11$, в случае использования жестких решений. Заметим, что энергетические потери, обусловленные жесткими решениями в каждом отдельном демодуляторе уменьшаются при увеличении M . Например, при $M = 5$ и $P_b = 10^{-3}$ они составляют 1,8 дБ. Оптимальное значение ρ_w равно единице.

Аналогичные характеристики при наличии релейских замираний приведены на рис. 3.3. Как следует из приведенных зависимостей с увеличением M благодаря эффекту частотного разнесения происходит улучшение характеристик, и они стремятся к тем, которые могут быть получены при отсутствии замираний. При вероятности ошибки $P_b = 10^{-3}$ энергетические потери по сравнению с системой с прямым расширением спектра и передачей на одной несущей при отсутствии замираний составляют примерно 3 дБ для всех рассматриваемых значений M . При этом энергетический выигрыш за счет частотного разнесения по сравнению с системой, использующей комбинированное расширение спектра, при вероятности ошибки $P_b = 10^{-3}$ равен примерно 1,6 дБ. Оптимальное значение коэффициента перекрытия полосы и в этом случае равно единице.

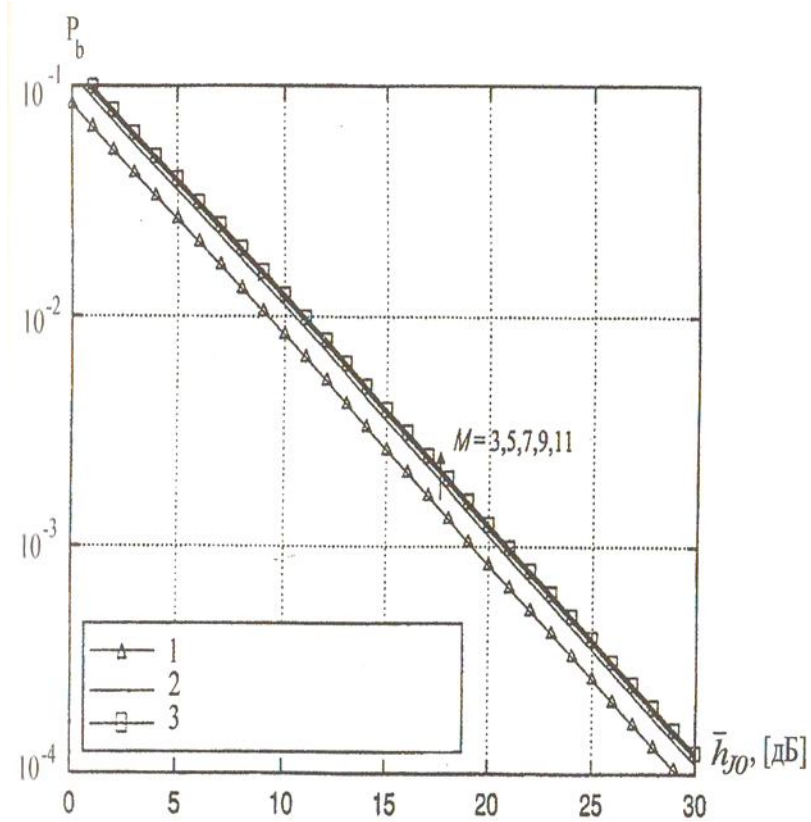


Рис. 3.2. Зависимости вероятности ошибки P_b от усредненного отношения сигнал/помеха в случае жестких решений в демодуляторе при отсутствии замираний:

- 1 – система с комбинированным расширением спектра (ППРЧ-ПРС);
- 2 – $M=3, 5, 7, 9$;
- 3 – $M=11$.

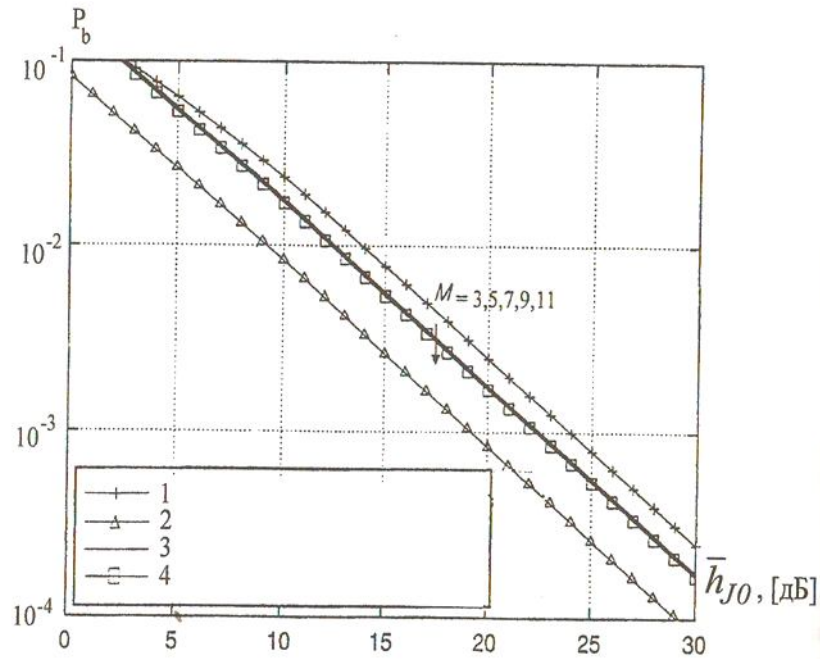


Рис. 3.3. Зависимости вероятности ошибки P_b от усредненного отношения сигнал/помеха в случае жестких решений при наличии релеевских замираний:

- 1 – система с комбинированным расширением спектра (ППРЧ-ПРС) при наличии замираний;
- 2 – система с комбинированным расширением спектра (ППРЧ-ПРС) при отсутствии замираний;
- 3 – $M=3, 5, 7, 9$;
- 4 – $M=11$.

На рис. 3.4 приведены характеристики помехоустойчивости при наличии релеевских замираний и использовании двух схем комбинирования: оптимального сложения и сложения с равными весами. Как следует из приведенных зависимостей с увеличением M улучшение характеристик благодаря эффекту разнесения быстро достигает своего предельного значения. Например, при $M=3$ энергетические показатели лишь на 1,2 дБ хуже показателей, достигаемых при $M \rightarrow \infty$, и равных показателям системы с прямым расширением спектра и передачей на одной несущей при отсутствии замираний.

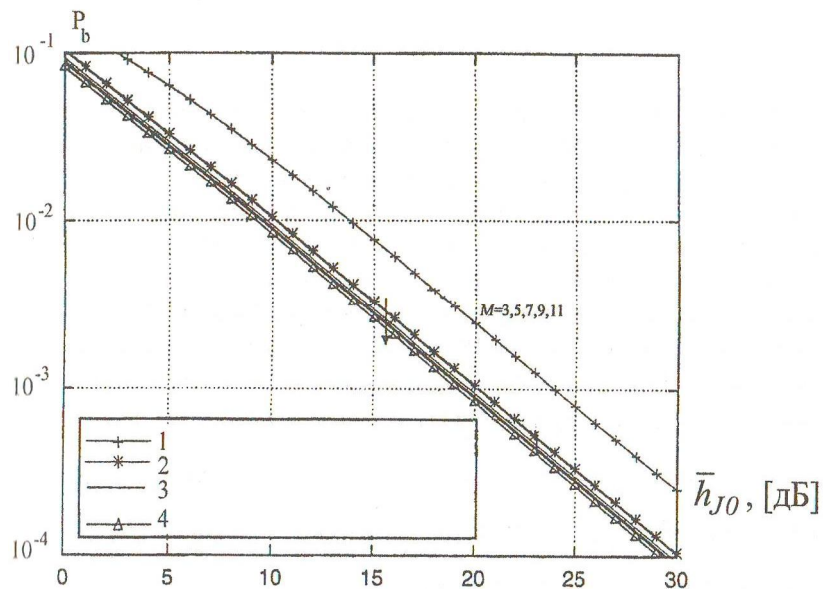


Рис. 3.4. Зависимости вероятности ошибки P_b от усредненного отношения сигнал/помеха в случае мягких решений при наличии релейевских замираний:

- 1 – система с комбинированным расширением спектра (ППРЧ-ПРС);
- 2 – сложение с равными весами, $M \rightarrow \infty$;
- 3 – оптимальное сложение, $M = 3, 5, 7, 9, 11$;
- 4 – оптимальное сложение, $M \rightarrow \infty$.

Таким образом, можно утверждать, что прерывистая помеха с полным перекрытием полосы частот является оптимальной для системы с прямым расширением спектра и передачей на нескольких несущих частотах. При этом ее характеристики помехоустойчивости при воздействии релейевских замираний могут быть получены достаточно близкими к характеристикам системы с прямым расширением спектра и передачей на одной несущей в случае отсутствия замираний при сравнительно небольшом числе несущих частот.

4. БЕЗОПАСНОСТЬ ЖИЗНЕДЕЯТЕЛЬНОСТИ

4.1. Действие тока на организм человека и критерии безопасности по току

В результате действия тока на организм может возникнуть электротравма.

Характер и интенсивность нарушений в организме, вызванных током, определяются видом и величиной тока, длительностью его действия. Также большое значение имеет путь, по которому ток протекает в теле человека.

Большие токи, в несколько ампер, способны вызвать тепловое разрушение живых тканей организма и серьезное нарушение центральной нервной системы.

Малые токи, меньше Ампера, вызывают судорожное сокращение мышц и общее возбуждение, которое может привести к прекращению деятельности органов дыхания и кровообращения.

Допустимой величиной безопасного тока при длительном воздействии принимается 1 мА.

Допустимой величиной тока при длительном воздействии до 30с принимается 6 мА.

Длительность воздействия: 1 сек – 0,5 сек.

Ток мА 65 мА – 100 МА.

Эти токи принимаются в качестве практически допустимых с малой вероятностью поражения. Эти нормы рекомендуются для руководства при проектировании, расчете, эксплуатационном контроле, при защитных мероприятиях в ЭУ радиопредприятий.

Основными условиями успеха при оказании первой помощи пострадавшим от электрического тока и при других несчастных случаях

являются быстрота действия, находчивость и умение оказывающего помощь. Одного знания настоящих Правил недостаточно. Промедление и длительная подготовка могут повлечь за собой гибель пострадавшего.

Никогда не следует отказываться от оказания помощи пострадавшему и считать его мертвым из-за отсутствия дыхания, сердцебиения, пульса. При поражении электрическим током смерть часто бывает кажущейся. Поэтому только врач имеет право решить вопрос о целесообразности и бесполезности дальнейших мероприятий по оживлению пострадавшего и вынести заключение о его смерти.

Весь персонал, обслуживающий ЭУ, должен периодически проходить инструктаж об опасности поражения электрическим током и способах оказания первой помощи пострадавшим, а также практическое обучение приемам освобождения от электрического тока, способам искусственного дыхания и наружного (непрямого) массажа сердца. Занятия должны проводиться компетентными лицами медицинского персонала совместно с техническим персоналом.

Организация обучения должна лежать на ответственности начальника цеха, участка или предприятия.

В местах постоянного дежурства должны иметься:

- а) аптечка для оказания первой помощи;
- б) вывешены на видных местах плакаты о правилах подачи первой помощи, производства искусственного дыхания и наружного массажа сердца.

4.2. Оказание первой помощи пострадавшим

Первую помощь пострадавшему при несчастном случае оказывают сразу же на месте происшествия до прихода врача или до транспортировки пострадавшего в больницу. Каждый работающий должен уметь оказать

первую помощь пострадавшему и помощь самому себе («самопомощь»).

При оказании первой помощи необходимо:

- 1)удалить травмирующий фактор;
- 2)вынести пострадавшего с места происшествия;
- 3)обработать поврежденные участки тела и остановить кровотечение;
- 4)обеспечить неподвижность места перелома, предотвратить травматический шок;
- 5)доставить пострадавшего в лечебное учреждение.

При оказании первой помощи следует обладать навыками обращения с раненым. Это особенно важно при переломах, сильных кровотечениях, потере сознания, термических и химических ожогах. Приподнимать и переносить раненого следует осторожно, поддерживая его снизу. Для оказания первой помощи каждый производственный участок, каждая строительная площадка должна быть оснащена стандартными средствами первой помощи.

Аптечка первой помощи. В аптечку входят перевязочные материалы (бинты, вата, индивидуальные пакеты, лейкопластырь, стерильные салфетки, кровоостанавливающий жгут); нашатырный спирт (применяют для возбуждения дыхания, обработки кожи при ожогах кислотами, при укусах насекомыми); 5%-ный спиртовой раствор йода (для обработки ран); перманганат калия (марганцовка) — для промывания желудка делают слабо-розовый раствор, применяют также для обработки ран; питьевая сода (для промывания желудка, обработки кожи при ожогах); борный вазелин (для смазывания салфеток при закрытии проникающих ранений, смазывания кожи); активированный уголь (5...10 таблеток растолочь и выпить при различных отравлениях); борная кислота (для промывки глаз, обработки кожи); нитроглицерин (при болях в сердце); анальгин, амидопирин (обезболивающие препараты); папаверин (применяют при

болях в сердце, гипертоническом кризе); ножницы, нож, стаканчик для приема лекарств, напальчники, запас питьевой воды.

Первая помощь при ранениях и ушибах.

Оказывающий помощь должен вымыть руки с мылом, протереть их спиртом или смазать пальцы йодом. Нельзя промывать рану водой, очищать ее, прикасаться к ней даже вымытыми руками. Если рана загрязнена, можно только протереть кожу вокруг нее от краев раны к периферии стерильной ватой или марлей. Ссадины, уколы, мелкие ранения, которые не кровоточат, необходимо смазать 5%-ной настойкой йода или бриллиантовой зеленью и наложить повязку.

Небольшие раны можно заклеить полоской пластыря, клеем БФ-6, коллодием, которые дезинфицируют рану и предохраняют от загрязнения. При отсутствии индивидуального перевязочного пакета можно использовать чистый носовой платок, предварительно смочив его йодом.

Ранения сопровождаются повреждением кровеносных сосудов и кровотечением, которое бывает внутренним (наиболее опасное) и наружным. Внутреннее кровотечение возникает при проникающих ранениях в брюшную или грудную полость, при разрыве внутренних органов в результате сильного удара, падения с высоты, сдавливания и т.п. Кровь при этом скапливается во внутренних полостях тела.

Симптомы внутреннего кровотечения; бледность лица, слабость, частый пульс, одышка, головокружение, жажда, обморочное состояние. Остановить внутреннее кровотечение методами первой помощи нельзя. Пострадавшему необходимо обеспечить покой и вызвать врача. На место травмы следует положить холод (лед, снег и т.п.). Наружное кровотечение может быть:

1)капиллярным — кровь выступает отдельными каплями по всей поверхности раны;

2)венозное — кровь темно-красного цвета вытекает ровной

струйкой;

3) артериальное — кровь обогащена кислородом алого цвета, вытекает в виде пульсирующей струи.

Остановить венозное кровотечение можно наложением тугой повязки ниже поврежденного места или наложить жгут, скрутку.

Наиболее опасное артериальное кровотечение. Остановить артериальное кровотечение можно наложением тугой повязки выше поврежденного места или наложить жгут, скрутку.

Для скрутки можно использовать шарф, пояс, ремень, резиновую трубку и т.п. Перед наложением жгута раненую конечность поднимают, жгут, скрутку накладывают поверх одежды или подкладывают под него кусок материи (рис. 4.1.).

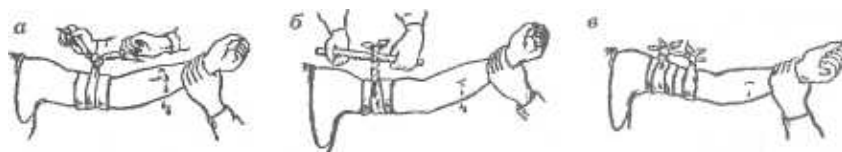


Рис. 4.1. Остановка кровотечения закруткой: а — затягивание узла; б — закручивание с помощью палочки; в — закручивание палочки

Затягивать шнур нужно только до остановки кровотечения. Жгут нельзя оставлять в затянутом состоянии более 2 ч, иначе может наступить омертвление конечности. За это время необходимо доставить пострадавшего в ближайшее медицинское учреждение.

Солнечный и тепловой удары.

Признаки: вначале сильная головная боль, слабость, прилив крови к голове, шум в ушах, тошнота, головокружение, жажда, синюшность лица, одышка, пульс 120... 140 ударов в минуту, температура тела повышается до 40 °С. Кожа пострадавшего горячая и покрасневшая, зрачки расширены. У пострадавшего появляются судороги, галлюцинации, бред.

Состояние быстро ухудшается и он может погибнуть в течение нескольких часов от паралича дыхания и остановки сердца.

Первая помощь: пострадавшего перенести в прохладное место, в тень, снять с него одежду и уложить, несколько приподняв голову, на голову и область сердца прикладывать холодные компрессы или поливать холодной водой. Если сознание не потеряно, надо обильно поить холодными напитками. Для возбуждения пострадавшему давать нюхать ватку, смоченную нашатырным спиртом. При нарушении дыхания или остановке сердца — немедленно проводить искусственное дыхание и непрямой массаж сердца.

Местные изменения тканей при электротравме представляют собой термические ожоги различной степени выраженности. Общие изменения развиваются, прежде всего, как результат поражения нервной системы. Эти изменения в нервной системе и определяют картину поражения и его тяжесть.

Легкая степень поражения характеризуется разбитостью, усталостью, испугом, иногда обморочным состоянием.

Средняя степень тяжести поражения характеризуется потерей сознания различной длительности, бледностью или синюшностью кожных покровов, судорогами, ослаблением дыхания и нарушением деятельности сердца. Дыхание учащено, поверхностно, пульс слабый, частый. Часто бывают параличи конечностей.

При тяжелом поражении — шок, часто состояние клинической смерти. Общее травматическое действие (электрический удар) возникает при протекании недопустимых величин тока через организм человека и характеризуется возбуждением живых тканей организма, произвольным сокращением различных мышц тела, сердца, легких, других органов и систем, при этом происходит нарушение их работы или полная остановка.

При поражении человека электрическим током необходимо прежде всего освободить его от действия электрического тока. Этого можно достичь либо отделением пострадавшего от токоведущих частей, либо отключением напряжения. Отделение от токоведущих частей производится при помощи сухой палки, доски, черенка лопаты и т.д. Пострадавшего можно оттянуть за сухую одежду. Если трудно отделить пострадавшего от токоведущих частей, следует перерубить провода топором с сухой ручкой или каким-либо предметом с изолирующей ручкой. Голыми руками прикасаться к пострадавшему нельзя.

Основное условие успеха оказания первой помощи — быстрота действий, так как спустя 5 мин после паралича сердца человека спасти нельзя. Если пострадавший находится на высоте, то перед отключением напряжения следует обезопасить падение пострадавшего.

После устранения действия тока следует определить состояние пострадавшего. Если пострадавший в сознании, его необходимо уложить или усадить в удобное положение и до прибытия врача обеспечить полный покой, непременно наблюдая за дыханием и пульсом.

Если пострадавший в бессознательном состоянии, но нормально дышит и у него прощупывается пульс, его надо удобно уложить, расстегнуть ворот и пояс, поднести к носу ватку, смоченную нашатырным спиртом, обрызгать его водой и обеспечить полный покой.

Остановка дыхания и сердечной деятельности — самые тяжелые последствия электрического тока. Если отсутствует дыхание, но у пострадавшего прощупывается пульс, нужно приступить к проведению искусственного дыхания. Если же отсутствует и сердцебиение, то наряду с искусственным дыханием следует проводить наружный (непрямой) массаж сердца.

Когда пострадавший придет в себя, а также при легких поражениях, ему надо дать анальгин или амидопирин, напоить большим количеством

жидкости, наложить на область ожога повязку и срочно доставить в лечебное учреждение.

Первая помощь при ожогах: пострадавшего вынести из зоны действия высокой температуры. Воспламенившуюся одежду или горящие на теле вещества быстро загасить, прекратить доступ воздуха к горящему участку (закрыть плотной тканью, засыпать землей, песком), тлеющую одежду заливают водой. На пострадавшем с обширными ожогами части одежды надо обрезать и оставить на месте. Вскрывать пузыри и отрывать части одежды, прилипшие к местам ожогов нельзя! К обожженным участкам руками не притрагиваться. Обожженные места прикрыть чистой марлей или положить сухую ватно-марлевую повязку. При обширных ожогах пострадавшего укутывают в чистую простыню. Можно продезинфицировать повреждения, смочив их одеколоном.

Пострадавшего укутать в одеяло, напоить большим количеством жидкости, дать аналгин или амидопирин и немедленно перевезти в лечебное учреждение.

Ожоги возникают от воздействия на кожу высокой температуры (термические), а также от воздействия кислот и щелочей (химические), от воздействия электрического тока (электрические).

По тяжести различают четыре степени ожогов:

- I— покраснение и отек кожи;
- II— пузыри, наполненные плазмой крови;
- III — струны, омертвление ткани;
- IV — обугливание ткани.

При ожогах I степени обожженное место кожи промывают спиртом, одеколоном, водкой или слабым раствором марганцово-кислого калия.

При ожогах II и III степеней на пораженный участок кожи следует наложить стерильную повязку. Нельзя вскрывать образовавшиеся пузырьки и отделять прилипшие куски одежды. Особую осторожность

нужно проявлять при освобождении одежды обожженных участков тела. Рекомендуется в этом случае одежду и обувь снимать так, чтобы не содрать кожу и не загрязнить рану.

При ожогах глаз, вызванных воздействием электрической дуги, применяют примочки 2%-гого раствора борной кислоты.

Участок кожи, обожженный кислотой или щелочью, обмывают струей холодной воды в течение 12...20 мин. Затем прикладывают примочку из содового раствора при ожогах кислотой, а при ожогах щелочью — из слабого раствора уксуса или борной кислоты (1 чайная ложка на 1 стакан).

Заключение

1. В результате расширения спектра сигнала существенно увеличивается полоса частот, в которой передается сигнал, а в приемнике ширине спектра обратно уменьшается до информационной полосы, которая необходимо для передачи с требуемой скоростью и величиной искажений.

2. В результате расширения спектра уменьшается уровень спектральной плотности мощности передаваемой сигнала, что обеспечения её высокую скрытность и снижает вероятность перехвата сигнала противникам.

3. Из-за низкой спектральной плотности мощности для передачи сигналов с расширенным спектром можно использовать занятые другими радиоканалами полосы радиочастотного диапазона.

4. При выполнении обратной операции в приемнике увеличивается отношение мощности сигнала к мощности помехи равное коэффициенту расширения спектра раз.

5. При расширении спектра сигнала в основном используют следующие методы:

а) непосредственная модуляция несущей частоты псевдослучайной последовательностью, т.е. псевдослучайная частотная или фазовая модуляция, такой сигнал будем называть сигналом с прямым расширением спектра (DSSS);

б) программная перестройка рабочей частоты, т.е. скачкообразные изменение частоты несущей (FHSS);

с) программная перестройка временного положения импульсных сигналов или псевдослучайная времяимпульсная модуляция, т.е. сигналы с скачкообразно изменяющимися во времени положения импульсов;

d) частотная модуляция по линейному закону (ЛЧМ). При этом мгновенная частота радиосигнала в течении времени равного длительности сигнала T_c линейно увеличивается или уменьшается на $\Delta\omega$.

Литература

1. Ўзбекистон республикаси Президенти И.А.Каримовнинг 2011 йилнинг асосий яқунлари ва 2012 йилда Ўзбекистонни ижтимоий-иқтисодий ривожлантиришнинг устувор йўналишларига бағишланган Вазирлар Маҳкамасининг мажлисидаги маърузаси. 2012 йил 19 январь.
2. Волков Л.Н., Немировский М.С, Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: Учеб. пособие. – М.: Эко-Трендз, 2005.
3. Информационные технологии в радиотехнических системах: Учеб. пособие / Под ред. И.Б. Федорова. – М.; 2003.
4. Радиосистемы передачи информации. Под ред. В.И. Калмыкова. М.: Горячая линия-Телеком, 2004.
5. Немировский М.С. Цифровая передача информации в радиосвязи. – М.: Связь, 1980.
6. Прокс Дж. Цифровая связь. – М.: Радио и связь, 2000.
7. Скляр Б. Цифровая связь. – М.: Вильямс, 2004.
8. В.И. Борисов, В.М. Зинчук и др. Помехозащищенность систем радиосвязи. С расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. Под ред. РАН В.И. Борисова. – М.: Радио и связь, 2003.
9. Талем Ю.А., Садовский В.Б. Спектральные методы оценки качества передачи цифровых сигналов. – М.: Радио и связь, 1994.
10. Теория передачи сигналов: Учебник для вузов. /под ред. Л.М. Финка. – М.: Радио и связь, 1986.
11. Гуревич М.С. Спектры радиосигналов. – М.: 1989.
12. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – М.: Радио и связь, 1982.

13. Коржик В.И., Финк Л.М., Шелкунов К.Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник. /под ред. Л.М. Финка. – М.: Радио и связь, 1981.
14. Немировский М.С. Цифровая передача информации в радиосвязи. – М.: Связь, 1980.
15. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. /под ред. А.Г. Зюко, - М.: Радио и связь, 1985.
16. Феер К. Беспроводная цифровая связь, методы модуляции и расширения спектра. Перевод с англ. / Под ред. В.И.Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000
17. Васин В.А., В.В.Калмыков, Ю.Н. Себекин и др. Радиотехнические системы передачи информации. – М.: «Горячая линия-телеком», 2005
18. Сердюков П.Н., Бельчиков А.В., Дронов А.Е. и др. Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации. – М.: АСТ, 2006
19. Величко В.В. Передача данных в сетях мобильной связи третьего поколения. Под ред. Уп-кор. РАН. Ю.Б.Зубарева. – М.: Радио и связь, Горячая линия-телеком, 2005