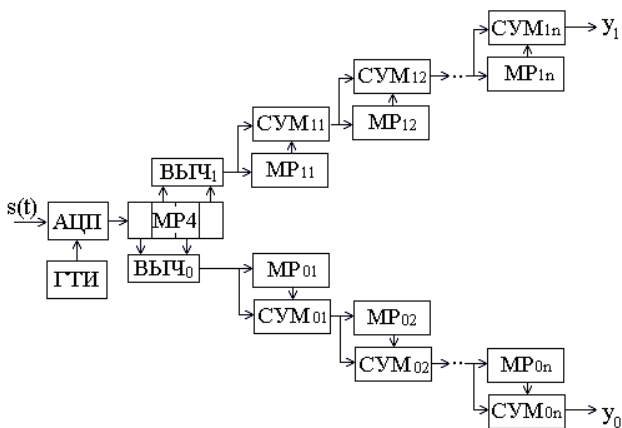


А. Н. Глушков, В. П. Литвиненко, Ю. В. Литвиненко

ЦИФРОВЫЕ АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ

Учебное пособие



Воронеж 2020

**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«Воронежский государственный технический университет»

А. Н. Глушков, В. П. Литвиненко, Ю. В. Литвиненко

**ЦИФРОВЫЕ АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ
И ДЕМОДУЛЯЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ**

Учебное пособие

Воронеж 2020

УДК 681.3 (075.8)

ББК 31.97Я7

Г 55

Рецензенты: кафедра радиотехники и электроники
Воронежского института МВД России
(нач. кафедры канд. техн. наук, М. М. Жуков);
д-р техн. наук, проф. А. Б. Токарев

Глушков А. Н. Цифровые алгоритмы обнаружения и демодуляции радиосигналов: учеб. пособие / А. Н. Глушков, В. П. Литвиненко, Ю. В. Литвиненко. Воронеж: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет». – Воронеж: Изд-во ВГТУ, 2020. 153 с.

Учебное пособие содержит теоретический материал по дисциплине «Цифровые алгоритмы обнаружения и демодуляции радиосигналов», перечень лабораторных работ с индивидуальными заданиями.

Издание предназначено для студентов, обучающихся по направлению 11.03.01 «Радиотехника» (профиль «Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов»), дисциплине «Цифровые алгоритмы обнаружения и демодуляции радиосигналов».

Ил. 119. Табл. 3. Библиогр.: 15 назв.

УДК 681.3 (075.8)

ББК 31.97Я7

Печатается по решению учебно-методического совета
Воронежского государственного технического
университета

© Глушков А. Н., Литвиненко В. П.,
Литвиненко Ю. В., 2020

© ФГБОУ ВО «Воронежский государственный
технический университет», 2020

ВВЕДЕНИЕ

В системе радиосвязи передатчик излучает радиосигнал, а приемник его принимает, обрабатывает и выдает результаты получателю.

Информационными признаками в принимаемом радиосигнале являются:

- решение о его наличии или отсутствии;
- параметры радиосигнала (уровень, частота, ширина спектра, вид и параметры модуляции, результаты пеленгования);
- параметры помехи (уровень и частотные свойства шума, отношение сигнал/шум);
- параметры передаваемой информации (аналоговая или дискретная, кодовые структуры и их параметры);
- передаваемая информация.

Выявление этих признаков необходимо:

- в системах радиоразведки и радиомониторинга для анализа активности радиосредств, наблюдения за ними и воздействия на них средствами радиоэлектронной борьбы;
- для управление работой системы связи;
- для получения передаваемых сообщений средствами демодуляции и декодирования.

Обработка радиосигналов (высокочастотных модулированных сигналов), поступающих с выхода промежуточной частоты (ПЧ) приемника предполагает раздельное или совместное решение задач их обнаружения и демодуляции. В радиотехнике бурно развивается цифровая обработка сигналов (ЦОС) [1-6], предполагающая формирование дискретных отсчетов сигнала аналого-цифровым преобразователем (АЦП) с заданной частотой дискретизации f_D .

Когерентная обработка [1] предполагает наличие фазовой синхронизации принимаемого сигнала и опорного генератора тактовых импульсов (ГТИ) АЦП. При этом

обеспечивается максимальная помехоустойчивость принимаемых решений, но резко усложняется аппаратура.

Некогерентная обработка [1] предусматривает формирование двух квадратурных каналов за счет использования двух сигналов опорного генератора, сдвинутых по фазе на 90^0 (или по времени на четверть периода). При этом не требуется фазовая синхронизация опорного генератора, но на $2 \div 3 \text{дБ}$ снижается помехоустойчивость принимаемых решений.

Эффективность цифровой обработки высокочастотного сигнала в реальном времени можно оценить числом простых арифметических операций, которые необходимо выполнить при программной (на базе сигнального процессора) или аппаратной (на базе программируемых логических интегральных схем - ПЛИС) реализации алгоритма за период сигнала. С этой точки зрения актуальна задача разработки быстрых алгоритмов цифровой обработки сигналов, обеспечивающих **минимальное** число простых арифметических операций на период сигнала.

1. ЗАДАЧИ ОБНАРУЖЕНИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИИ АНАЛОГОВЫХ РАДИОСИГНАЛОВ

1.1. Аналоговые радиосигналы

В системах передачи информации по проводным и радиоканалам передаются аналоговые и цифровые сигналы, отображающие сообщения (напряжение с выхода микрофона, телеграфные импульсы, цифровые коды). Если используются высокочастотные тракты, то для передачи по ним информационных сигналов используется модуляция высокочастотного гармонического (несущего) колебания.

Модуляция – это управление параметрами несущей (амплитуды, частоты, фазы или их комбинаций) по закону передаваемого информационного сигнала. Обозначения **типов модуляции** приведены в приложении 1.

При **амплитудной модуляции** (АМ) передаваемый сигнал управляет амплитудой несущей и может быть записан в виде

$$s(t) = A \left[1 + m \frac{U(t)}{A} \right] \sin(2\pi f_0 t + \psi_0), \quad (1.1)$$

где A – амплитуда, f_0 – частота, ψ_0 – начальная фаза несущего колебания (несущей), $U(t)$ – модулирующий сигнал, m – глубина модуляции (обычно измеряется в процентах от 0 до 100%, типичное значение 25%). При тональной модуляции получим

$$s(t) = A[1 + m \sin(2\pi Ft)] \sin(2\pi f_0 t + \psi_0), \quad (1.2)$$

F – частота модулирующего гармонического сигнала.

Пример временной диаграммы сигнала с тональной АМ ($A = 1$, $f_0 = 10$ МГц, $F = 1000$ Гц, $m = 0,25$.) представлен на рис. 1.1а. На рис. 1.1б приведен АМ сигнал при $m = 1$ (100%

модуляция), а на рис. 1.1в – его спектр амплитуд в координатах $\Delta f = f - f_0$. Как видно, в спектре присутствует несущая $\Delta f = 0$ и две боковых составляющих на частотах $\Delta f = \pm F$.

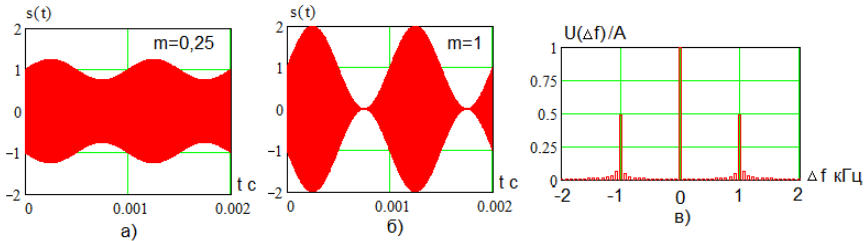


Рис. 1.1

При **частотной модуляции (ЧМ)** модулирующий сигнал управляет частотой несущего гармонического колебания и его можно представить в виде

$$s(t) = A \sin \left(2\pi f_0 t + b \int_{-\infty}^t U(\tau) d\tau + \psi_0 \right), \quad (1.3)$$

где параметр b определяет **глубину** изменения мгновенной частоты $\omega(t)$, равной производной полной фазы колебаний (1.3),

$$\omega(t) = \frac{d}{dx} \left[2\pi f_0 t + b \int_{-\infty}^t U(\tau) d\tau + \psi_0 \right] = 2\pi f_0 + b U(t). \quad (1.4)$$

Величину

$$\Delta\omega_{\text{д}} = b \max_t |U(t)| \quad (1.5)$$

называют **девиацией частоты**.

При **тональной ЧМ** $U(t) = U_0 \cos(2\pi Ft)$ модулированный сигнал описывается выражением

$$s(t) = A \sin(2\pi f_0 t + \beta \sin(2\pi Ft) + \psi_0), \quad (1.6)$$

величину

$$\beta = \frac{\Delta\omega_d}{2\pi F} \quad (1.7)$$

называют **индексом частотной модуляции**.

На рис. 1.2а вертикальными линиями показан нормированный спектр $G(\Delta f)/G_{max}$ сигнала с тональной ЧМ при $A = 1$, $f_0 = 10$ МГц, $U_0 = 1$, $F = 1000$ Гц и $\beta = 10$ (при девиации частоты $\Delta\omega_d = \beta F = 10$ кГц), сплошной линией показана нормированная частотная характеристика $H(\Delta f)/H_{max}$ цифрового детектора (будет рассмотрена в дальнейшем). На рис. 1.2б показан нормированный результат детектирования сигнала с тональной ЧМ.

При фазовой модуляции мгновенная фаза несущего гармонического колебания изменяется пропорционально информационному сигналу $U(t)$,

$$s(t) = A \sin(2\pi f_0 t + b U(\tau) + \psi_0), \quad (1.8)$$

где параметр b определяет **глубину** изменения мгновенной фазы сигнала.

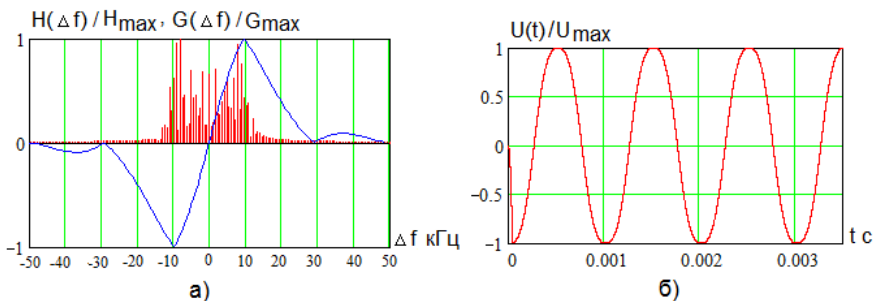


Рис. 1.2

Максимальное отклонение фазы называется индексом

модуляции

$$\delta = b \max_t |U(t)|. \quad (1.9)$$

При тональной ФМ $U(t) = U_0 \cos(2\pi Ft)$ и фазомодулированный сигнал описывается выражением

$$s(t) = A \sin(2\pi f_0 t + bU_0 \cos(2\pi Ft) + \psi_0), \quad (1.10)$$

индекс фазовой модуляции равен

$$\delta = b U_0. \quad (1.11)$$

На рис. 1.3а показан спектр сигнала с тональной ФМ при $A = 1$, $f_0 = 10$ МГц, $U_0 = 1$, $F = 1000$ Гц и $\delta = 10$. Он

подобен спектру ЧМ сигнала на рис. 1.2а. На рис. 1.3б приведена временная диаграмма нормированного сигнала на выходе цифрового фазового детектора (его работа будет рассмотрена в дальнейшем).

1.2. Обнаружение радиосигналов

В простейшем случае обнаружение сигнала [1, 2] предполагает формирование решения о его наличии или отсутствии в заданной области параметров (в частотном канале или диапазоне, во временном интервале, в заданном направлении или области пространства). В более общем случае можно рассматривать задачу обнаружения радиосигнала с заданными свойствами или принадлежностью к конкретной системе связи в заданном интервале параметров.

Например, в приемнике радиостанции при выключении передатчика корреспондента система автоматической регулировки напряжения (АРУ) увеличивает усиление до

максимума и в наушниках резко увеличивается уровень шума. Для его подавления в приемнике используется обнаружитель сигнала передатчика, который отключает наушники при выключении передатчика.

Обнаружитель занятости канала необходим для поиска свободного канала в системе радиосвязи.

1.3. Детектирование радиосигналов

Детектирование модулированного радиосигнала заключается в выделении из него модулирующего (информационного) сигнала в виде функции времени с последующим усилением и выдачей его получателю, например, в головные телефоны.

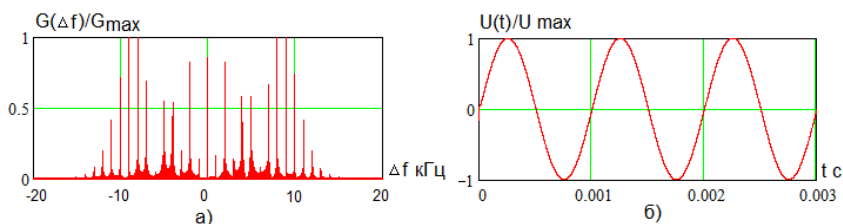


Рис. 1.3

В аналоговых приемных устройствах применяются диодные детекторы сигналов с **амплитудной модуляцией**. Пример схемы аналогового амплитудного детектора представлен на рис. 1.4а, а на рис. 1.4б приведена вольтамперная характеристика полупроводникового диода, из-за нелинейности которой возникают нелинейные искажения протектированного информационного сигнала. При глубине амплитудной модуляции $m = 0,5$ нелинейные искажения достигают 10 %, а при $m = 1$ — уже 25 %, что недопустимо для современной радиоаппаратуры.

В качестве амплитудных детекторов можно использовать **синхронные** детекторы на основе аналогового перемножителя (смесителя), который осуществляет перенос спектра сигнала промежуточной частоты на нулевую частоту, их структурные схемы показаны на рис. 1.5.

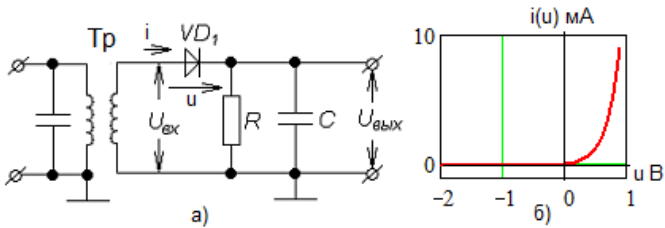
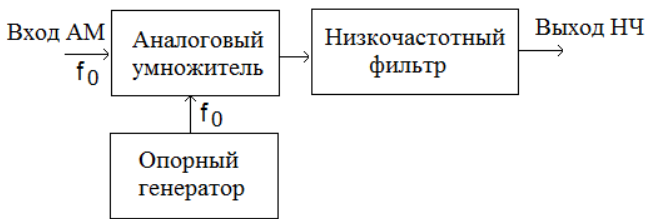
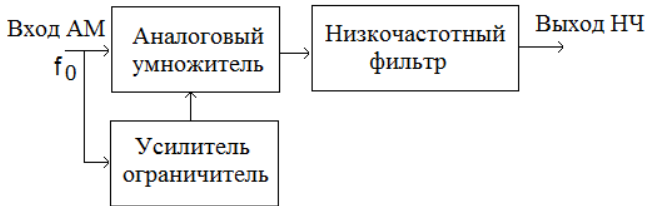


Рис. 1.4



а)



б)

Рис. 1.5

В схеме на рис. 1.5 на один вход умножителя поступает АМ сигнал (1.1) с выхода тракта промежуточной частоты радиоприемника, а на второй – сигнал от опорного генератора

гармонического сигнала с частотой f_0 , равный

$$s_{0Г}(t) = B \sin(2\pi f_0 t + \psi_0), \quad (1.12)$$

и **синфазный** с АМ сигналом (он формируется устройством фазовой синхронизации). Тогда на выходе умножителя получим

$$y(t) = s(t)s_{0Г} = AB \left[1 + m \frac{U(t)}{A} \right] \sin^2(2\pi f_0 t + \psi_0). \quad (1.13)$$

После тригонометрических преобразований получим

$$y(t) = \frac{AB}{2} \left[1 + m \frac{U(t)}{A} \right] \{ 1 - \cos(4\pi f_0 t + 2\psi_0) \}. \quad (1.14)$$

Высокочастотная составляющая подавляется низкочастотным фильтром и после подавления постоянной составляющей выходной сигнал синхронного детектора АМ сигналов будет пропорционален передаваемому сигналу

$$z(t) = \frac{mB}{2} U(t). \quad (1.15)$$

В схеме на рис. 1.5б опорный сигнал формируется из входного АМ сигнала с помощью его усиления и ограничения, то есть преобразования его в последовательность прямоугольных импульсов. На рис. 1.6а показана временная диаграмма АМ сигнала на входе умножителя, на рис. 1.6б - сигнала на выходе ограничителя, а на рис. 1.6в - на выходе умножителя. После низкочастотного фильтра получим модулирующий сигнал.

Нелинейные искажения при синхронном детектировании АМ сигналов обусловлены погрешностями реализации аналогового умножения на нелинейных электронных элементах (транзисторах) и неидеальностью

фазовой синхронизации.

Детекторы ЧМ сигналов строятся на базе частотно-селективных цепей (колебательных контуров), преобразующих изменение частоты в изменение амплитуды с последующим амплитудным детектированием. Известно много различных схем частотных детекторов. Пример схемы частотного детектора (дискриминатора) показан на рис. 1.7а.

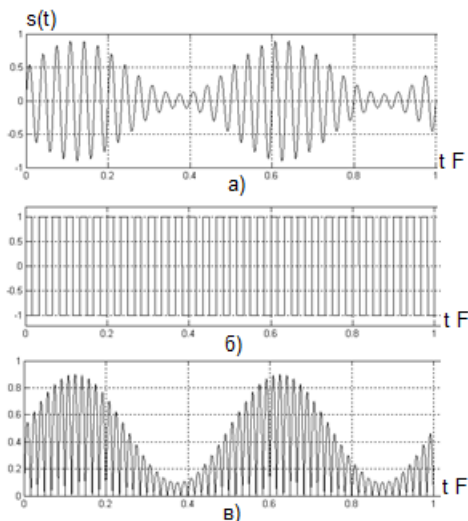


Рис. 1.6

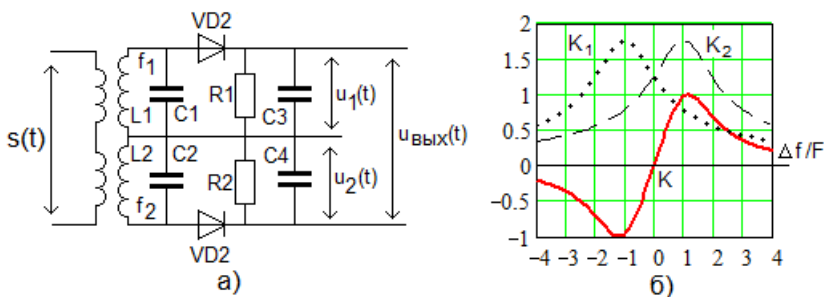


Рис. 1.7

Сигнал $s(t)$ с выхода тракта промежуточной частоты (ПЧ) приемника через высокочастотные трансформаторы подается в параллельные колебательные контуры $L1C1$ и $L2C2$ с резонансными частотами $f_1 = f_0 - F$ и $f_2 = f_0 + F$, напряжения на которых поступают в амплитудные детекторы на диодах $VD1$ и $VD2$, после чего на низкочастотных фильтрах $R1C3$ и $R2C4$ формируются напряжения $u_1(t)$ и $u_2(t)$, разность которых образует выходной сигнал $u_{\text{вых}}(t) = u_1(t) - u_2(t)$ частотного детектора.

На рис. 1.76 показаны нормированные передаточные характеристики первого K_1 и второго K_2 колебательных контуров и частотного детектора K в целом от нормированной расстройки $\Delta f = (f - f_0)/F$. Как видно, изменение частоты входного сигнала в окрестности несущей частоты f_0 от $-F$ до F приводит к пропорциональному изменению выходного напряжения детектора. На границе этого диапазона наблюдаются нелинейные искажения.

Работа аналогового **фазового детектора** основана на перемножении принимаемого сигнала

$$s(t) = A \sin(2\pi f_0 t + \psi(t) + \psi_0)$$

с опорным гармоническим сигналом

$$u_{\text{оп}}(t) = B \cos(2\pi f_0 t)$$

с выделением низкочастотной составляющей, пропорциональной $\sin(\psi(t) + \psi_0)$. При малых аргументах $\sin(x) \approx x$.

Пример схемы аналогового фазового детектора показан на рис. 1.8.

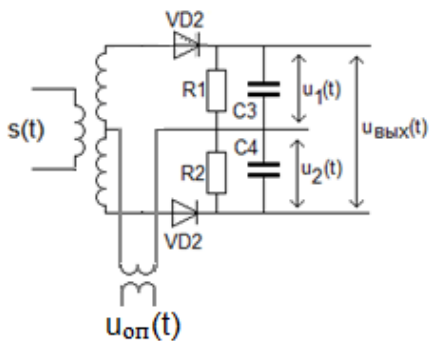


Рис. 1.8

Для фазового детектирования можно использовать преобразование гармонических сигналов в последовательности прямоугольных импульсов с последующей их обработкой с помощью цифровых логических элементов.

2. ДИСКРЕТНЫЕ РАДИОСИГНАЛЫ

2.1. Дискретные информационные сигналы

В современных системах передачи информации широко используется **дискретизация** передаваемых аналоговых сигналов по времени и уровню, которая осуществляется **аналого-цифровым преобразователем (АЦП)**, который в дискретные моменты времени $t_i = \tau i$ формирует отсчет $s_i = s(t_i)$ (i – номер отсчета). Отсчеты **квантуются** в АЦП по уровню и выдаются на выход в виде двоичного m - разрядного кода (последовательного или параллельного).

Источниками дискретного информационного сигнала могут быть различные технические устройства (клавиатура компьютера, телеграфный ключ, различные датчики, переключатели). Наиболее удобны отдельные **двоичные** информационные символы (0 или 1 - **бит**) или их совокупность, представляющая двоичное кодовое слово, например, **тетрада** (4 бита), **байт** (8 бит) и т.д. Используются **многопозиционные символы** со значениями, например, 0, 1, 2, ... ($m - 1$), где m – число позиций. Каждая позиция может представляться, например, двоичным кодом 8-4-2-1 или кодом Грея (табл. 2.1). Соседние в табл. 2.1 комбинации кода Грея отличаются только в одном разряде.

Таблица 2.1

Десятичный	Код 8-4-2-1	Код Грея	Десятичный	Код 8-4-2-1	Код Грея
0	0000	0000	8	1000	1100
1	0001	0001	9	1001	1101
2	0010	0011	10	1010	1111
3	0011	0010	11	1011	1110
4	0100	0110	12	1100	1010
5	0101	0111	13	1101	1011
6	0110	0101	14	1110	1001
7	0111	0100	15	1111	1000

2.2. Манипулированные радиосигналы

Манипуляцией называют модуляцию гармонической несущей двоичным или многопозиционным дискретным сигналом по амплитуде (АМ), частоте (ЧМ), фазе (ФМ) или их комбинации. Модулирующий сигнал представляет собой последовательность прямоугольных импульсов и в течение длительности информационного символа $t_{\text{И}}$ параметры радиосигнала неизменны. При прохождении через узкополосный тракт передатчика идеальный манипулированный сигнал искажается.

В качестве примера на рис. 2.1а показан пример фрагмента временной реализации $s(t)$ сигнала с идеальной двоичной фазовой манипуляцией (ФМ2) при $A = 1$, $f_0 = 10$ МГц, $t_{\text{И}} = 6,4$ мкс, ширине спектра $\Delta f = 1/t_{\text{И}} = 156,3$ кГц, его нормированный спектр амплитуд показан на рис. 2.1б.

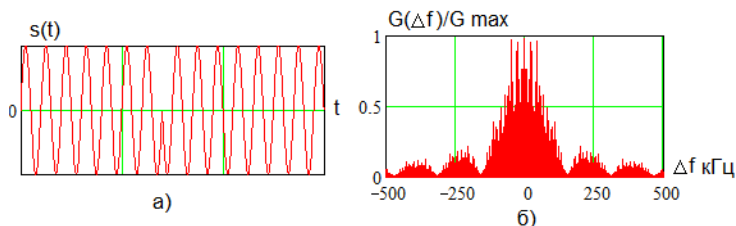


Рис. 2.1

На рис. 2.2а показана амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) узкополосного тракта, на вход которого подается идеальный сигнал ФМ2 (рис. 2.1а).

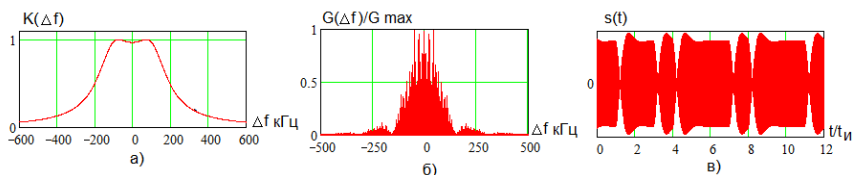


Рис. 2.2

Полоса пропускания тракта на уровне -3 дБ от максимума равна ± 157 кГц. На рис. 2.2б показан спектр выходного сигнала, а на рис. 2.2в – его временная реализация при фазовой манипуляции случайной двоичной последовательностью.

2.3. Амплитудная манипуляция

При АМ амплитуда сигнала $A(t)$ на интервале длительности элемента t_n принимает одно из M возможных значений,

$$s(t) = A(t) \sin(2\pi f_0 t + \psi_0) \quad (2.1)$$

При $M = 2$ (двоичной АМ) модулирующий сигнал $A(t)$ имеет вид, показанный на рис. 2.3а, а результирующий модулированный сигнал $s(t)$ (с пассивной паузой) – на рис. 2.3б.

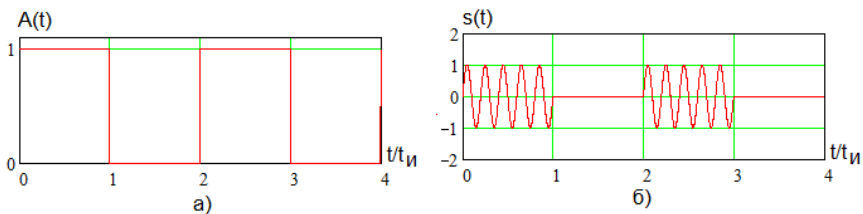


Рис. 2.3

На рис. 2.4 показаны аналогичные сигналы для четырехпозиционной АМ ($M = 4$). В этом случае все позиции активны.

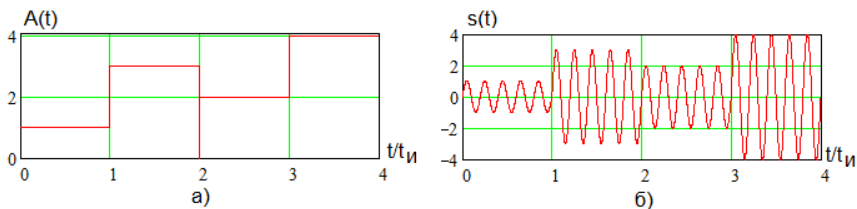


Рис. 2.4

При многопозиционной АМ используются не только положительные, но и отрицательные значения амплитуд элементов (рис. 2.5а), при этом происходит смена фазы несущей на π , то есть возникает фазовая манипуляция, как показано на рис. 2.5б, а манипуляция становится **амплитудно-фазовой**.

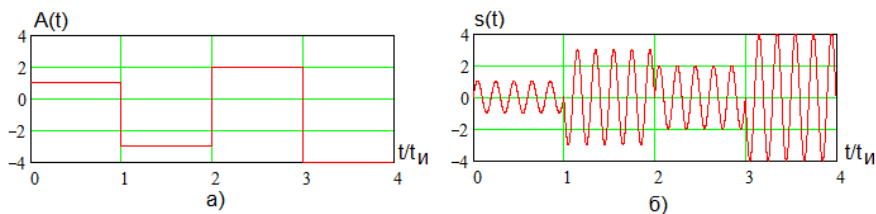


Рис. 2.5

2.4. Квадратурная амплитудная модуляция

В современных системах передачи дискретных сообщений широко используется квадратурная амплитудная модуляция (КАМ или QAM), для которой на частоте f_0 формируются две сдвинутые по фазе на 90° **квадратурные гармонические несущие**

$$\begin{aligned} s_0(t) &= A(t) \cos(2\pi f_0 t), \\ s_1(t) &= B(t) \sin(2\pi f_0 t), \end{aligned} \quad (2.2)$$

амплитуды $A(t)$ и $B(t)$ которых манипулируются

независимыми многопозиционными цифровыми кодами подобно многопозиционной АМ (рис. 2.5). Примеры манипулирующих сигналов показаны на рис. 2.6, каждый из них в течение длительности элемента $t_э$ независимо принимает одно из четырех значений ± 1 или ± 3 (отображают двухбитный двоичный код). На рис. 2.7 представлены манипулированные по амплитуде квадратурные составляющие (2.2) сигнала с КАМ, нормированные к минимальной амплитуде S . Как видно, в каждом квадратурном канале имеет место амплитудно-фазовая модуляция.

Сформированные составляющие (2.2) складываются,

$$x(t) = s_0(t) + s_1(t), \quad (2.3)$$

образуя сигнал с КАМ $x(t)$, временная диаграмма которого показана на рис. 2.8а.

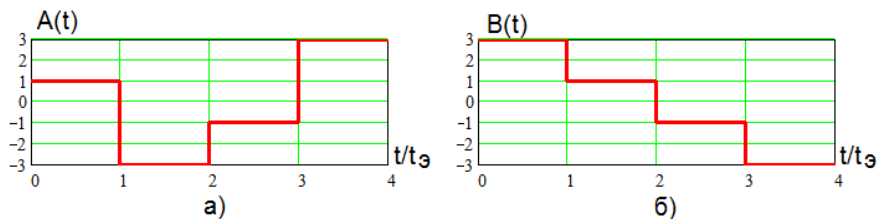


Рис. 2.6

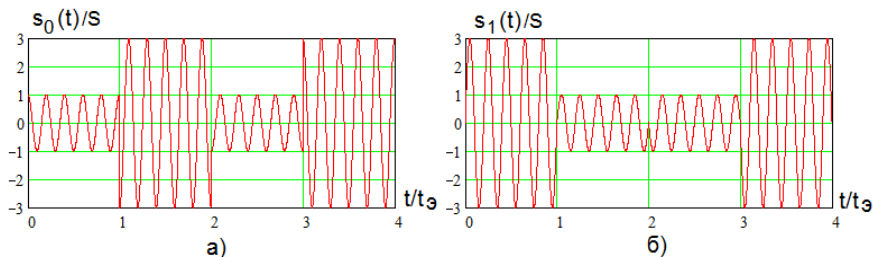


Рис. 2.7

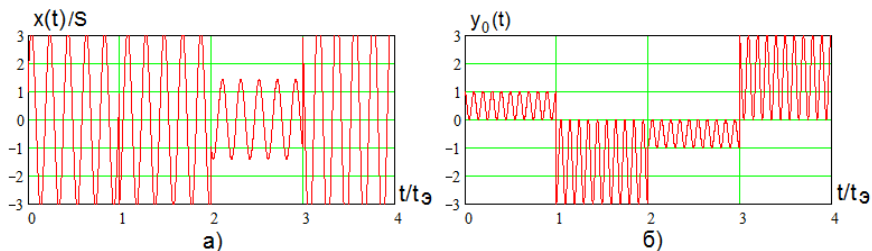


Рис. 2.8

На приемной стороне полученный сигнал $x(t)$ перемножается с сигналами опорного генератора $\cos(2\pi f_0 t)$ и $\sin(2\pi f_0 t)$ (для их формирования необходима фазовая синхронизация), в результате получаются сигналы

$$\begin{aligned} y_0(t) &= x(t) \cos(2\pi f_0 t), \\ y_1(t) &= x(t) \sin(2\pi f_0 t), \end{aligned} \quad (2.4)$$

(пример $y_0(t)$ показан на рис. 2.8б), которые поступают в амплитудные детекторы, на выходе которых формируются модулирующие сигнала (рис. 2.6).

Если в сигнале с КАМ в квадратурных каналах используется соответственно M_0 и M_1 позиций, то общее их число, равное $M = M_0 M_1$, может быть достаточно большим (например, 256), что обеспечивает высокую скорость передачи данных.

2.5. Частотная манипуляция

При **частотной манипуляции** (ЧМ) различные элементы передаются на разных частотах с номерами $1, 2, \dots, M$. Пример идеальной двоичной ЧМ с частотами f_1 и $f_2 = 1,5 f_1$ показан на рис. 2.9а, а на рис. 2.9б – его спектр амплитуд. Как видно, спектры посылок перекрываются. При увеличении разности f_1 и f_2 перекрытие спектров ослабляется, но расширяется общий спектр ЧМ сигнала.

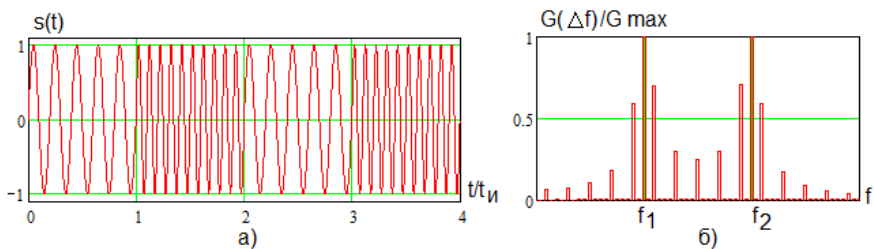


Рис. 2.9

Идеальная ЧМ при большом разnose частот f_1 и f_2 имеет широкий спектр и требует широкополосного радиоканала. Для повышения эффективности использования частотного диапазона необходимо уменьшать ширину спектра ЧМ сигнала, то есть сближать частоты f_1 и f_2 , однако при этом спектры элементов начнут перекрываться, что приведет к снижению помехоустойчивости.

Сигнал с ЧМ (FSK в приложении 1) и непрерывной фазой (CPFSK) с несущей частотой f_0 (периодом T_0) в предельном случае требует, чтобы на интервале длительности символа t_H для посылок с частотами $f_1 > f_2$ укладывалось целое число периодов $T_1 = 1/f_1$ и $T_2 = 1/f_2$. Тогда для минимального t_H для целого числа N можно записать

$$t_u = T_1 N = T_2 (N + 1), \quad (2.5)$$

или для частот

$$f_1 = f_2 \frac{N}{N + 1}. \quad (2.6)$$

В этом случае несущая частота f_0 равна

$$f_0 = \frac{f_1 + f_2}{2} = f_2 \frac{2N + 1}{2N + 2}, \quad (2.7)$$

и для частот посылок получим

$$f_2 = f_0 \left(1 + \frac{1}{2N+1} \right), \quad (2.8)$$

$$f_1 = f_0 \left(1 - \frac{1}{2N+1} \right). \quad (2.9)$$

Смещение частот посылок f_1 и f_2 относительно f_0 равно

$$\Delta f = f_0 - f_1 = f_2 - f_0 = \frac{f_0}{2N+1} \quad (2.10)$$

и длительность символа

$$t_H = T_0 \left(N + \frac{1}{2} \right). \quad (2.11)$$

Из (2.10) и (2.11) следует

$$2\Delta f t_H = 1. \quad (2.12)$$

Условие (2.12) определяет минимальный разнос частот двоичной ЧМ (BFSK в приложении 1), при котором сохраняется непрерывность фазы при частотной манипуляции, то есть формируется сигнал CPFSK.

Скорость передачи данных равна

$$V = \frac{1}{t_H} \text{ бод}, \quad (2.13)$$

а с учетом (2.12)

$$V (\text{бод}) = 2\Delta f (\Gamma\text{ц}). \quad (2.14)$$

Условие (2.14) при заданной скорости передачи данных определяет **минимально** возможный разнос частот двоичного ЧМ сигнала с непрерывной фазой, то есть его **ширину спектра**.

При выборе Δf меньше (2.14) появится разрыв фазы в соседних частотных посылках. Ширину спектра можно уменьшить узкополосной фильтрацией, но при этом ЧМ сигнал перестанет быть идеальным (рис. 2.9а) и будет подобным сигналу на рис. 2.2в.

В сигналах с ЧМ и **минимальным частотным сдвигом** (MSK - minimum shift keying в приложении 1) в течение длительности посылки $t_{\text{и}}$ возникает набег фазы $\pm \pi/2$ (в два раза меньше, чем у CPFSK). При той же скорости передачи они имеют компактный спектр, разнос частот равен

$$\Delta f \approx \frac{f_0}{4N}. \quad (2.15)$$

Для дальнейшего уменьшения ширины спектра сигнала с ЧМ выполняется низкочастотная фильтрация модулирующих двоичных цифровых сигналов (импульсов) гауссовским фильтром. Полученный сигнал обозначают как GMSK (Gaussian minimum-shift keying). Импульсная характеристика гауссовского фильтра имеет вид

$$g(t) = \Pi \sqrt{\frac{2\pi}{\ln(2)}} \exp\left(-\frac{2\pi^2 \Pi^2}{\ln(2)} t^2\right), \quad (2.16)$$

где Π - его полоса пропускания на уровне -3 дБ в герцах. Ее график при $\Pi = 1$ кГц показан на рис. 2.10.

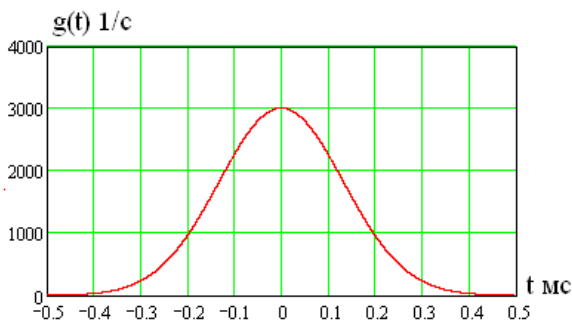


Рис. 2.10

Амплитудно-частотная характеристика гауссовского фильтра равна

$$K(\omega) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} g(t) \cdot \exp(-j\omega t) dt \right|, \quad (2.17)$$

ее график при полосе пропускания $\Pi = 1$ кГц показан на рис. 2.11.

Согласно (2.16) свойства гауссовского фильтра определяются заданной полосой пропускания Π , а для их описания используется параметр b , равный

$$b = \Pi t_{\text{н}} = \Pi/V. \quad (2.18)$$

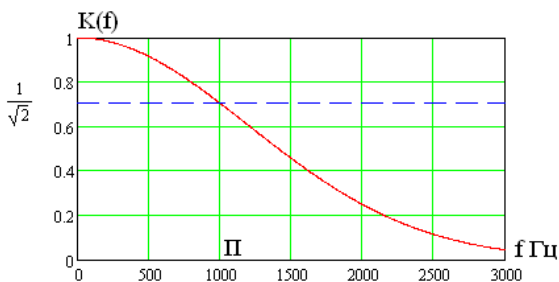


Рис. 2.11

На рис. 2.12 представлены выходные сигналы u_2 гауссовского фильтра для входного импульсного сигнала u_1 длительностью $t_H = 1$ мс (пунктирная линия) при различных $b = 1$ (1), $b = 0,5$ (2) $b = 0,3$ (3). Как видно, чем меньше b , тем более сглажен импульс и меньше ширина его спектра, обычно $b = 0,3$.

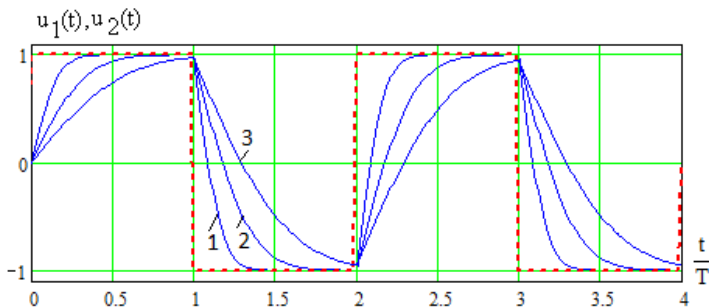


Рис. 2.12

Сигналы с GMSK широко применяются в современных системах связи.

Многопозиционная ЧМ предполагает использование M частот посылок, разнесенных на величину Δf .

2.6. Фазовая манипуляция

При фазовой манипуляции (ФМ) [6] передаваемый импульсный сигнал модулирует фазу гармонической несущей. Пример идеального сигнала с двоичной ФМ (BPSK в приложении 1) показан на рис. 2.1а (значения фаз 0 или π). Применяются сигналы с четырехпозиционной ФМ: QPSK, фазы 0, $\pi/2$, π , $3\pi/2$, или OQPSK, фазы $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, $7\pi/4$ и реже с восьмипозиционной ФМ.

Для определения значения фазы принимаемого сигнала необходимо с помощью специального устройства обеспечить **фазовую синхронизацию** опорного генератора в приемнике

(сформировать колебание с нулевой фазой для сравнения с принимаемым сигналом). В этом случае реализуется **когерентная** демодуляция сигнала с ФМ, обеспечивающая **максимальную помехоустойчивость**.

В устройствах фазовой синхронизации наблюдается явление «обратной работы», при котором фаза синхросигнала спонтанно переключается на π , что приводит к инверсии принимаемых двоичных символов.

Для исключения «обратной работы» при когерентном приеме ФМ сигналов и для обеспечения возможности их некогерентной обработки используется относительная фазовая манипуляция (ОФМ), иначе – фазоразностная манипуляция (ФРМ) [6], в международной классификации дифференциальная фазовая манипуляция (DPSK) с числом позиций $M = 2, 4, 8, 16$, при $M = 4$ ее называют DQPSK.

В сигналах с ОФМ информационный символ определяет **разность фаз** соседних передаваемых элементов (вариант с двоичной ОФМ показан на рис. 2.13), которая определяется в приемнике путем **сравнения фаз** принимаемого и предшествующего элементов сигнала. Такую манипуляцию называют ОФМ (ФРМ) **первого порядка**. При двоичной ОФМ разность фаз равна 0 или π , при четырехпозиционной ОФМ соответственно 0, $\pi/2$, π или $3\pi/2$. Переход от ФМ к ОФМ приводит к небольшому снижению помехоустойчивости.

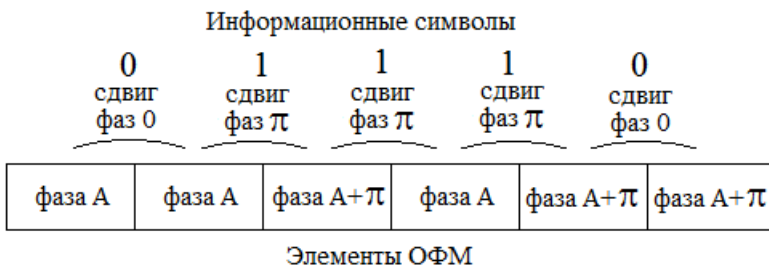


Рис 2.13

Лучшие результаты обеспечивает ОФМ **второго порядка**, при которой информационный символ определяет разность фаз между сдвигами фаз принимаемого элемента относительно предшествующего и таким же сдвигом фаз на один элемент ранее, как показано на рис. 2.14 для двоичной манипуляции.

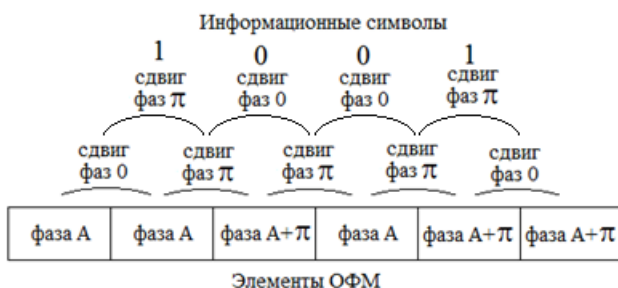


Рис 2.14

Применение ОФМ второго порядка позволяет повысить помехоустойчивость приема.

Очевидно возможны варианты ОФМ более высоких порядков, однако они сложнее в реализации.

2.7. Импульсная модуляция

Импульсная модуляция предполагает управление модулирующим сигналом параметрами импульсной последовательности (обычно прямоугольной формы). Различают амплитудно-импульсную модуляцию (АИМ), время-импульсную модуляцию (ВИМ), широтно-импульсную модуляцию (ШИМ).

На рис. 2.15а показана немодулированная последовательность прямоугольных импульсов, а на рис. 2.15б – сигнал с АИМ, в котором амплитуда импульсов изменяется по закону модулирующего (в примере – гармонического) сигнала.

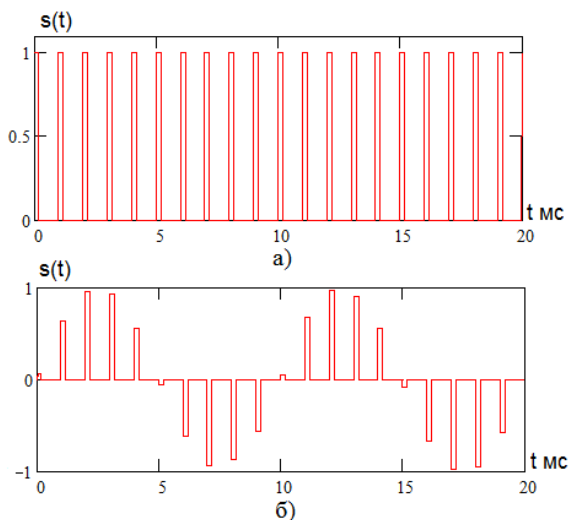


Рис. 2.15

На рис. 1.16а показан сигнал с ВИМ (модулирующий сигнал изменяет интервалы времени между соседними импульсами), а на рис. 2.16б – сигнал с ШИМ (управляющий сигнал изменяет длительность (ширину) импульсов).

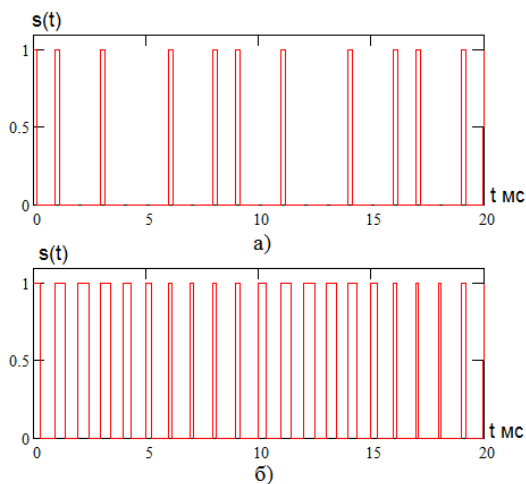


Рис. 2.16

Сигналы с ШИМ широко используются в импульсных блоках питания электронной аппаратуры.

Импульсно-кодовая модуляция (ИКМ) применяется в аппаратуре передачи данных, в которой отсчеты аналогового сигнала **дискретизируются по времени** и **квантуются по уровню** аналого-цифровым преобразователем, а полученный **двоичный код** отображается соответствующей **пачкой импульсов** и передается в канал связи. Вариант импульсного кодирования четырехразрядного двоичного кода (тетрады) показан на рис. 2.17.

Применяется дифференциальная ИКМ (ДИКМ), при которой кодируется разность соседних отсчетов АЦП. При ИКМ может использоваться помехоустойчивое кодирование. Импульсно-кодовая модуляция используется в цифровой телефонии, цифровой звукозаписи, в протоколах модемной связи.

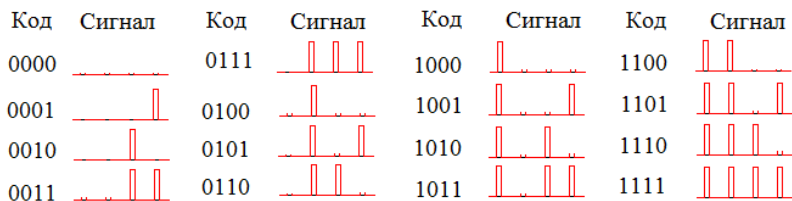


Рис. 2.17

2.8. Свойства методов модуляции

Многообразие методов модуляции и манипуляции (в приложении 1 приведена только их часть и постоянно предлагаются новые варианты) обусловлено различными техническими требованиями к системам передачи информации. На их выбор влияет заданный частотный диапазон, допустимая ширина спектра, доступное качество канала связи (уровень помех и их свойства), вид передаваемых сигналов, способ их обработки (когерентная или некогерентная), требуемая скорость передачи данных, назначение системы связи, и

множество других факторов. Существенное значение имеет допустимая сложность и стоимость аппаратуры, массогабаритные характеристики.

Когерентные демодуляторы по сравнению с некогерентными обеспечивают наилучшее качество выделения информации, но требуют фазовой синхронизации с принимаемым сигналом.

Наибольшей помехоустойчивостью обладают сигналы с ФМ, затем следуют ЧМ а на последнем месте – АМ сигналы. Многопозиционные виды модуляции позволяют повысить скорость передачи данных в заданной полосе частот, но за счет потери помехоустойчивости, что может компенсироваться помехоустойчивым кодированием. Наибольшей многопозиционностью обладают сигналы с КАМ (применяются, например, в цифровом телевидении), но они требуют когерентной обработки и хорошего качества канала связи.

Появление микроэлектронных устройств с высокой вычислительной мощностью позволяет реализовать сложные цифровые алгоритмы обработки сигналов.

3. ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА

3.1. Описание оцифрованных сигналов

Радиосигнал на выходе приемного устройства является непрерывной функцией времени $x(t)$, определяемой информационным сигналом $s(t)$ и совокупностью помех в канале связи. Он может быть узкополосным высокочастотным радиосигналом на выходе тракта промежуточной частоты или видеосигналом на выходе «преобразователя на нулевую частоту» - DOWN-конвертера.

В устройстве цифровой обработки сигнала на выходе АЦП он преобразуется в последовательность отсчетов $x_i = x(t_i)$ в моменты времени $t_i = \tau i$ (i – номер отсчета, τ – интервал дискретизации). Частота дискретизации f_d , равная

$$f_d = 1/\tau, \quad (3.1)$$

определяется решаемой задачей.

Если необходимо **восстановить** исходный сигнал $x(t)$ по последовательности отсчетов x_i , то частота f_d выбирается в соответствии с теоремой Котельникова (Найквиста) равной удвоенной ширине спектра Ш исходного сигнала, а на практике

$$f_d = (2 \div 3)Ш. \quad (3.2)$$

В других задачах цифровой обработки сигналов условие (3.2) может нарушаться.

Отсчеты **квантуются** по уровню и выдаются на выход АЦП в виде двоичного m - разрядного кода.

Низкочастотный информационный сигнал $x(t)$ (речевой, телевизионный видеосигнал) обычно рассматривается как случайный процесс с соответствующими вероятностными, корреляционными и спектральными характеристиками.

Удобной моделью такого сигнала является нормальный (гауссовский) случайный процесс [7]. В простейшем случае это «белый шум» с некоррелированными соседними значениями и бесконечной равномерной спектральной плотностью, при этом при любой частоте дискретизации соседние отсчеты независимы. Пример реализации последовательности отсчетов показан на рис. 3.1а (i – номер отсчета). Спектр амплитуд реализации из $N = 1024$ отсчетов этого сигнала (в условных единицах) показан на рис. 3.1б.

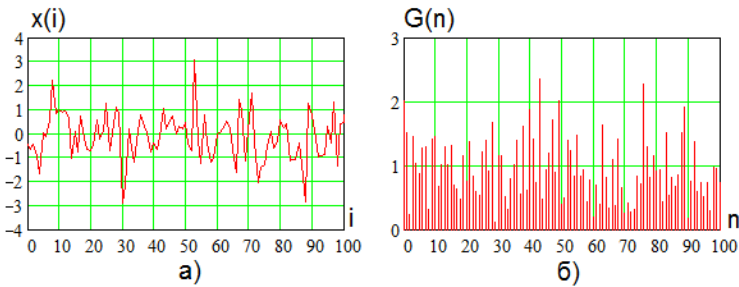


Рис. 3.1

После прохождения «белого шума» через фильтр нижних частот первого порядка отсчеты становятся коррелированными (шум становится «цветным»), соответствующая временная реализация показана на рис. 3.2а, а ее спектр - на рис. 3.2б, точками отмечены дискретные значения сигнала.

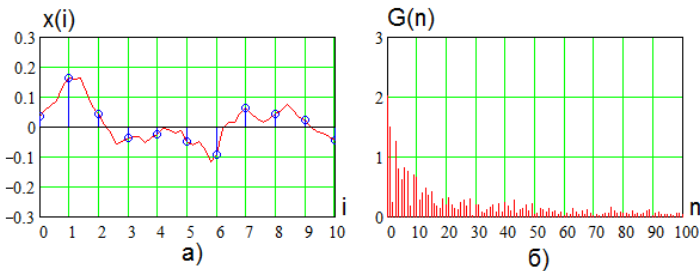


Рис. 3.2

Как видно из рис. 3.2б, спектр сигнала остается неограниченным. Теорема Котельникова применима к сигналу с ограниченным (финитным) спектром, как показано на рис. 3.3б, его временная диаграмма приведена на рис. 3.3а. Удаление высших гармоник существенно сглаживает сигнал.

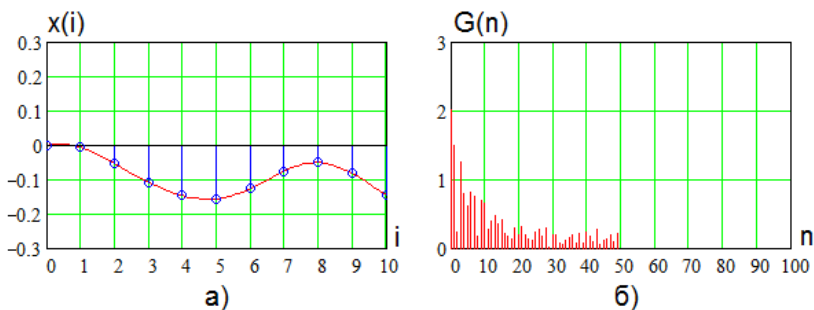


Рис. 3.3

Высокочастотный узкополосный аналоговый сигнал $x(t)$ (например, на выходе тракта промежуточной частоты приемника) можно записать в виде

$$x(t) = X(t)\cos(2\pi f_0 t + \psi(t)), \quad (3.3)$$

где $X(t)$ и $\psi(t)$ – медленно меняющиеся амплитуда и начальная фаза сигнала, определяемые модулирующим сигналом и помехами, f_0 – несущая (центральная) частота. Его можно представить суммой квадратурных составляющих

$$x(t) = A(t)\cos(2\pi f_0 t) + B(t)\sin(2\pi f_0 t), \quad (3.4)$$

$A(t)$ и $B(t)$ – медленно меняющиеся амплитуды синфазной и квадратурной составляющих соответственно.

Сигнал с помощью АЦП дискретизируется по времени с частотой f_d и квантуется по уровню m -разрядным двоичным

кодом (число уровней квантования равно $M = 2^m$). Примеры дискретизации сигнала с частотами $f_d = 10f_0$ и $f_d = 4f_0$ (значение близко к (3.2)) показаны на рис. 3.4а и рис. 3.4б соответственно.

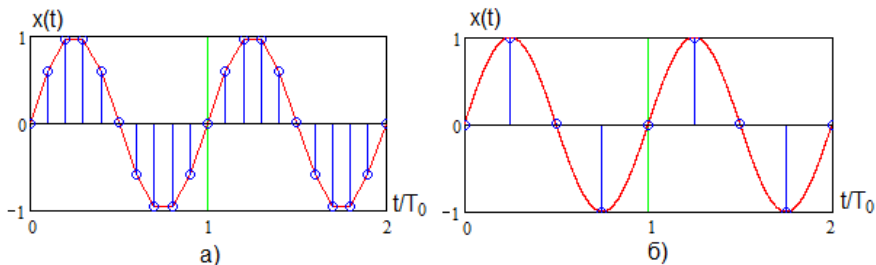


Рис. 3.4

При квантовании по уровню дискретные значения сигнала представляются двоичными кодами которые можно заменить их десятичными эквивалентами (возможны различные варианты), как показано на рис. 3.5 при $m = 3$ ($M = 8$ уровней квантования). С ростом m повышается **точность** оценки отсчетов и **динамический диапазон** их представления. Например, при $m = 16$ отсчеты сигнала могут представляться шестизначным двоичным кодом ($M = 2^6 = 64$ уровней квантования) от минимальных до максимальных (в $2^{16-6} = 2^{10} = 1024$ раз больших) значений.

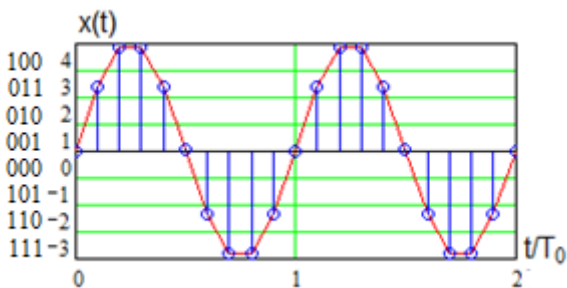


Рис. 3.5

3.2. Ряд Фурье, отрицательные частоты

В теории цепей широко используются **спектральные** представления сигналов.

Для **периодического** сигнала $s(t)$ с периодом T **комплексная амплитуда** n -й гармоники равна

$$\dot{S}_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s(t) e^{-jn\omega_1 t} dt, \quad (3.5)$$

где $\omega_1 = 2\pi/T$ – частота первой гармоники, **частота n -й гармоники** равна

$$\omega_n = n\omega_1, \quad (3.6)$$

t_0 - произвольный момент начала интегрирования, а $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица. Величину \dot{S}_n можно представить в показательной форме в виде

$$\dot{S}_n = S_n e^{j\Psi_n}, \quad (3.7)$$

где $S_n = |\dot{S}_n|$ – амплитуда, а $\Psi_n = \arg(\dot{S}_n)$ – соответственно начальная фаза n -й гармоники.

Ряд Фурье в комплексной форме имеет вид

$$s(t) = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{S}_n e^{jn\omega_1 t}. \quad (3.6)$$

Как видно, в (3.6) номера гармоник принимают **положительные и отрицательные** значения, тогда формально удобно рассматривать гармоники с частотами (3.6) ω_n и $-\omega_n$. Их сумма из (3.6) с учетом (3.7) определяет n -ю гармонику

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} (\dot{S}_n e^{jn\omega_1 t} + \dot{S}_{-n} e^{-jn\omega_1 t}) = \\ & = \left(\frac{1}{2} S_n e^{jn\omega_1 t + j\Psi_n} + \frac{1}{2} S_n e^{-j(n\omega_1 t + \Psi_n)} \right) = S_n \cos(n\omega_1 t + \Psi_n). \end{aligned}$$

(3.7)

Согласно (3.5) имеет место равенство

$$\dot{S}_{-n} = \widetilde{\dot{S}}_n = S_n e^{-j\Psi_n}, \quad (3.8)$$

где $\widetilde{\dot{S}}_n$ – величина, **комплексно сопряженная** с \dot{S}_n . Тогда спектр амплитуд S_n является **четной** функцией номера (частоты) гармоники, а спектр фаз – **нечетной** функцией,

$$S_n = S_{-n}, \quad (3.9)$$

$$\Psi_n = -\Psi_{-n}. \quad (3.10)$$

Традиционная (физическая) форма представления спектров амплитуд и фаз последовательности прямоугольных импульсов со скважностью 10 с **положительными** номерами (частотами) гармоник показана на рис. 3.6а и рис. 3.6б соответственно.

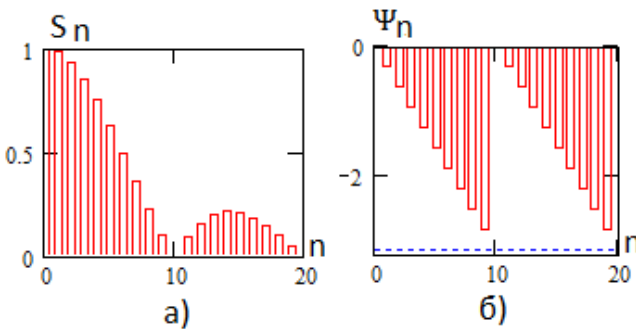


Рис. 3.6

При обработке дискретизированных сигналов удобно использовать представление спектров сигналов в области номеров (частот) гармоник от минус до плюс бесконечности, при этом согласно (3.7) амплитуды гармоник уменьшаются в

два раза. Пример таких спектров показан на рис. 3.7.

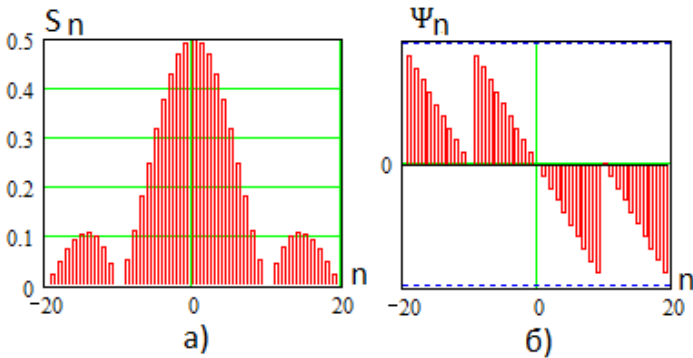


Рис. 3.7

3.3. Спектры дискретизированных сигналов

На рис. 3.8 условно показаны физический (рис.3.8а) и условный (с отрицательными частотами, рис.3.8б) ограниченные по частоте спектры амплитуд **низкочастотного** аналогового видеосигнала, F – ширина спектра.

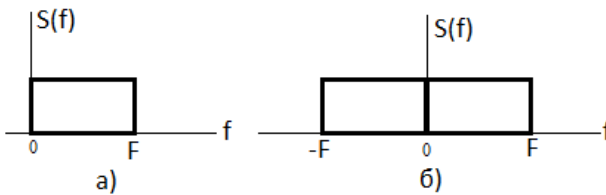


Рис. 3.8

При дискретизации сигнала с частотой

$$f_d > 2F \quad (3.11)$$

в соответствии с теоремой Котельникова (3.2), ширина спектра $\Pi = F$ возникает периодическое «размножение» спектра по

частоте с периодом f_d как в положительном, так и в отрицательном направлениях оси частот, как показано на рис. 3.9а при $f_d = 4F$.

На рис.3.9б показан предельный случай выбора частоты дискретизации из (3.11) при $f_d = 2F$.

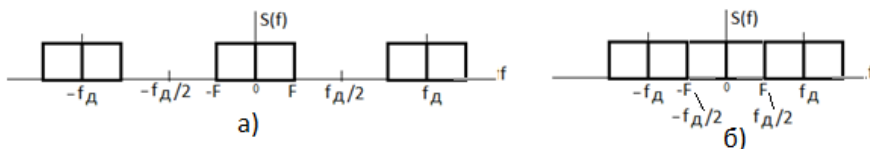


Рис. 3.9

При нарушении (3.11) спектры на рис. 3.9 перекрываются, что приводит к искажениям сигнала при его цифровой обработке.

На практике при (3.11) представляет интерес интервал частот от $-f_d/2$ до $f_d/2$. Но если производится какое-либо преобразование частоты **дискретизированного** сигнала, прореживание отсчетов или их интерполяция, то размножившиеся спектральные компоненты на рис. 3.9 трансформируются в область рабочих частот, что необходимо учитывать при цифровой обработке сигналов. То же относится и к помехам на аналоговом входе в окрестности частоты дискретизации.

При дискретизации аналоговых **узкополосных** (модулированных) радиосигналов, спектр которых имеет вид рис. 3.10, также наблюдается размножение спектров, как показано на рис. 3.11 при

$$f_d = 4f_0 \quad (3.12)$$

(f_0 - несущая частота, F – ширина спектра модулирующего сигнала, $2F$ – полоса частот радиосигнала).

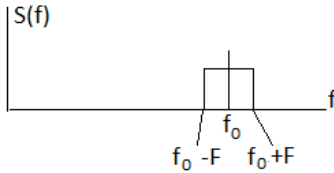


Рис. 3.10

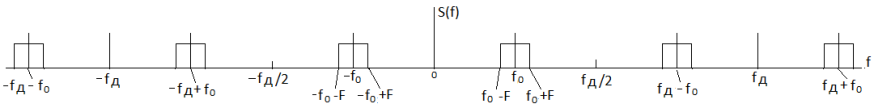


Рис. 3.11

Полная ширина спектра узкополосного сигнала равна $\Pi = f_0 + F$, тогда в соответствии с теоремой Котельникова (3.2)

$$f_d \geq 2(f_0 + F), \quad (3.13)$$

при этом **занимаемая сигналом** полоса частот равна $2F$. Например, при $f_0 = 10$ МГц и $F = 1$ МГц частота дискретизации в соответствии с (3.2) должна быть не менее 24 МГц.

Однако можно использовать и частоты дискретизации, значительно меньшие границы (3.13). Например, если выбрать

$$f_d = f_0 - F/2, \quad (3.14)$$

то для аналогового сигнала со спектром на рис. 3.12а спектр дискретизированного сигнала примет вид, показанный на рис. 3.12б. Как видно, при $f_d = 9$ МГц возникает **перенос спектра** узкополосного сигнала в область нижних частот. Подобные результаты можно получить и при других (не любых) значениях f_d , однако **предельной границей** частоты дискретизации узкополосных сигналов вида рис. 3.10 является величина

$$f_d = 4F. \quad (3.15)$$

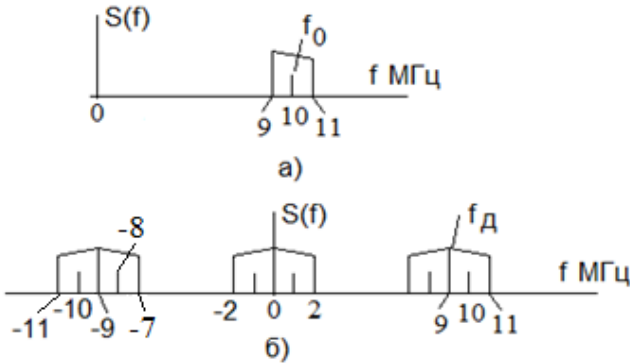


Рис. 3.12

При выборе частоты дискретизации на границе (3.13)

$$f_d = 2(f_0 + F), \quad (3.16)$$

спектр сигнала (рис. 3.13а) после дискретизации будет иметь вид, показанный на рис. 3.13б.

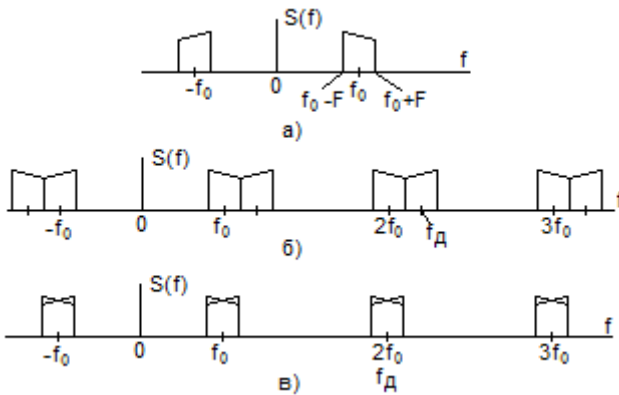


Рис. 3.13

Если выбрать частоту дискретизации ниже границы (3.16) (нарушается требование теоремы Котельникова)

$$f_d = 2f_0, \quad (3.17)$$

то копии спектров дискретизированного сигнала **перекрываются**, как показано на рис. 3.13в.

3.4. Виды алгоритмов цифровой обработки сигнала

3.4.1. Задачи цифровой обработки

Цифровая обработка сигнала предполагает дискретизацию сигнала по времени и квантование отсчетов по уровню (с помощью АЦП) с последующей вычислительной процедурой формирования результата. С ее помощью решаются различные радиотехнические задачи, например:

- фильтрации;
- спектрального анализа;
- свертки, корреляционной обработки;
- обнаружения сигнала;
- демодуляции радиосигналов.

Можно назвать целый ряд других направлений и не только в радиотехнике.

3.4.2. Цифровая фильтрация

Цифровая фильтрация представляет собой процедуру вычисления отклика y_n вида

$$y_n = \sum_{k=1}^M a_k y_{n-k} + \sum_{k=0}^M b_k s_{n-k}, \quad (3.18)$$

a_k и b_k – весовые коэффициенты, M – порядок цифрового фильтра, n – номер текущего отсчета (момента времени). У такого цифрового фильтра **бесконечная импульсная характеристика**, так как отклик в n -й момент времени зависит от всех предшествующих значений (его называют **БИХ-**

фильтром).

При $a_k = 0$, $k = \overline{1, M}$, из (3.18) получим

$$y_n = \sum_{k=0}^M b_k s_{n-k}, \quad (3.19)$$

при этом отклик в n -й момент времени зависит от текущего и M предшествующих отсчетов входного сигнала. У таких фильтров импульсная характеристика **конечна** и их называют **КИХ-фильтрами**.

В простейшем случае выберем $a_k = 0$,

$$b_k = 1/(M + 1), \quad (3.20)$$

$k = \overline{0, M}$. Такой фильтр называют **усредняющим КИХ-фильтром** (происходит усреднение $M + 1$ отсчетов сигнала) и для него из (3.18) получим

$$y_n = \frac{1}{M+1} \sum_{k=0}^M s_{n-k}. \quad (3.21)$$

В терминах z -преобразования передаточную характеристику усредняющего фильтра имеет вид

$$y_n = \frac{1}{M+1} \sum_{k=0}^M z^{-k} = \frac{1-z^{-(M+1)}}{1-z^{-1}}. \quad (3.22)$$

После замены z^{-1} на $\exp(j\omega/f_D)$ для частотной характеристики получим

$$H(f) = \frac{1 - (\exp(j2\pi f/f_D))^{-(M+1)}}{1 - \exp(j2\pi f/f_D)^{-1}}, \quad (3.23)$$

$j = \sqrt{-1}$. На рис. 3.14а показана АЧХ усредняющего фильтра.

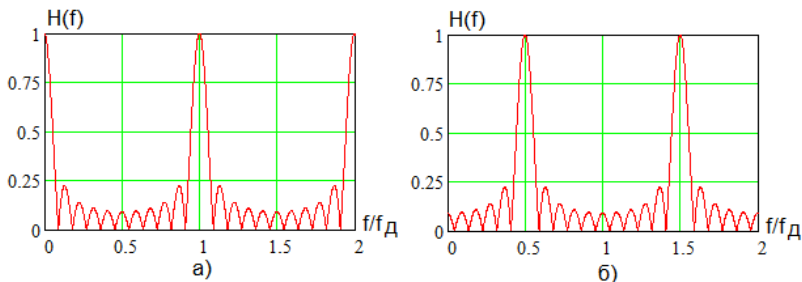


Рис. 3.14

Как видно из рис.3.14а, усредняющий фильтр является фильтром нижних частот с невысокой избирательностью. Частотная характеристика цифрового фильтра имеет **периодический характер** по частоте с периодом f_D .

Если изменить набор коэффициентов (импульсную характеристику). Например, в виде

$$b_k = (-1)^k / (M + 1), \quad (3.24)$$

то получим частотную характеристику, показанную на рис. 3.14б. В этом случае фильтр оказывается полосовым.

3.4.3. Спектральный анализ

Спектральный анализ дискретных сигналов по выборке отсчетов s_k , $k=\overline{1, N-1}$, проводится с помощью **прямого дискретного преобразования Фурье (N- точечное ДПФ) вида**

$$\hat{S}_n = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_k \exp(-j2\pi kn/N), \quad (3.25)$$

\hat{S}_n , $n = \overline{0, N-1}$ – массив комплексных чисел (по аналогии с аналоговыми сигналами - комплексная амплитуда n -й гармоники).

Если перейти в частотно-временную область, то период T массива s_k из N отсчетов равен

$$T = \frac{N}{f_D}, \quad (3.26)$$

тогда частота f_1 первой гармоники

$$f_1 = \frac{1}{T} = \frac{f_D}{N}, \quad (3.27)$$

а для n -й гармоники соответственно

$$f_n = n \frac{1}{T} = n \frac{f_D}{N}. \quad (3.28)$$

В качестве примера рассмотрим ДПФ сигнала

$$s(t) = \cos(2\pi f_0 t) + \sin(4\pi f_0 t) \quad (3.29)$$

при $f_0 = 100$ Гц, который представляет собой сумму своих **первой и второй** гармоник с амплитудами 1 и фазами 0 и $-\pi/2$ соответственно, его период равен $1/f_0 = 0,1$ с, а временная диаграмма показана на рис. 3.15а. Отсчеты сигнала на периоде при $N = 16$ показаны на рис. 3.15б.

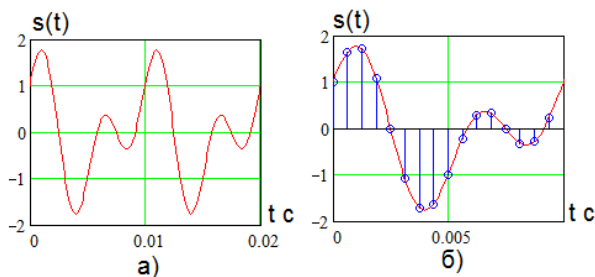


Рис. 3.15

Комплексные амплитуды (3.25) можно записать в

показательной форме

$$\dot{S}_n = S_n \exp(j\Psi_n), \quad (3.30)$$

где S_n и Ψ_n - амплитуда и фаза n -й гармоники (спектры амплитуд и фаз дискретизированного сигнала). Они соответственно показаны на рис. 3.16а и рис. 3.16б.

Как и ожидалось, в спектре присутствуют две гармоники с единичными амплитудами и фазами 0 и $-\pi/2$ соответственно.

Спектр амплитуд обладает **четной** симметрией относительно точки $N/2$, а спектр фаз – **нечетной**,

$$S_n = S_{N-n}, \quad (3.31)$$

$$\Psi_n = -\Psi_{N-n}. \quad (3.32)$$

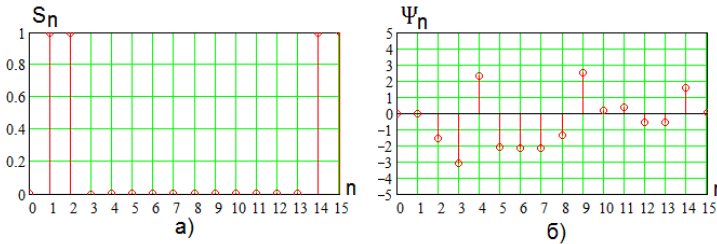


Рис. 3.16

Полученные на рис. 3.16 «красивые» результаты ДПФ, совпадающие с результатами спектрального анализа аналоговых сигналов, обусловлены тем, что дискретизация проводится точно на периоде сигнала, $f_d = f_0 N = 1600$ Гц. Если выбрать $f_d = 1440$ Гц, то получим спектры, показанные на рис. 3.17, существенно отличающиеся от показанных на рис. 3.16.

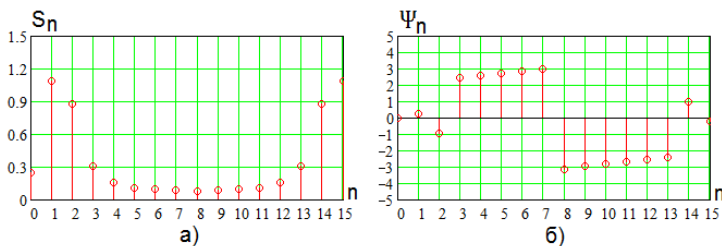


Рис. 3.17

Это явление называют «утечкой» ДПФ. И в этом случае свойства симметрии сохраняются. Для уменьшения искажения спектра при ДПФ используют окна $W(k)$, при этом из (3.25) получим

$$\dot{S}_n = \sum_{k=0}^{N-1} W(k) s_k \exp(-j2\pi kn/N). \quad (3.33)$$

Выражение (3.25) имеет место для прямоугольного окна $W(k) = 1, k = \overline{1, N}$. В инженерной практике используют разнообразные окна, позволяющие улучшить результаты ДПФ.

Прямое и обратное ДПФ часто записывают в виде

$$\dot{S}_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} s_k \exp(-j2\pi kn/N), \quad (3.34)$$

$$s_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{S}_n \exp(j2\pi kn/N), \quad (3.35)$$

при этом модули значения (3.34) не совпадают с амплитудами гармоник (3.25) и их необходимо дополнительно делить на \sqrt{N} .

При вычислении ДПФ для различных гармоник большое число вычислительных операций умножения и сложения повторяются, что требует значительных вычислительных мощностей. Для устранения этого недостатка разработаны различные алгоритмы **быстрого преобразования Фурье (БПФ)**. Наиболее эффективны в этом случае алгоритмы БПФ по основанию 2, для которых $N = 2^n$, n – целое число. Для

ДПФ необходимо выполнить N^2 умножений, а для БПФ эта величина значительно меньше и равна $(N/2)\log_2(N)$.

3.4.4. Свертка

Текущая **свертка** входной последовательности отсчетов сигнала s_k с заданной числовой последовательностью h_n при $n = \overline{1, N}$ и $k \geq N - 1$ имеет вид

$$y_k = \sum_{n=0}^{N-1} h_n s_{k-n}. \quad (3.36)$$

Это выражение совпадает с (3.25), то есть КИХ-фильтр выполняет дискретную **циклическую свертку** принимаемого сигнала с импульсной характеристикой.

Используются различные методы быстрого вычисления свертки.

4. БАЗОВЫЕ АЛГОРИТМЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛА

4.1. Базовый алгоритм цифровой когерентной обработки радиосигналов

Узкополосный модулированный радиосигнал (например, на выходе тракта промежуточной частоты (ПЧ) приемника можно записать в виде

$$s(t) = A(t) \sin(2\pi f_0 t + \Psi(t)) \quad (4.1)$$

с медленно меняющимися амплитудой $A(t)$ фазой $\Psi(t)$. При его цифровой обработке по теореме Котельникова частота дискретизации выбирается согласно (3.13) $f_d > 2(f_0 + F)$.

При когерентной обработке импульсы такого генератора АЦП должны быть **синхронны и синфазны** с принимаемым сигналом.

Когерентная обработка узкополосного радиосигнала реализуется при

$$f_d = 2f_0, \quad (4.2)$$

[8] то есть формируется по **два отсчета на период** несущей сигнала, временная диаграмма показана на рис. 4.1.

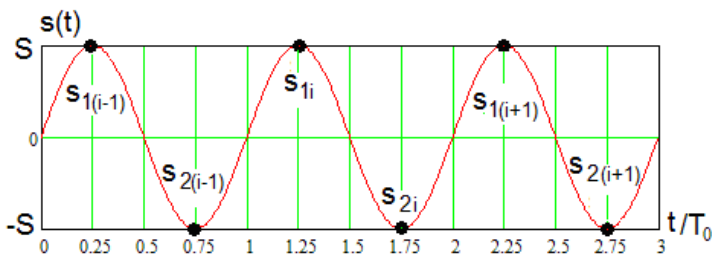


Рис. 4.1

Выбор частоты дискретизации (4.2) нарушает условие теоремы Котельникова, при этом копии спектров дискретизированного сигнала пересекаются, как показано на рис. 3. 13в. Однако в задачах когерентной демодуляции отсутствует необходимость сохранения возможности восстановления сигнала по его спектру.

Структурная схема базового алгоритма когерентной обработки сигнала [8] (и реализующего его устройства) показана на рис. 4.2.

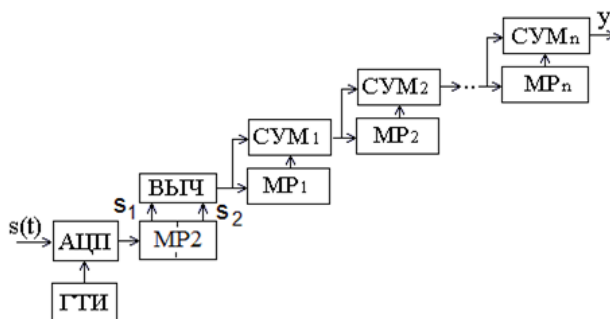


Рис. 4.2

На выходе АЦП формируются по **два отсчета** на i -м периоде входного сигнала, равные

$$\begin{cases} s_{1i} = S \cos(\Psi), \\ s_{2i} = -S \cos(\Psi), \end{cases} \quad (4.3)$$

которые записываются в многоразрядный регистр сдвига MP2 на два отсчета. Они подаются в вычитатель ВЫЧ, на выходе которого появляется разность

$$x_i = s_{1i} - s_{2i} = 2S \cos(\Psi). \quad (4.4)$$

В синхронном режиме $\Psi = 0$ и $x_i = 2S$.

В сумматоре СУМ₁ складываются величины x_i и x_{i-1}

(значение x_{i-1} на предыдущем периоде записано в многоразрядном регистре сдвига MP_1 на одну ячейку) и результат записывается в регистр MP_2 на две ячейки, после чего x_i записывается в MP_1 . Аналогично в сумматоре CUM_2 складываются значения $x_i + x_{i-1}$ с выхода CUM_1 и $x_{i-2} + x_{i-3}$, записанные ранее в MP_2 . Далее проводятся аналогичные вычисления и в результате на выходе CUM_n за $n = \log_2 N$ этапов получим отклик

$$y_i = \sum_{j=0}^{N-1} (s_{1(i-j)} - s_{2(i-j)}). \quad (4.5)$$

4.2. Базовый алгоритм цифровой квадратурной обработки радиосигналов

Базовый цифровой алгоритм некогерентной цифровой обработки [9] узкополосного радиосигнала (4.1) с медленно меняющимися амплитудой $A(t)$ фазой $\Psi(t)$ предусматривает дискретизацию сигнала по времени с частотой f_d , равной учетверенной несущей частоте сигнала f_0 ,

$$f_d = 4f_0, \quad (4.6)$$

то есть формируется по 4 отсчета на каждый период несущей сигнала, как показано на рис. 4.1. Для каждого i -го периода для отсчетов сигнала с произвольной не меняющейся за период начальной фазой Ψ можно записать

$$\begin{cases} s_{1i} = S \cos(\psi), \\ s_{2i} = S \cos(\psi + \pi/2) = -S \sin(\psi), \\ s_{3i} = S \cos(\psi + \pi) = -S \cos(\psi), \\ s_{4i} = S \cos(\psi + 3\pi/2) = S \sin(\psi). \end{cases} \quad (4.7)$$

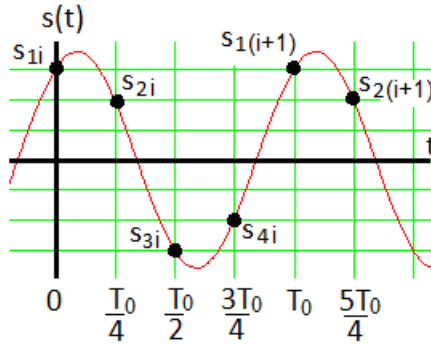


Рис. 4.3

В результате на i -м периоде можно сформировать два **квадратурных отсчета** (сдвинутых по фазе на 90^0) вида

$$\begin{cases} x_{1i} = s_{1i} - s_{3i} = 2S \cos(\psi), \\ x_{2i} = s_{2i} - s_{4i} = -2S \sin(\psi). \end{cases} \quad (4.8)$$

Как видно, для квадратурных отсчетов имеет место равенство

$$\sqrt{x_{1i}^2 + x_{2i}^2} = 2S, \quad (4.9)$$

то есть величина (4.9) не зависит от начальной фазы и положения на периоде моментов квантования.

Вычисленные на последних поступивших N периодах сигнала разности четных и нечетных отсчетов суммируются и формируются **отклики квадратурных каналов** обработки сигнала,

$$y_{0i} = \sum_{j=0}^{N-1} (s_{1(i-j)} - s_{3(i-j)}), \quad (4.10)$$

$$y_{1i} = \sum_{j=1}^{N-1} (s_{2(i-j)} - s_{4(i-j)}), \quad (4.11)$$

i - номер **последнего** принятого периода. Алгоритм формирования откликов (пример для четырех периодов) показан на рис. 4.4. Для его реализации **необходимо условие**

$$N = 2^n. \quad (4.12)$$

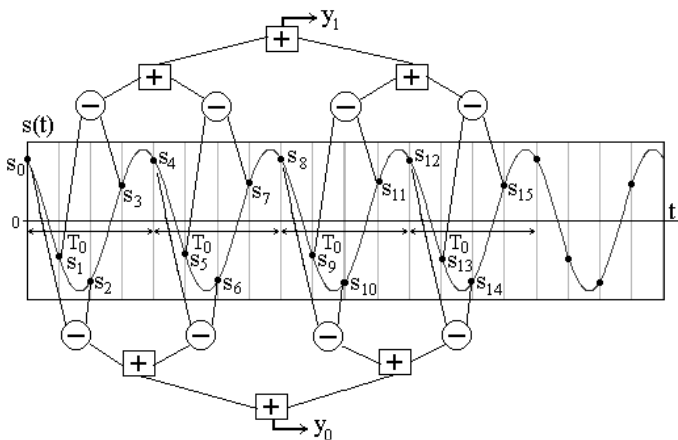


Рис. 4.4

На рис. 4.5 представлена структурная схема базового цифрового алгоритма **квадратурной обработки** узкополосных радиосигналов [9], реализующая вычислительную процедуру на рис 4.4.

Схема на рис. 4.5 отображает не только алгоритм вычислений, но и его аппаратную реализацию на ПЛИС. Входной узкополосный сигнал $s(t)$ с несущей частотой f_0 дискретизируется АЦП с частотой $f_d = 4f_0$ (4.6) по сигналам генератора тактовых импульсов (ГТИ) и формируется последовательность отсчетов. Они последовательно запоминаются в многоразрядном регистре сдвига на 4 отсчета (MP4), в котором хранятся отсчеты, полученные для i -го периода s_{1i}, s_{2i}, s_{3i} и s_{4i} .

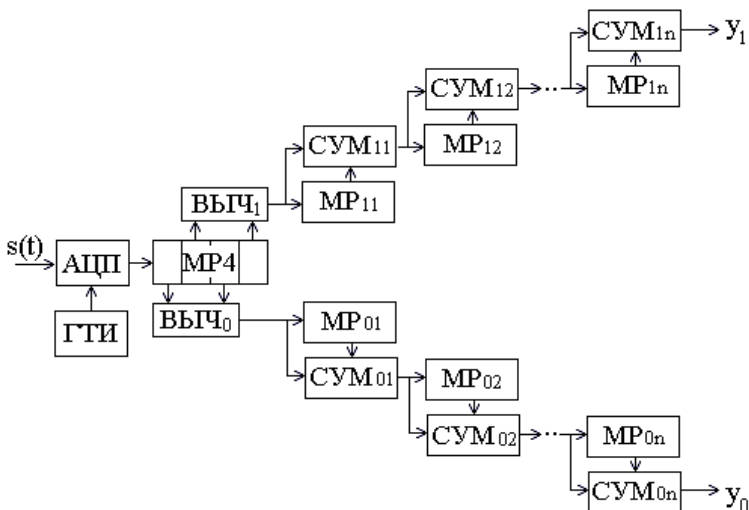


Рис. 4.5

В вычитателях ВЫЧ₁ и ВЫЧ₂ формируются разности четных x_{0i} и нечетных x_{1i} отсчетов, хранящихся в MP4,

$$\begin{aligned} x_{0i} &= s_{1i} - s_{3i}, \\ x_{1i} &= s_{2i} - s_{4i}, \end{aligned} \quad (4.13)$$

i - номер последнего поступившего отсчета.

Как видно из рис. 4.4 и рис. 4.5, вычисление сумм (4.10) и (4.11) разностей (4.13) проводится поэтапно, сначала СУМ₀₁ и СУМ₁₁ суммируются последние принятые разности x_{0i} и x_{1i} с полученными ранее и записанными в многоразрядных регистрах сдвига MP₀₁ и MP₁₁ на **одну ячейку памяти** значениями $x_{0(i-1)}$ и $x_{1(i-1)}$ соответственно, после чего новые разности x_{0i} и x_{1i} записываются в MP₀₁ и MP₁₁. Затем полученные суммы $x_{0i}+x_{0(i-1)i}$ и $x_{1i}+x_{1(i-1)i}$ складываются в сумматорах СУМ₀₂ и СУМ₁₂ с ранее полученными суммами $x_{0(i-2)}+x_{0(i-3)i}$ и $x_{1(i-2)}+x_{1(i-3)i}$, которые были записаны в многоразрядные регистры сдвига MP₀₂ и MP₁₂ на **две ячейки памяти**.

Далее вычисления проводятся аналогично, но увеличивается число ячеек регистров. В результате в течение $n = \log_2(N)$ этапов в результате получим отклики (4.10) и (4.11).

Базовый алгоритм обеспечивает **минимальное** число арифметических операций на период обрабатываемого сигнала и с этой точки зрения является **быстрым**.

4.3. Цифровой алгоритм оценки амплитуды узкополосного радиосигнала

Амплитуду узкополосного радиосигнала можно оценить по величинам y_{0i} (4.10) и y_{1i} (4.11) величиной z_i , равной

$$z_i = \sqrt{y_{0i}^2 + y_{1i}^2}. \quad (4.14)$$

Если амплитуда и фаза входного сигнала мало меняется в течение N периодов, то

$$z = 2NS. \quad (4.15)$$

Структурная схема алгоритма определения амплитуды радиосигнала приведена на рис. 4.6, где КВ – блок квадратичного преобразования (4.14).

Вычисление квадратного корня из суммы квадратов реализуется на основе постоянного запоминающего устройства с записанной таблицей преобразования двух двоичных операндов, подаваемых на шину адреса, при этом результат появляется на шине данных.

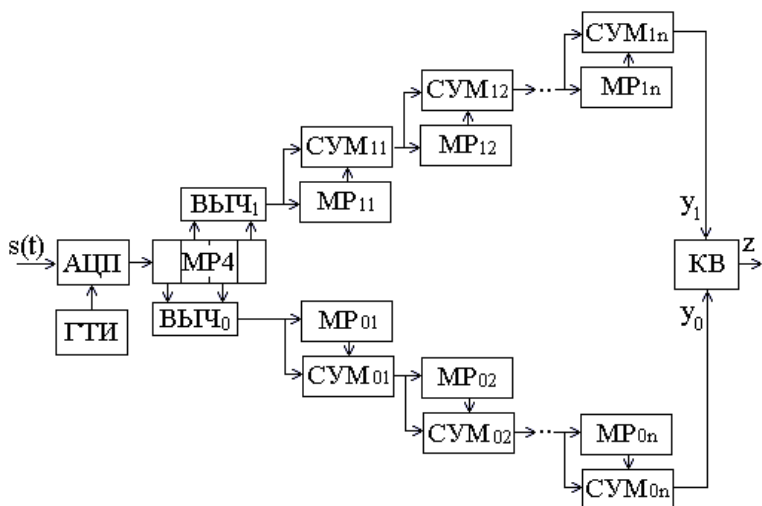


Рис. 4.6

4.4. Алгоритм оценки мгновенной фазы и частоты узкополосного радиосигнала

Для узкополосного сигнала вида (3.4) для его мгновенной фазы $\psi(t)$ можно записать

$$\psi(t) = \begin{cases} -\arctg \left[\frac{B(t)}{A(t)} \right] & \text{при } A(t) \geq 0, \\ \pi - \arctg \left[\frac{B(t)}{A(t)} \right] & \text{при } A(t) < 0, \end{cases} \quad (4.16)$$

а для мгновенной частоты $\omega(t)$ в окрестности $\omega_0 = 2\pi f_0$

$$\omega(t) = \frac{d\psi(t)}{dt}. \quad (4.17)$$

Базовый алгоритм рис. 4.3 позволяет оценить

амплитуды синфазной y_{0i} и квадратурной y_{1i} составляющих сигнала (3.4) в моменты времени t_i (i - номер последнего принятого периода), тогда из (4.16)

$$\psi(t_i) = \begin{cases} -\arctg\left[\frac{y_{1i}}{y_{0i}}\right] & \text{при } y_{0i} \geq 0, \\ \pm\pi - \arctg\left[\frac{y_{1i}}{y_{0i}}\right] & \text{при } y_{0i} < 0, \end{cases} \quad (4.18)$$

а для мгновенной частоты получим

$$\omega(t) = \frac{d\psi(t)}{dt} = \omega_0[\psi(t_{uu}) - \psi(t_{uu-1})]. \quad (4.19)$$

На рис. 4.7 представлена структурная схема алгоритма оценки мгновенной фазы и частоты узкополосного сигнала.

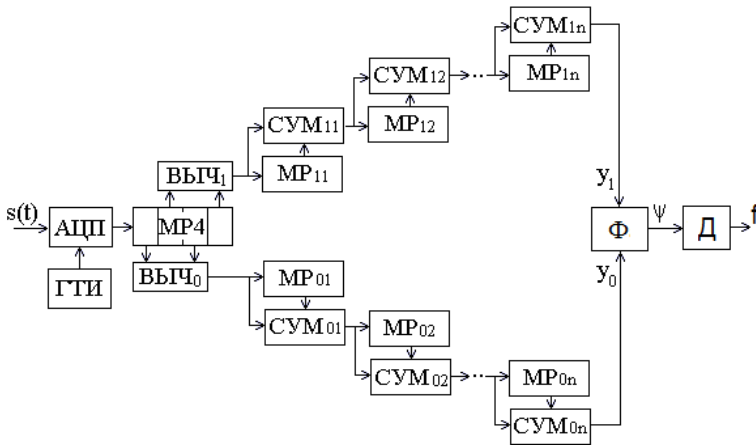


Рис. 4.7

В блоке Φ вычисляется фаза ψ согласно (4.18), по которой на соседних периодах в блоке дифференцирования Δ

вычисляется оценка частоты (4.19).

Алгоритм на рис. 4.7 может использоваться для детектирования сигналов с ФМ и ЧМ, а также для управления фазой, например, в устройствах фазовой синхронизации.

Примеры результатов демодуляции сигнала с **тональной ФМ** вида

$$s(t) = S \cdot \sin[2\pi f_0 t + b \cdot \sin(2\pi F t)], \quad (4.20)$$

f_0 - несущая частота, F - частота модуляции фазы, b - амплитуда изменения фазы, i - номер текущего периода, показаны на рис. 4.8 при $N = 1024$.

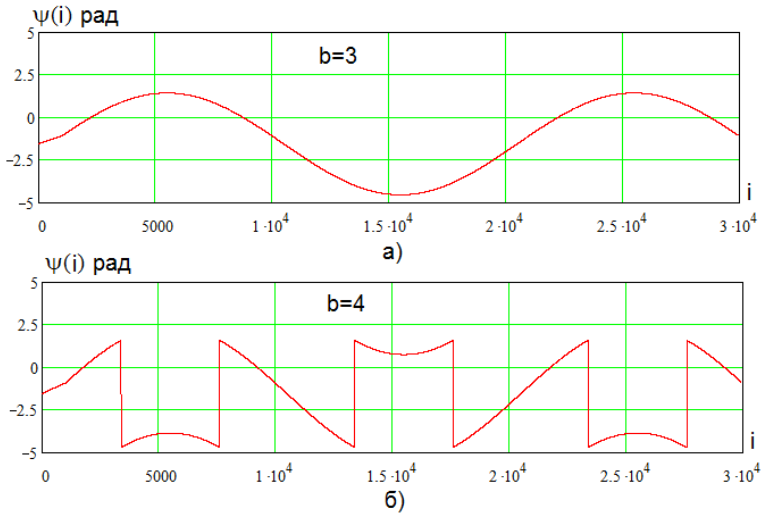


Рис. 4.8

Если $b = 3$ (рис. 4.6а), размах колебаний фазы меньше 2π и сохраняется форма модулирующего сигнала. При $b = 4$ на рис. 4.6б появляются скачки результата детектирования из-за многозначности фазы, при этом результат необходимо корректировать, программно добавляя или вычитая 2π .

Сигнал (4.120) является и сигналом с тональной ЧМ, при этом величина b является **индексом модуляции**, а девиация частоты ΔF равна

$$\Delta F = b \cdot F. \quad (4.21)$$

На выходе дифференциатора Д (рис. 4.7) согласно (4.19) получим модулирующий сигнал. Пример для тональной ЧМ при $b=5$ и $F=500\text{Гц}$ показан на рис. 4.9, где на первых $N=1024$ периодах наблюдается переходной процесс заполнения регистров сдвига.

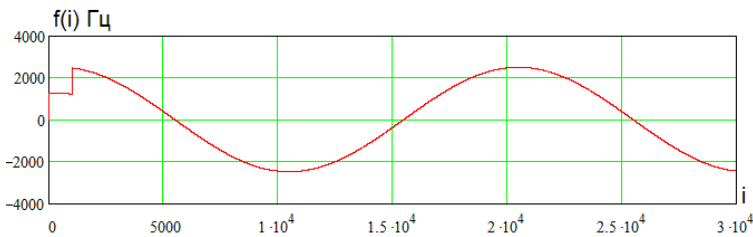


Рис. 4.9

Нелинейное преобразование (4.18) целесообразно проводить с помощью ПЗУ.

4.5. Свойства базовых алгоритмов

Выражения (4.10) и (4.11) являются алгоритмами цифровой нерекурсивной КИХ фильтрации вида (3.19), при этом в каждом фильтре частота дискретизации $f_d = 2f_0$ (выбираются или четные, или нечетные отсчеты) и

$$y_i = \sum_{k=0}^{2N-1} b_k s_{i-2k}, \quad (4.22)$$

а импульсная характеристика каждого из них имеет вид

$$b_k = \begin{cases} (-1)^k, & k = 0, (2N - 1), \\ 0. & k \geq 2N. \end{cases} \quad (4.23)$$

В терминах Z-преобразования передаточная характеристика $H_0(z)$ для канала с индексом 0 равна

$$\begin{aligned} H_0(z) &= 1 - z^{-2} + z^{-4} - z^{-6} + \dots = \\ &= (1 - z^{-2})(1 + z^{-4})(1 + z^{-8}) \dots (1 + z^{-2N}). \end{aligned} \quad (4.24)$$

Последняя формула в (4.24) прямо отображает структуру ветвей базовых алгоритмов. После преобразования получим

$$H_0(z) = \sum_{k=0}^{2N-1} \left(-\frac{1}{z^2}\right)^k = \frac{(z^{4N}-1)}{1+z^2} z^{-4N+2}. \quad (4.25)$$

Для канала с индексом 1 получим

$$H_1(z) = zH_0(z). \quad (4.26)$$

При подстановке $z = e^{j\omega T/4}$ модули (4.25) и (4.26) равны, $|H_0(z)| = |H_1(z)|$, в результате амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) $H(\omega)$ имеет вид

$$H(\omega) = \left| \frac{\sin\left(\frac{N\omega T_0}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\omega T_0}{4}\right)} \right|, \quad (4.27)$$

а в координатах частоты $f = \omega/2\pi$ получим

$$H(f) = \left| \frac{\sin\left(N\pi \frac{f}{f_0}\right)}{\cos\left(\frac{\pi f}{2f_0}\right)} \right|. \quad (4.28)$$

Полученная АЧХ является периодической функцией частоты, на частотах $f = (1 + 2k)f_0$, $k = \overline{0, \infty}$, имеет место максимум АЧХ, равный $2N$, ее вид в окрестности частоты f_0 показан на рис. 4.10, там же пунктиром показана АЧХ колебательного контура. Полоса частот Π между ближайшими к f_0 нулями АЧХ равна

$$\Pi = 2\Delta f = 2 \frac{f_0}{N}, \quad (4.29)$$

а центральная частота соответственно

$$f_0 = f_d/4. \quad (4.30)$$

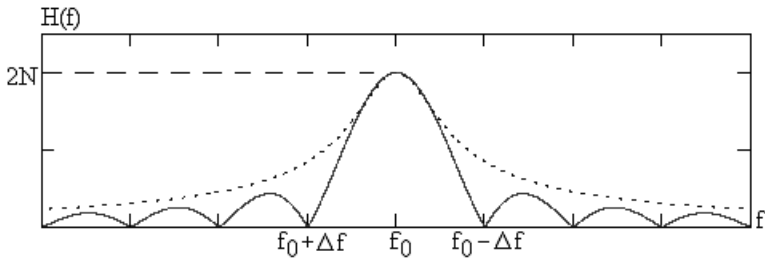


Рис. 4.10

Как видно, базовые алгоритмы обладают достаточно высокой частотной селективностью.

5. ЦИФРОВОЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

5.1. Обнаружение сигнала с известным уровнем шума

Структурная схема цифрового обнаружителя узкополосного сигнала показана на рис. 5.1 [9]. В ней базовый алгоритм (показан на рис. 4.6) дополнен решающим устройством (РУ), которое сравнивает результат z_i обработки (4.14) с заданным порогом z_0 , определяемым известными уровнями сигнала и шума.

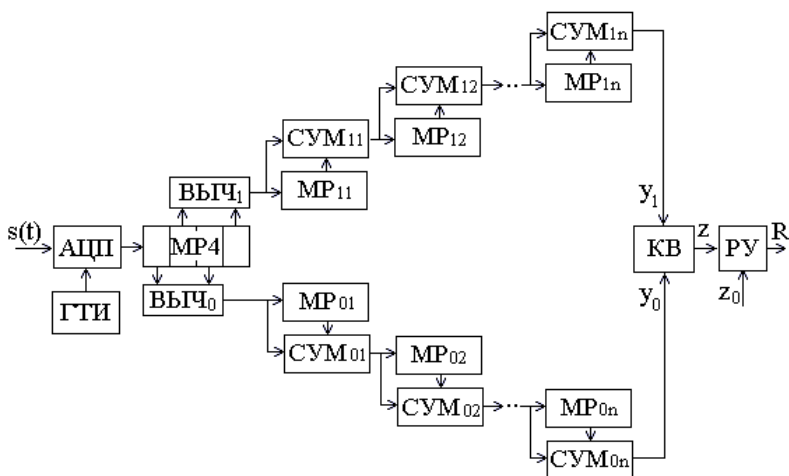


Рис. 5.1

На рис. 5.2 показана полученная в результате статистического имитационного моделирования зависимость нормированного к $2SN$ отклика обнаружителя

$$z_i = \sqrt{y_{0i}^2 + y_{1i}^2} . \quad (5.1)$$

от номера принятого периода i (временная диаграмма) при накоплении $N = 1024$ периодов.

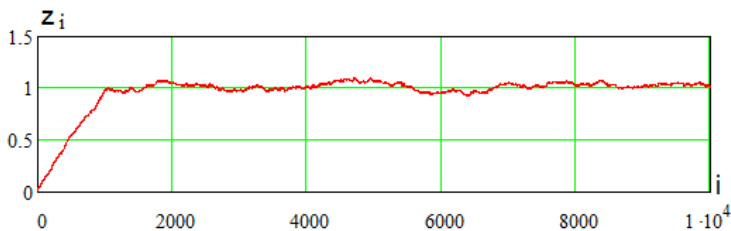


Рис. 5.2

Как видно, при $N < 1024$ наблюдается переходной процесс заполнения многоразрядных регистров сдвига. С ростом уровня шума флуктуации отклика увеличиваются, как показано на рис. 5.3.

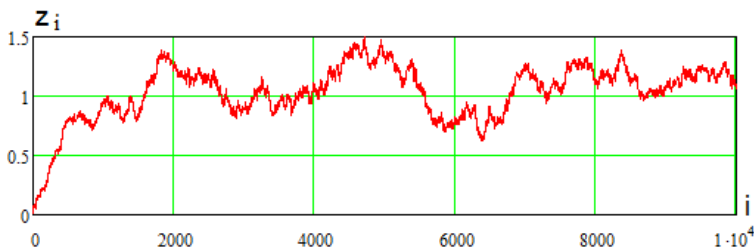


Рис. 5.3

Выбор порога определяет вероятности ложной тревоги $P_{лт}$ и пропуска сигнала $P_{пр}$. При отсутствии сведений об уровнях сигнала и шума необходима их экспериментальная оценка.

5.2. Обнаружение сигнала с оценкой уровня шума

Для оценки уровня помех необходимо хотя бы частично подавить сигнал в окрестности частоты f_0 . Для этого можно

модифицировать обнаружитель на рис. 5.1, как показано на рис. 5.4 [9, 10]. Как видно, образуется дополнительный канал цифровой обработки сигнала, в котором аналогично (4.10) и (4.11) вычисляются величины

$$y'_{0i} = \sum_{j=0}^{\frac{N}{2}-1} (s_{1(i-j)} - s_{3(i-j)}) - \sum_{j=\frac{N}{2}}^{N-1} (s_{1(i-j)} - s_{3(i-j)}), \quad (5.2)$$

$$y'_{1i} = \sum_{j=0}^{\frac{N}{2}-1} (s_{2(i-j)} - s_{4(i-j)}) - \sum_{j=\frac{N}{2}}^{N-1} (s_{2(i-j)} - s_{4(i-j)}), \quad (5.3)$$

и затем

$$z'_i = \sqrt{(y'_{0i})^2 + (y'_{1i})^2}, \quad (5.4)$$

которые поступают в блок усреднения (БУ) и с весовым коэффициентом α формируют пороговый уровень z_0 .

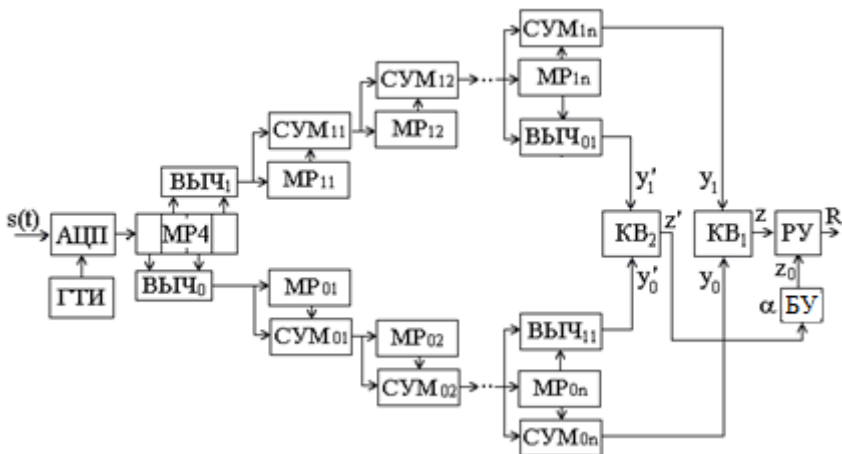


Рис. 5.4

Вычислительные процедуры (5.2) и (5.3) в терминах Z -преобразования подобно (4.24) имеют вид

$$H'(z) = (1 - z^{-2})(1 + z^{-4})(1 + z^{-8}) \dots (1 - z^{-2N}) \quad (5.5)$$

(отличаются знаком в последнем сомножителе). При подстановке в (5.5) $z = e^{j\omega T/4}$, получим выражение для коэффициента передачи канала оценки уровня помех, график модуля которого как функцию абсолютной расстройки $2\Delta f/\Pi$ (величина Π определяется из (4.29)) показан на рис. 5.5, пунктиром показана АЧХ канала выделения сигнала (4.28).

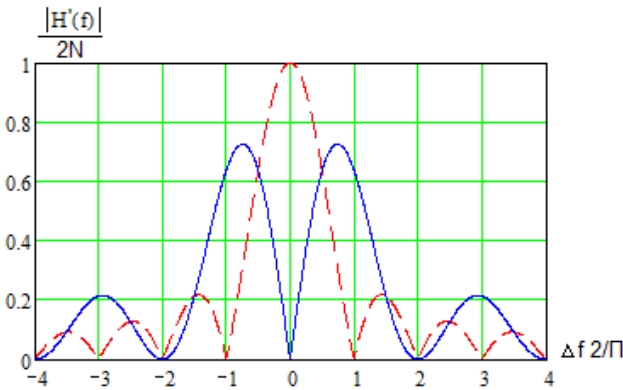


Рис. 5.5

Как видно, в канале оценки уровня помех частично подавляются составляющие сигнала о окрестности частоты f_0 и отклик z' (5.4) позволяет выбирать адаптивный порог z_0 принятия решения R на рис. 5.4. На рис. 5.6 показаны полученные в результате статистического имитационного моделирования (программа приведена в приложении 1) нормированные отклики z и z' от номера текущего периода сигнала.

Штрихпунктирной линией на рис. 5.6 показана оценка среднеквадратического уровня помехи. Порог z_0 можно выбрать равным

$$z_0 = \alpha z'. \quad (5.6)$$

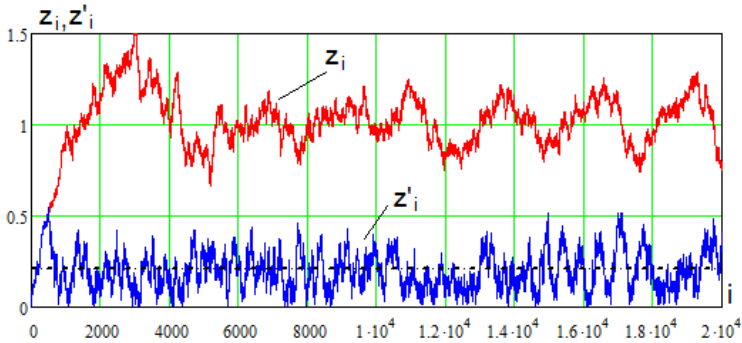


Рис. 5.6

5.3. Помехоустойчивость цифрового алгоритма обнаружения узкополосного сигнала

При обнаружении сигнала $s(t) = S \cos(\omega_0 t + \psi_0)$ при воздействии белого шума с нулевым средним и дисперсией $\sigma_{ш}^2$ плотность вероятностей $w_C(z)$ отклика обнаружителя Z (5.1) при наличии сигнала будет иметь обобщенно-релеевское распределение вероятностей вида

$$w_C(z) = \frac{z}{2N\sigma_{ш}^2} \exp\left[-\frac{z^2 + (2NS)^2}{4N\sigma_{ш}^2}\right] \cdot I_0\left(\frac{S \cdot z}{\sigma_{ш}^2}\right). \quad (5.7)$$

Если сигнал отсутствует, то отклик на шумовую помеху имеет релеевское распределение вероятностей

$$w_{ш}(z) = \frac{z}{2N\sigma_{ш}^2} \exp\left[-\frac{z^2}{4N\sigma_{ш}^2}\right]. \quad (5.8)$$

Ложная тревога на выходе обнаружителя (рис. 5.1) возникает, если при отсутствии сигнала шумовой процесс z превысит пороговое значение z_0 . Тогда согласно (3.22)

Вероятность ложной тревоги $P_{ЛТ}$ (решения о наличии сигнала при его фактическом отсутствии) равна

$$P_{ЛТ} = \int_{z_0}^{\infty} \frac{z}{2N\sigma_{ш}^2} \exp\left[-\frac{z^2}{4N\sigma_{ш}^2}\right] dz = \exp\left[-\frac{z_0^2}{4N\sigma_{ш}^2}\right]. \quad (5.9)$$

Вероятность пропуска сигнала $P_{ПП}$ (решения об отсутствии сигнала при его фактическом наличии) равна

$$P_{ПП} = \int_0^{z_0} \frac{z}{2N\sigma_{ш}^2} \exp\left[-\frac{z^2 + (2NS)^2}{4N\sigma_{ш}^2}\right] \cdot I_0\left(\frac{S \cdot z}{\sigma_{ш}^2}\right) dz. \quad (5.10)$$

Мощность сигнала равна $2N(S^2/2)$, мощность шума равна его дисперсии $\sigma_{ш}^2$, тогда для отношения сигнал/шум h^2 получим

$$h^2 = N \frac{S^2}{\sigma_{ш}^2}. \quad (5.11)$$

Обозначим

$$u = \frac{z}{\sqrt{2N}\sigma_{ш}}, \quad (5.12)$$

тогда для вероятностей ошибок получим

$$P_{ЛТ} = \exp\left(-\frac{u_0^2}{2}\right), \quad (5.13)$$

$$P_{ПП} = \exp(-h^2) \int_0^{u_0} u \cdot \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2} \cdot h \cdot u) du. \quad (5.14)$$

Как видно, вероятности ошибок определяются отношением сигнал/шум и выбранным порогом принятия решения

$$u_0 = \frac{z_0}{\sqrt{2N}\sigma_{\text{ш}}}. \quad (5.15)$$

Выражения (5.13) и (5.14) совпадают с известными значениями вероятностей ошибок при оптимальном обнаружении гармонического сигнала в белом шуме, то есть рассматриваемый алгоритм на рис. 5.1 является оптимальным.

Зависимости вероятностей ошибок (5.13) и (5.14) от нормированного порога (5.15) для различных h показаны на рис. 5.7.

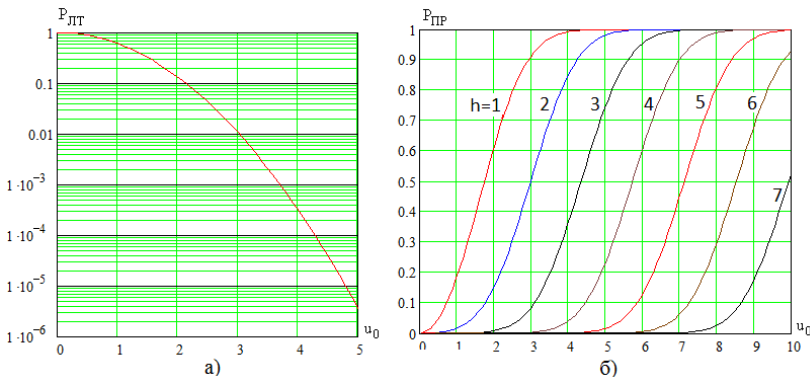


Рис. 5.7

Величина порога определяется выбранным критерием принятия решения. По критерию Неймана-Пирсона порог выбирается по **заданной** вероятности ложной тревоги $P_{\text{лт}}$. Из (5.13) получим

$$u_0 = \sqrt{-2 \cdot \ln(P_{\text{лт}})}, \quad (5.16)$$

тогда вероятность пропуска сигнала равна

$$P_{\text{пр}} = \exp(-h^2) \int_0^{\sqrt{-2 \cdot \ln(P_{\text{лт}})}} u \cdot \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) I_0(\sqrt{2} \cdot h \cdot u) du. \quad (5.17)$$

Зависимость $P_{\text{пр}}$ от $P_{\text{лт}}$ для различных h показана на рис. 5.8а.

По критерию идеального наблюдателя $P_{\text{лт}} = P_{\text{пр}}$ зависимость этих вероятностей от отношения сигнал/шум показана на рис. 5.8б.

5.4. Помехоустойчивость алгоритма обнаружения сигнала с оценкой уровня шума

Из (5.16) с учетом (5.15) можно записать

$$z_0 = 2 \cdot \sigma_{\text{ш}} \sqrt{-N \cdot \ln(P_{\text{лт}})}. \quad (5.18)$$

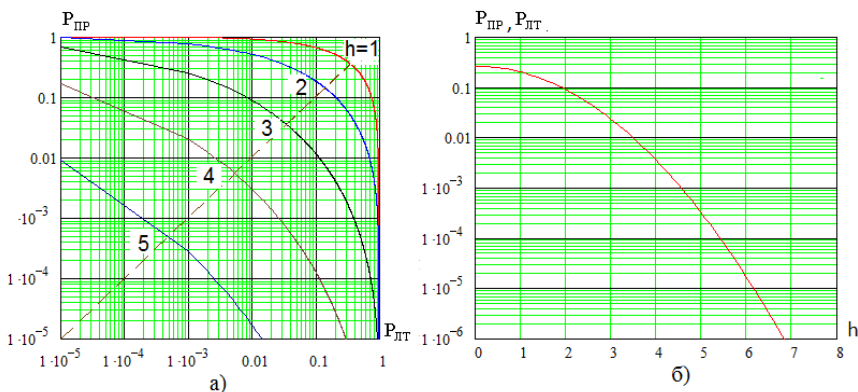


Рис. 5.8

Из (5.18) следует, что при использовании критерия Неймана-Пирсона порог z_0 определяется среднеквадратическим значением уровня шума, который оценивается величиной z' в алгоритме на рис. 5.4. Величины z' имеют релейскую плотность вероятностей

$$w_{\text{ш}}(z') = \frac{z'}{2N\sigma_{\text{ш}}^2} \exp\left[-\frac{z'^2}{4N\sigma_{\text{ш}}^2}\right]. \quad (5.19)$$

Среднее значение случайной величины z' в (5.19) равно

$$z'_{\text{ср}} = \sqrt{\pi N} \sigma_{\text{ш}}, \quad (5.20)$$

тогда из (5.18) получим

$$z_0 = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{-\ln(P_{\text{лт}})} \cdot z'_{\text{ср}}, \quad (5.21)$$

а коэффициент α в (5.6) равен

$$\alpha = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{-\ln(P_{\text{лт}})} \quad (5.22)$$

и зависит только от вероятности ложной тревоги.

Величина $z'_{\text{ср}}$ может оцениваться усредненным по L отсчетам значениям откликов z'_i ,

$$z'_{\text{ср } i} = \frac{1}{L} \sum_{j=0}^{L-1} z'_{i-j}. \quad (5.23)$$

Анализ показывает, что для формирования $z'_{\text{ср}}$ достаточно усреднять несколько десятков значений z' .

5.5. Обнаружение ФМ сигналов

У двоичных сигналов с ФМ начальная фаза принимает значения 0 или π , а с ОФМ соответственно Ψ и $\Psi \pm \pi$. При удвоении частоты сигнала эти значения становятся одинаковыми и фазовая манипуляция устраняется и в окрестности частоты f_0 формируется почти гармоническое колебание, которое можно выделить цифровым обнаружителем. Аналогичное явление наблюдается у четырехпозиционной ФМ или ОФМ при умножении частоты на 4.

В качестве примера рассмотрим двоичный ФМ сигнал с частотой $f_0 = 10$ МГц, длительностью символа $\tau = 6,4$ мкс

($N = 64$) и шириной спектра $\Delta f = 1/\tau = 156$ кГц. На рис. 5.9а показана временная диаграмма двоичного ФМ сигнала $s(t)$ на выходе узкополосного приемного тракта с полосой пропускания $2\Delta f = 312$ кГц при отсутствии помех, а на рис. 5.9б – график преобразования $s^2(t)$, формирующего вторую гармонику входного сигнала.

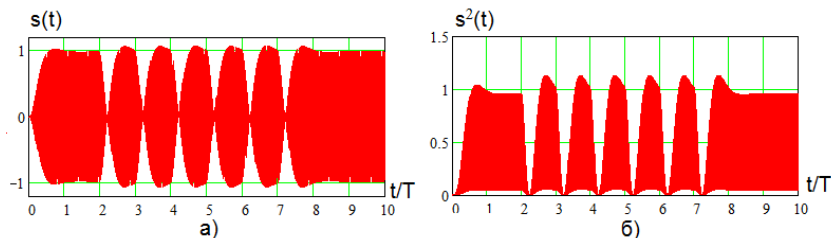


Рис. 5.9

На рис. 5.10а показан нормированный спектр амплитуд сигнала с ФМ, а на рис. 5.10б – спектр $s^2(t)$ в окрестности частоты второй гармоники входного сигнала.

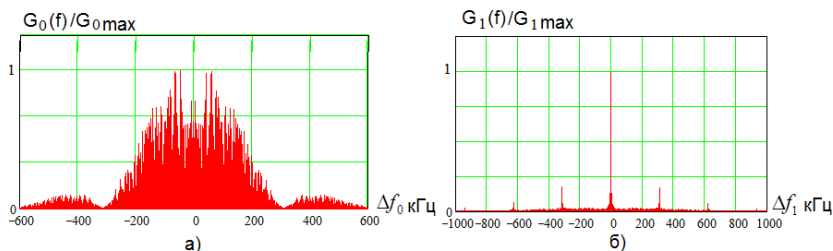


Рис. 5.10

Как видно, исходный ФМ сигнал $s(t)$ имеет широкий спектр ($2\Delta f$ на рис. 5.9а) и для его обнаружения необходим широкополосный обнаружитель. При этом для обеспечения низких вероятностей ошибочных решения требуется большое отношение сигнал/шум $h \gg 1$. При удвоении частоты входного двоичного ФМ сигнала ширина спектра на частоте второй гармоники оказывается значительно меньше $2\Delta f$, что позволит

эффективно обнаружить сигнал с помощью узкополосного обнаружителя.

На рис. 5.11 показана структурная схема обнаружителя сигналов с ФМ [10]. Она отличается от схемы на рис. 5.1 наличием нелинейного преобразователя (НП) на выходе АЦП, в качестве которого можно использовать модуль отсчетов $|s_i|$, их квадрат s_i^2 (для двоичной ФМ) или s_i^4 (для четырехпозиционной ФМ). Пример моделирующей программы приведен в приложении 2.

Число N периодов накопления определит полосу пропускания Π обнаружителя согласно (4.29). Целесообразно выбирать N так, чтобы выполнялось неравенство $\Pi \ll \text{Ш}$.

На рис. 5.12а показана временная диаграмма сигнала с ФМ при отношении сигнал/шум $h^2 \cong 1$ (сравните с показанной на рис. 5.9а), а на рис. 5.12б – спектр смеси сигнала и шума. Как видно, обнаружить сигнал энергетическими методами затруднительно.

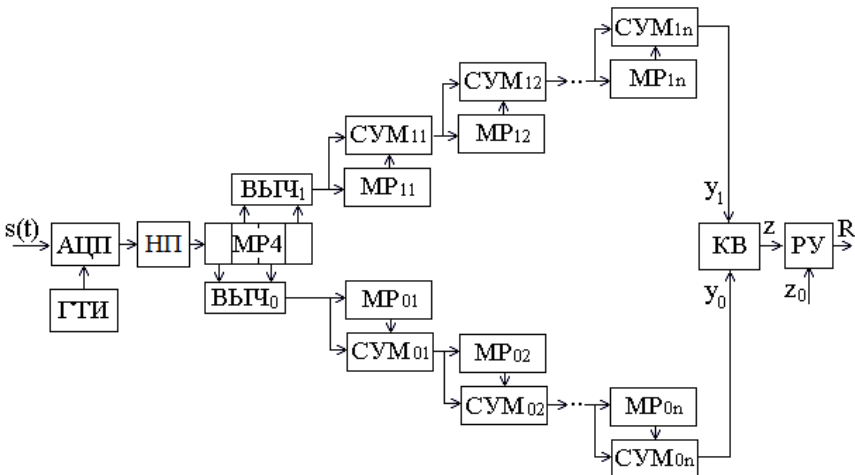


Рис. 5.11

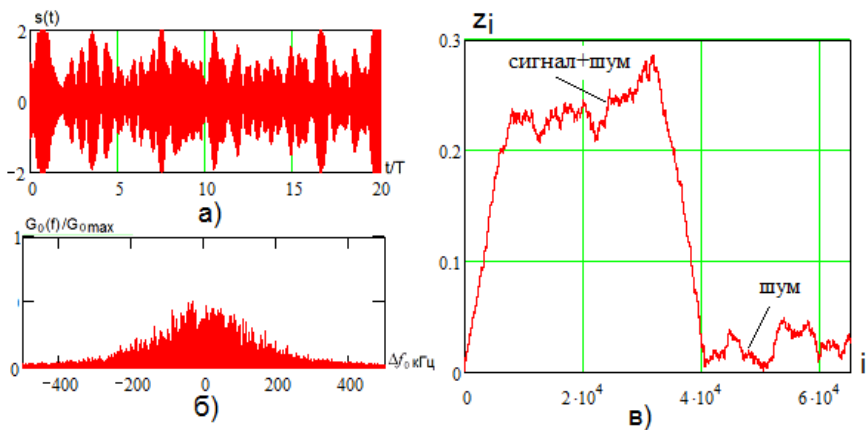


Рис. 5.12

На рис. 5.12в показана диаграмма отклика $z/2N$ обнаружителя (рис. 5.11) от номера периода i при $N = 2^{13} = 8192$ (полосе пропускания $\Pi = \frac{2f_0}{N} = 2,44$ кГц). В начале наблюдается переходной процесс в течение N периодов, а затем до $2^{15} = 32768$ периодов обрабатывается смесь сигнала и шума, а далее сигнал отключается и после переходного процесса обрабатывается только шум (программа показана в приложении 2). Как видно, даже при низком отношении сигнал/шум происходит уверенное обнаружение сигнала с двоичной ФМ. Можно реализовать алгоритм обнаружения ФМ сигнала с оценкой уровня шума, как показано на рис. 5.4.

6. ЦИФРОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

6.1. Детектирование сигналов

Процесс извлечения передаваемого информационного сигнала из принятого **модулированного** колебания называют **демодуляцией**. В частном случае передачи **аналогового** сигнала (например, с выхода микрофона) этот процесс называют **детектированием**, с реализующее его устройство - **детектором**.

Примеры **аналоговых** детекторов приведены в подразделе 1.3. Их достоинством является простота реализации на аналоговой элементной базе. В современной радиоаппаратуре широко используется цифровая реализация устройств обработки сигналов, в том числе и детекторов модулированных сигналов.

6.2. Цифровой детектор сигналов с АМ

Структурная схема цифрового детектора сигналов с АМ [9] показана на рис. 4.6, программа его моделирования при **тональной** АМ приведена в приложении 3, там же представлен результат детектирования при отсутствии помех (параметр шума $s_{ko}=0$). Как видно, детектор выдает принятый гармонический сигнал (передаваемый сигнал показан пунктиром), в начале присутствует переходной процесс заполнения многоразрядных регистров сдвига и наблюдается задержка выходного сигнала.

Результат моделирования в той же программе при наличии белого шума со среднеквадратическим значением (СКО) $s_{ko}=1$ (амплитуда сигнала $A=1$) показан на рис. 6.1.

При равных уровнях сигнала и шума на входе в отклике детектора шумовая компонента много меньше сигнальной, что обусловлено фильтрующими свойствами базового цифрового алгоритма.

При увеличении числа N усредняемых периодов (в программе $N = 512$) полоса пропускания детектора становится уже и увеличивается время задержки. Выбор N производится исходя из заданной ширины спектра АМ сигнала.

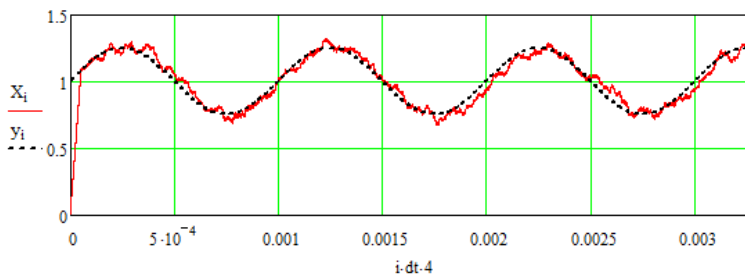


Рис. 6.1

6.3. Цифровой детектор сигналов с ЧМ

Представленный на рис. 4.7 алгоритм оценки фазы и частоты принимаемого сигнала может использоваться в качестве частотного детектора, однако наличие операции дифференцирования в его финальной стадии делает его чувствительным в воздействию широкополосной помехи.

Значительно лучшие результаты можно получить, используя частотные свойства амплитудного детектора, АЧХ которого показана на рис. 4.10.

В простейшем случае для детектирования ЧМ сигнала можно использовать АМ детектор (рис. 4.6), расстроенный относительно входного сигнала с несущей частотой f_0 . Для этого необходимо выбрать частоту дискретизации отличной от (4.6) в виде

$$f_d = 4(f_0 \pm \Delta f), \quad (6.1)$$

так, чтобы частота f_0 оказалась на середине ската АЧХ (величина N определяется шириной спектра ЧМ сигнала), как

показано на рис. 6.2. Как видно, АЧХ сравнительно нелинейна, что ухудшает характеристики детектора.

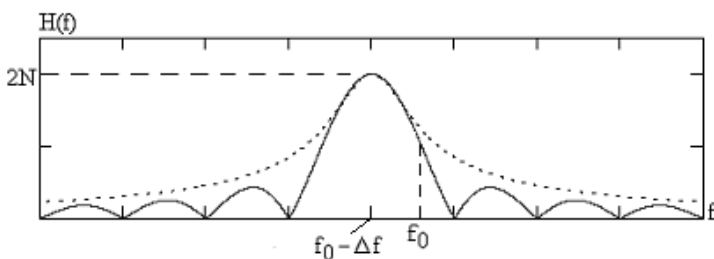


Рис. 6.2

Значительно лучшие свойства линейности можно обеспечить, если использовать два амплитудных детектора с частотами настройки $f_0 + \Delta f$ и $f_0 - \Delta f$. Структурная схема частотного детектора показана на рис. 6.3 [12].

Как видно, частотный детектор состоит из двух амплитудных детекторов АД1 и АД2, АЦП которых тактируются импульсами $c1$ и $c2$ с частотами дискретизации $f_{д1}$ и $f_{д2}$, которые определяют частоты настройки амплитудных детекторов

$$\begin{cases} f_{01} = f_{д1}/4, \\ f_{02} = f_{д2}/4. \end{cases} \quad (6.2)$$

Частотная характеристика каждого АД описывается выражением (4.28) при подстановке вместо f_0 соответственно значений f_{01} и f_{02} . Частоты настройки АД1 и АД2 выбираются симметрично относительно несущей частоты ЧМ сигнала f_0 ,

$$\begin{cases} f_{01} = f_0 + \Delta f, \\ f_{02} = f_0 - \Delta f, \end{cases} \quad (6.3)$$

а расстройка Δf для получения наиболее линейной АЧХ равна

$$\Delta f = f_0/2N. \quad (6.4)$$

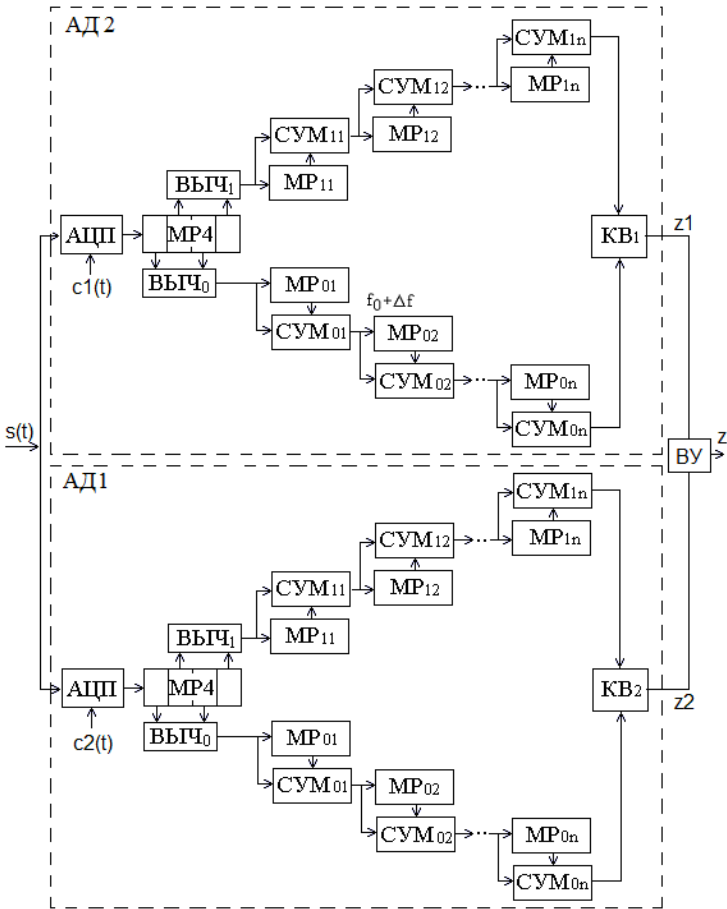


Рис. 6.3

Частотные характеристики АД1 и АД2 по выходам z_1 и z_2 показаны на рис. 6.4 при $f_0 = 10$ МГц, $N = 1024$ и $\Delta f = f_0/2N = 4883$ Гц.

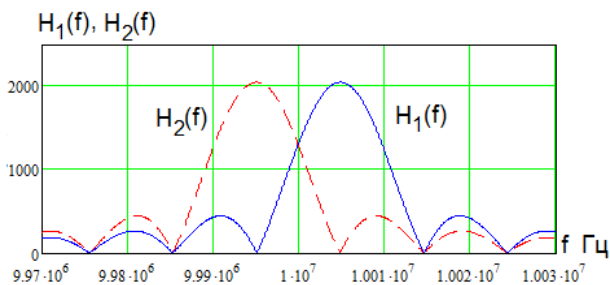


Рис. 6.4

В вычитающем устройстве ВУ формируется разность

$$z = z_1 - z_2, \quad (6.5)$$

которая и является откликом частотного детектора. Его частотная характеристика $H(f)$, равная

$$H(f) = H_1(f) - H_2(f), \quad (6.6)$$

показана на рис. 6.5.

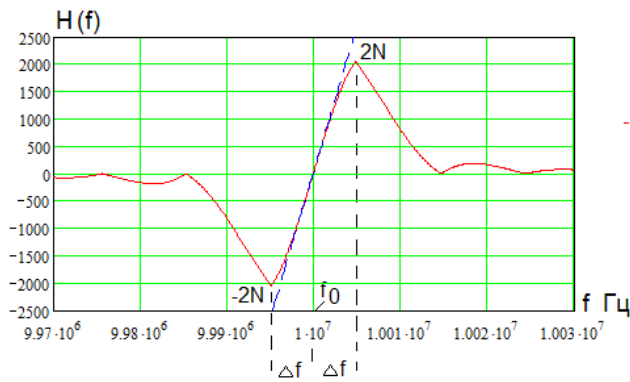


Рис. 6.5

Таким образом рассматриваемый частотный детектор позволяет обрабатывать ЧМ сигналы в полосе частот $\pm 0,9\Delta f$ в

соответствии с (6.4), откуда и определяется необходимое число N обрабатываемых периодов.

6.4. Цифровой детектор сигналов с ФМ

Структурная схема цифрового фазового детектора сигнала с аналоговой фазовой модуляцией на основе алгоритма на рис. 4.7 показана на рис. 6.6. Его работа описана в подразделе 4.4.

Фазовый детектор может использоваться в радиоприемных устройствах с аналоговой ФМ, но и в устройствах измерения фазовых отклонений и управления фазой генераторов, например, в блоках фазовой синхронизации и фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

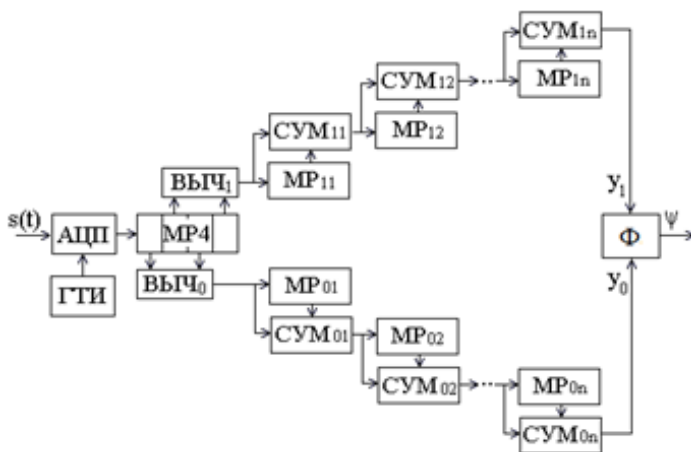


Рис. 6.6

6.5. Шумовые характеристики цифровых детекторов

В табл. 6.1 представлены результаты оценки помехоустойчивости цифровых детекторов.

Таблица 6.1. Белый шум

Сигнал	Амплитуда да отклика	СКО шумового отклика	Отношение шум/сигнал g	Пример
АМ	$2NS \cdot m$	$\sigma = \sqrt{2N} \sigma_{ш}$	$g = \frac{1}{\sqrt{2N \cdot m}} \frac{\sigma_{ш}}{S}$	0,125
ФМ	b	$\sigma_{\psi} = \frac{1}{\sqrt{2N}} \frac{\sigma_{ш}}{S}$	$g = \frac{1}{\sqrt{2N \cdot b}} \frac{\sigma_{ш}}{S}$	0,0031
ЧМ	$2NS$	$\sigma_z = \sqrt{2N} \sigma_{ш}$	$g = \frac{1}{\sqrt{2N}} \frac{\sigma_{ш}}{S}$	0,031

Рассматриваются детекторы сигналов с АМ (рис. 4.6), ФМ (рис. 6.6) и ЧМ (рис. 6.3) при воздействии на входе отсчетов белого шума с дисперсией $\sigma_{ш}^2$, помехоустойчивость оценивается отношением шум/сигнал g , равным отношению действующего значения выходного шума к амплитуде сигнала на выходе детектора. Для примеров выбрано $\sigma_{ш} = 1$, $A = 1$, $N = 512$, $m = 0,25$, $b = 10$, частота модулирующего сигнала 1000 Гц.

Как видно, наилучшие результаты обеспечивает ФМ детектор, а худшие – АМ детектор.

7. КОГЕРЕНТНЫЕ ДЕМОДУЛЯТОРЫ

7.1. Принципы когерентной демодуляции

В радиотехнике (теории потенциальной помехоустойчивости) решена задача **оптимального приема детерминированного сигнала** $s_k(t)$ длительностью T_c , k – его номер, все параметры которого (форма, моменты начала и окончания, частота, фаза и др.) полностью известны в приемнике. Такой прием называют **когерентным**, решение о поступившем сигнале (его номере) принимается по критерию максимума апостериорной вероятности. Оптимальный алгоритм [1] обработки принятого сигнала $x(t)$ (ожидаемого сигнала $s_k(t)$ в смеси с помехой) предполагает вычисление корреляционных интегралов вида

$$\mu_k = \int_{t_0}^{t_0+T_c} x(t)s_k(t)dt \quad (7.1)$$

для каждого k , t_0 момент поступления сигнала. Решение о номере принятого сигнала, если их энергии одинаковы, принимается по **максимальному** значению μ_k .

На рис. 7.1 представлена структурная схема **коррелятора**, аппаратно реализующего алгоритм (7.1)

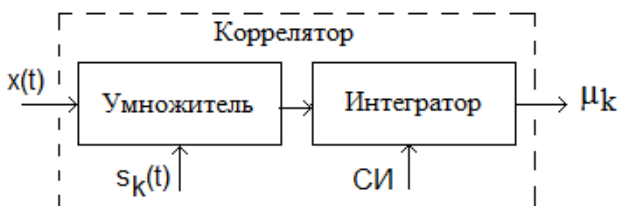


Рис. 7.1

Синхроимпульсы СИ задают интервал интегрирования от t_0 до $t_0 + T_c$ в конце которого интегратор формирует

результат обработки k -го сигнала μ_k .

На рис. 7.2 приведена структурная схема оптимального когерентного приемника M -позиционных сигналов.

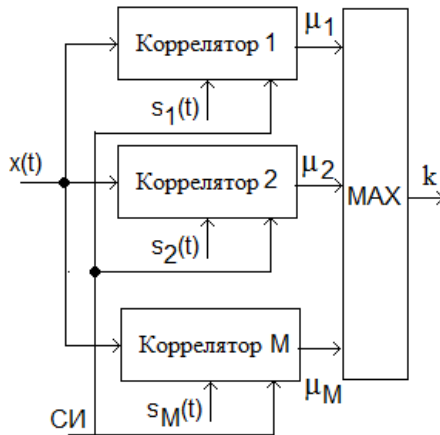


Рис. 7.2

Аналогичную оптимальную когерентную обработку сигнала обеспечивают **согласованные фильтры**. Отклик $y(t)$ фильтра на входное воздействие $x(t)$ определяется интегралом Дюамеля (интегралом **свертки**)

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(\tau) g(t - \tau) d\tau, \quad (7.2)$$

где $g(t)$ – импульсная характеристика фильтра.

Сравнивая (7.2) с (7.1) и обозначив

$$g_k(t) = s_k(T_C - t) \quad (7.3)$$

получим

$$\mu_k = \int_{t_0}^{t_0 + T_C} x(t) g_k(T_C - t) dt, \quad (7.4)$$

при этом $g(t) \neq 0$ только на интервале от t_0 до $t_0 + T_C$.

В корреляторе сигналы $s_k(t)$ формируются **синхронно** с принимаемым сигналом (совпадают форма, начало, конец). В согласованном фильтре форма сигнала заложена в структуре фильтра (его импульсной характеристике), но временная синхронизация и в этом случае необходима.

Если принимаемые сигналы $s_k(t)$ гармонические (АМ, ФМ), то когерентная обработка предполагает **фазовую** (определяет форму) и **тактовую** (начало и конец) синхронизацию.

7.2. Когерентная демодуляция сигналов с АМ

Алгоритм когерентной демодуляции сигнала с АМ (2.1), временные диаграммы которого показаны на рис. 2.3 – рис.2.5, показан на рис. 7.3. Частота дискретизации равна удвоенной частоте несущей, $f_d = 2f_0$ (4.2), и в синхронном режиме отсчеты формируются так, как показано на рис. 4.1.

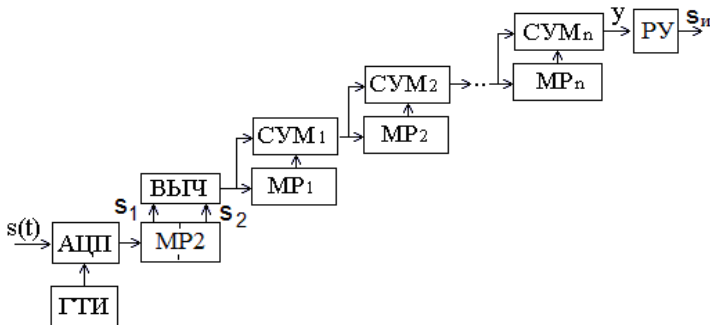


Рис. 7.3

Алгоритм на рис. 7.3 основан на базовом алгоритме на рис. 4.1, который дополнен решающим устройством (РУ), формирующим решение о принятом информационном символе, сравнивая отклик (4.5)

$$y_i = \sum_{j=0}^{N-1} (s_{1(i-j)} - s_{2(i-j)}). \quad (7.5)$$

с заданными порогами.

На рис. 7.4а показана временная диаграмма **двоичного** АМ сигнала с **пассивной паузой** и единичной амплитудой. На рис. 7.4б представлен нормированный результат y_i когерентной демодуляции при отсутствии помех, а на рис. 7.4в – при воздействии шумовой помехи, пунктиром показан модулирующий сигнал.

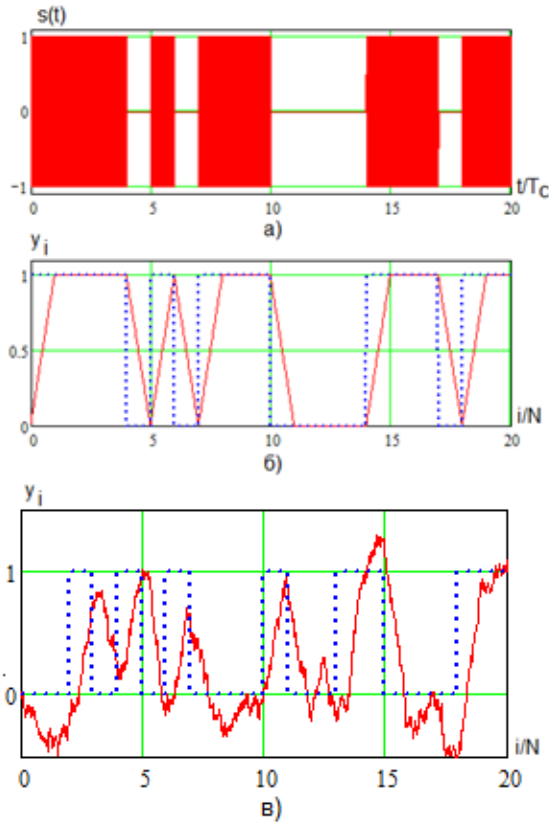


Рис. 7.4

По заданному порогу (он может быть сформирован так же, как и в обнаружителе на рис. 5.4) принимается решение о принятом информационном символе (0 или 1).

Когерентный демодулятор на рис. 7.3 может использоваться для обработки сигналов с многопозиционной АМ. В этом случае отклик y_i (7.5) сравнивается в РУ с несколькими порогами и формируется решение о принятом символе.

В качестве примера на рис. 7.5а показан сигнал с четырехпозиционной АМ ($M = 4$) с нормированными амплитудами 1, 2, 3 и 4. На рис. 7.5б представлен результат демодуляции при отсутствии помех, пунктиром отображается модулирующий сигнал.

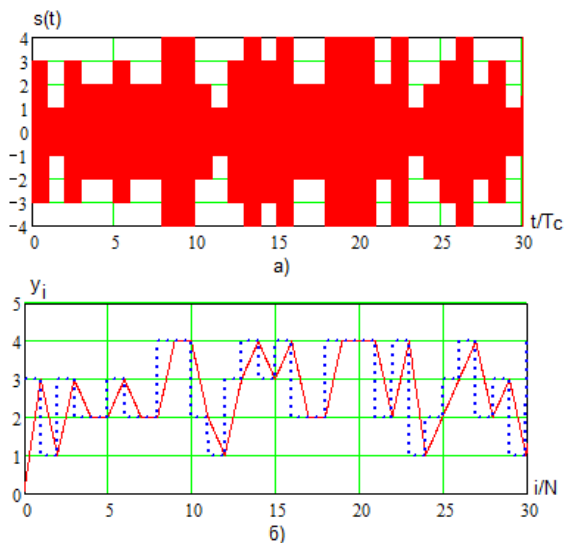


Рис. 7.5

При возникновении «обратной работы» меняется знак результата демодуляции на рис. 7.5б. Этот эффект устраняется, если использовать **модуль** результата демодуляции.

7.3. Когерентная демодуляция сигналов с ФМ

Алгоритм демодуляции сигнала с двоичной ФМ показан на рис. 7.3, но в этом случае в решающем устройстве устанавливается **нулевой порог**, в приложении 4 приведена программа его статистического имитационного моделирования и показана временная диаграмма отклика при наличии помех.

Структурная схема алгоритма когерентной демодуляции сигналов с четырехпозиционной ФМ со значениями фаз 0 , $\pi/2$, π и $3\pi/2$ показана на рис. 7.7. В ней использован базовый алгоритм **квадратурной обработки** радиосигналов (рис. 4.5), дополненный решающим блоком (РУ), в котором отклики квадратурных каналов y_0 (4.10) и y_1 (4.11) сравниваются между собой **по модулю** (выбираются пары фаз $0, \pi$ или $\pi/2, 3\pi/2$), а больший из них сравнивается с **нулем**, как для двоичной ФМ. Алгоритм формирования решения о принятом символе со значениями $0, 1, 2, 3$ показан в листинге программы в приложении 5.

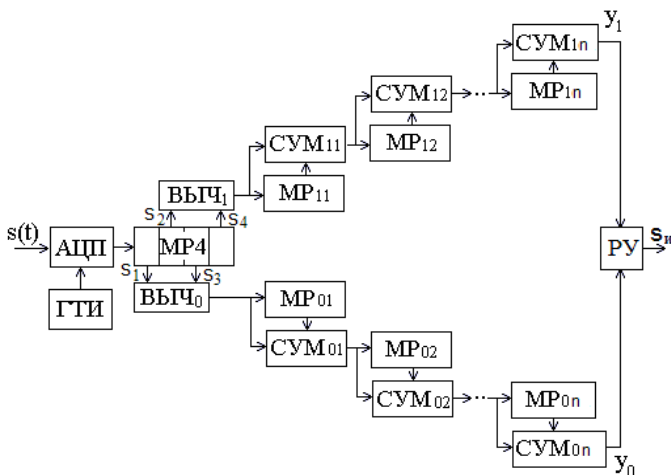


Рис. 7.5

7.4. Когерентная демодуляция сигналов с двоичной ОФМ

При демодуляции сигнала с ОФМ необходимо сравнить фазы принятого и предшествующего информационных символов и если они совпадают, то принимается решение о приеме нуля, а иначе – единица. Для формирования решения вычисляются величины

$$\begin{aligned}u_{1i} &= y_i + y_{i-N}, \\u_{2i} &= y_i - y_{i-N}.\end{aligned}\tag{7.6}$$

Подставляя (4.5), из (7.6) получим

$$\begin{aligned}u_{1i} &= \sum_{j=0}^{N-1} (s_{1(i-j)} - s_{2(i-j)}) + \sum_{j=N}^{2N-1} (s_{1(i-j)} - s_{2(i-j)}), \\u_{2i} &= \sum_{j=0}^{N-1} (s_{1(i-j)} - s_{2(i-j)}) - \sum_{j=N}^{2N-1} (s_{1(i-j)} - s_{2(i-j)}).\end{aligned}\tag{7.7}$$

При одинаковых фазах предыдущего и принятого символов в момент его окончания при отсутствии помех первая и вторая суммы в (7.7) одинаковы, тогда величина u_{1i} максимальна и равна $4NS$, а $u_{2i} = 0$. При противоположных фазах эти суммы одинаковы по модулю и **противозначны**, тогда $u_{1i} = 0$ и $u_{2i} = 4NS$.

На рис. 7.6 показана структурная схема алгоритма (и устройства) когерентной демодуляции сигнала с двоичной ОФМ.

По сравнению с базовым алгоритмом добавлены многоразрядный регистр сдвига MP_{n+1} , сумматор $СУМ_{n+1}$ и вычитатель $ВЫЧ_{n+1}$. В MP_{n+1} записываются полученные ранее значения y_{i-N} , которые складываются в $СУМ_{n+1}$ с поступившими величинами y_i , в результате на его выходе получим m . Аналогично на выходе $ВЫЧ_{n+1}$ формируется величина u_{2i} . Решение в РУ принимается по большему значению модулей $|u_{1i}|$ и $|u_{2i}|$.

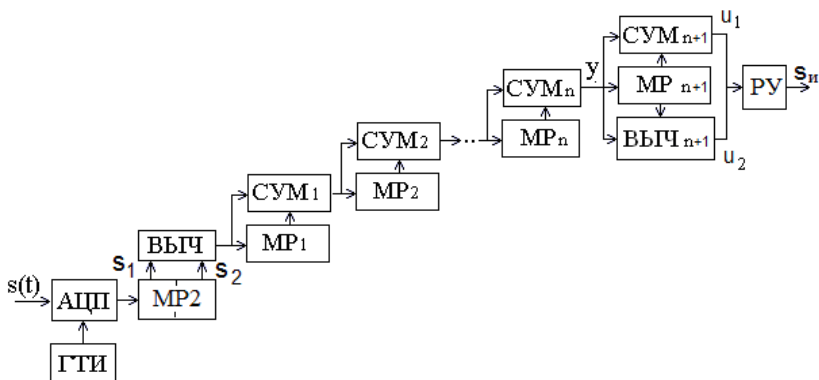


Рис. 7.6

На рис. 7.7 приведена временная диаграмма нормированных откликов демодулятора u_{1i} (сплошная линия) и u_{2i} (пунктир) от номера текущего периода при отсутствии помех, точечной линией показан модулирующий сигнал.

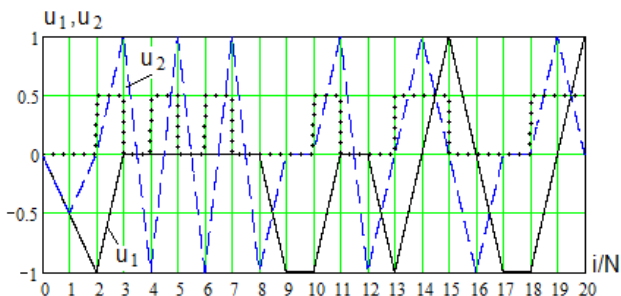


Рис. 7.7

В моменты принятия решения о принятом символе (при целых значениях i/N) одно из значений $|u_{1i}|$ и $|u_{2i}|$ равно нулю, а другое – максимально и равно $4NS$, при наличии помех решение о равенстве фаз принятого и предшествующего элементов принимается, если $|u_{1i}| > |u_{2i}|$, а иначе фазы считаются противоположными. В этом случае явление «обратной работы» (смены фазы на 180°) не влияет на

принимаемые решения, платой за это является небольшое снижение помехоустойчивости.

Демодулятор на рис. 7.6 может использоваться для когерентного приема «в целом» принятого T предшествующего символов, однако в этом случае будет наблюдаться явление обратной работы.

7.5. Когерентная демодуляция сигналов с КАМ

Структурная схема демодулятора сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией [14] совпадает с показанной на рис. 7.5 (сигнал с четырехпозиционной ФМ представляет собой сигнал с КАМ4). В общем случае в РУ на основе значений y_{0i} (4.10) и y_{1i} (4.11) формируются решения об амплитудах синфазной $A(t)$ и квадратурной $B(t)$, которые сравниваются с порогами и на этой основе определяются кодовые комбинации принятого сигнала с КАМ.

На рис. 7.8 показаны результаты статистического имитационного моделирования нормированных откликов демодулятора при отсутствии помех, пунктиром показаны модулирующие сигналы квадратурных каналов.

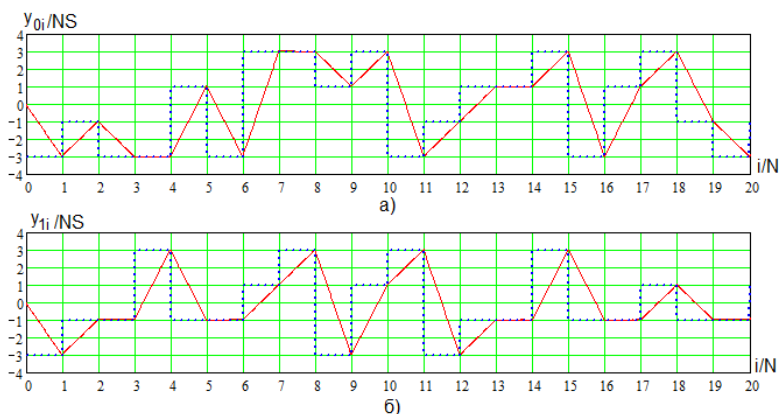


Рис. 7.8

7.6. Помехоустойчивость когерентных демодуляторов

Отклики (4.5), (4.10) и (4.11) представляют собой сумму N разностей отсчетов смеси сигнала и шума,

$$y_i = \sum_{j=0}^{N-1} s_{1(i-j)} - \sum_{j=0}^{N-1} s_{2(i-j)}, \quad (7.8)$$

всего $2N$ алгебраических сложений случайных чисел. В соответствии с центральной предельной теоремой при различных статистических свойствах отсчетов сумма (7.8) нормализуется, то есть имеет гауссовскую плотность вероятностей

$$w(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{(y-y_{\text{cp}})^2}{2\sigma^2}\right\}, \quad (7.9)$$

где y_{cp} – среднее значение отклика (7.8), а σ^2 – его дисперсия.

В синхронном режиме, как например показано на рис 4.1, разность $s_{1(i-j)} - s_{2(i-j)}$ отсчетов на периоде равна $2S$, тогда

$$y_{\text{cp0}} = 2NS. \quad (7.10)$$

а если фаза противоположна, то

$$y_{\text{cp1}} = -2NS. \quad (7.11)$$

Такая ситуация возникает при демодуляции сигналов с двоичной ФМ (для **противоположных** сигналов).

Если на входе демодулятора присутствует аддитивный белый шум с дисперсией $\sigma_{\text{ш}}^2$, то дисперсия алгебраической суммы $2N$ отсчетов шума будет равна

$$\sigma^2 = 2N\sigma_{\text{ш}}^2. \quad (7.12)$$

Тогда плотности вероятностей значений откликов равны

$$\begin{cases} w_0(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{(y-y_{\text{ср}0})^2}{2\sigma^2}\right\}, \\ w_1(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left\{-\frac{(y-y_{\text{ср}1})^2}{2\sigma^2}\right\}. \end{cases} \quad (7.13)$$

Отношение сигнал/шум h^2 (отношение мощности сигнала к мощности шума) является основной характеристикой канала связи

$$h^2 = \frac{(2NS)^2/2}{2N\sigma_{\text{ш}}^2} = N \frac{S^2}{\sigma_{\text{ш}}^2}. \quad (7.13)$$

Зависимости $w_0(y)$ и $w_1(y)$ при низком отношении сигнал/шум $h^2 = 2$ представлены на рис. 7.9.

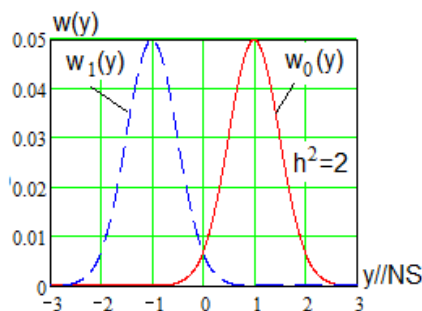


Рис. 7.9

Вероятность ошибки равна

$$p_{\text{ош}} = 1 - \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{4\pi N}\sigma_{\text{ш}}} \exp\left\{-\frac{(y+2NS)^2}{4N\sigma_{\text{ш}}^2}\right\} dy. \quad (7.14)$$

Обозначим

$$v = \frac{y+2Ns}{\sqrt{2N}\sigma_{ш}}, \quad (7.15)$$

тогда из (7.14) получим

$$p_{ош 2} = 1 - \int_{-\infty}^{\sqrt{2}h} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{v^2}{2}\right\} dv = 1 - F(\sqrt{2}h), \quad (7.16)$$

где известный **интеграл Лапласа** равен

$$F(x) = \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{v^2}{2}\right\} dv. \quad (7.17)$$

На рис. 7.10 показана зависимость вероятности ошибочной когерентной демодуляции сигнала с двоичной ФМ от отношения сигнал/шум.

Полученный результат (7.16) совпадает с выражением для вероятности ошибки приема противоположных сигналов в **теории потенциальной помехоустойчивости** [1], то есть рассматриваемый цифровой алгоритм (рис. 7.3) является **оптимальным**.

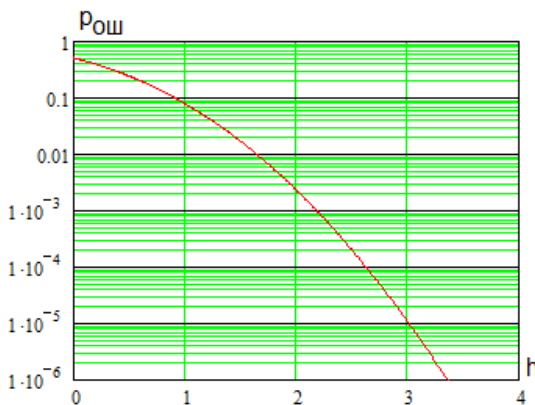


Рис. 7.10

При обработке сигнала с четырехпозиционной ФМ в одном из квадратурных каналов сигнальная компонента равна нулю, а модуль отклика имеет релейское распределение вероятностей вида

$$w_{\text{ш}}(y) = \frac{y}{2N\sigma_{\text{ш}}^2} \exp\left(-\frac{y^2}{4N\sigma_{\text{ш}}^2}\right). \quad (7.18)$$

В канале с **сигнальной** компонентой отклик имеет обобщенно-релейское распределение вероятностей

$$w_c(y) = \frac{y}{2N\sigma_{\text{ш}}^2} \exp\left[-\frac{y^2 + (2NS)^2}{4N\sigma_{\text{ш}}^2}\right] I_0\left(\frac{Sy}{\sigma_{\text{ш}}^2}\right). \quad (7.19)$$

Решение о принятой паре значений фазы $0, \pi$ или $\pi/2, 3\pi/2$ будет правильным, если значение $|y|$ в канале с сигнальной компонентой будет больше, чем в канале с шумом, а вероятность такого решения равна

$$Q_1 = \int_0^\infty w_c(x) \int_0^x w_{\text{ш}}(z) dz dx. \quad (7.20)$$

После преобразований можно показать, что

$$Q_1 = \frac{1}{4} [1 + \Phi(h)]^2, \quad (7.21)$$

где известная функция Крампа равна

$$\Phi(x) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt, \quad (7.22)$$

а отношение сигнал/шум h из (7.13)

$$h = \sqrt{N} \frac{S}{\sigma_{\text{ш}}}. \quad (7.23)$$

Получив решение о принятой паре значений фазы в РУ демодулятора определяется принятое значение одной из **противоположных** фаз и вероятность правильного решения из (7.16) равна

$$Q_2 = F(\sqrt{2}h). \quad (7.24)$$

Тогда вероятность правильного решения о принятом значении фазы равна

$$Q = Q_1 Q_2, \quad (7.25)$$

а вероятность ошибки соответственно

$$p_{\text{ош } 4} = 1 - Q_1 Q_2 = \frac{1}{4} [1 + \Phi(h)]^2 F(\sqrt{2}h). \quad (7.26)$$

На рис. 7.11 представлены зависимости вероятностей ошибки демодуляции сигналов с двоичной $p_{\text{ош } 2}$ и четырёхпозиционной $p_{\text{ош } 4}$ ФМ от отношения сигнал/шум h (дБ). Как видно, помехоустойчивость четырехпозиционной ФМ примерно на 3 дБ меньше (но скорость передачи в два раза выше), чем двоичной ФМ.

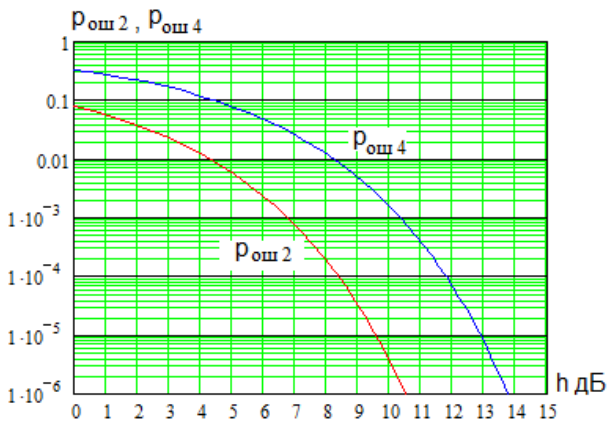


Рис. 7.11

Аналогично можно определить вероятности ошибки при когерентной демодуляции сигналов с двоичной ОФМ,

$$p_{\text{ош ОФМ}_2} = 1 - \frac{1}{2} \left\{ 1 + [\Phi(\sqrt{2}h)]^2 \right\}, \quad (7.27)$$

с четырехпозиционной ОФМ

$$p_{\text{ош ОФМ}_4} = 1 - \frac{1}{4} [1 + [2F(h) - 1]^2]^2 [F(\sqrt{2}h)]^2, \quad (7.28)$$

с M-позиционной АМ

$$p_{\text{ош АМ}_M} = 2 \frac{M-1}{M} Q(\sqrt{2}h), \quad (7.29)$$

где гауссов интеграл ошибки $Q(x)$ равен

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt, \quad (7.30)$$

с квадратурной амплитудной модуляцией

$$p_{\text{ош КАМ}} = 1 - [1 - 2Q(\sqrt{2}h_0)]^2, \quad (7.31)$$

где отношение сигнал/шум h_0 для **минимальной амплитуды** S_0 элемента сигнала с КАМ подобно (7.13) равно

$$h = \sqrt{N} \frac{S_0}{\sigma_{\text{ш}}}. \quad (7.32)$$

8. НЕКОГЕРЕНТНЫЕ ДЕМОДУЛЯТОРЫ

8.1. Некогерентный демодулятор сигнала с АМ

Структурная схема амплитудного демодулятора (детектора) приведена на рис. 8.1, она вытекает из схемы базового алгоритма [9] на рис. 4.6. Выходной сигнал демодулятора z пропорционален амплитуде входного АМ сигнала.

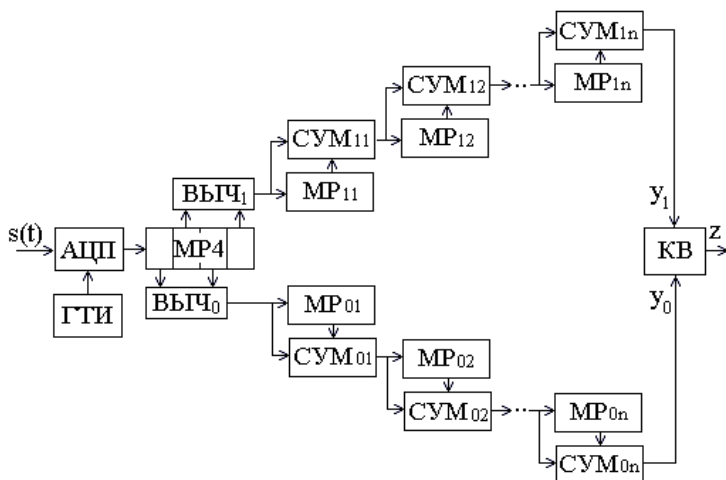


Рис. 8.1.

Его АЧХ определяется (4.28) и показана на рис. 8.2. Она неравномерна в полосе частот сигнала, полоса пропускания на уровне 3 дБ равна

$$P_0 = \frac{\Delta x \cdot f_0}{\pi} = \frac{f_0}{N}, \quad (8.1)$$

или половине интервала частот $2\Delta f$ (рис. 8.2) между соседними нулями АЧХ. Практически P_0 целесообразно

выбирать в 1,2 – 1,5 раза больше ширины спектра АМ сигнала на выходе тракта ПЧ приемника.

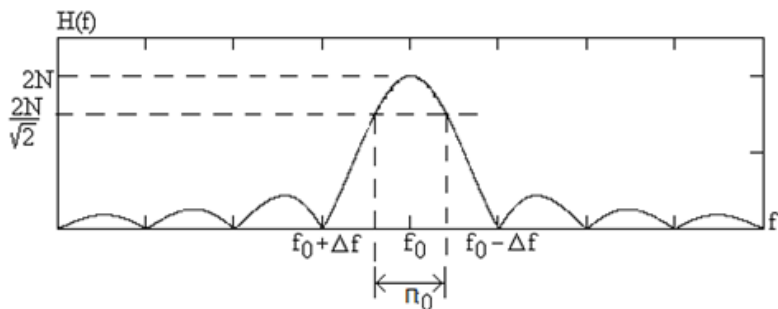


Рис. 8.2.

Результаты статистического имитационного моделирования АМ детектора при несущей частоте $f_0 = 10$ МГц, частоте тональной модуляции $F_0 = 1$ кГц, глубине модуляции $m_0 = 1$ (100%), $N = 1024$, амплитуде несущей $A = 1$ и отсутствии шума показаны на рис. 8.3 (i - номер текущего периода несущей). Пунктиром отображается модулирующий сигнал.

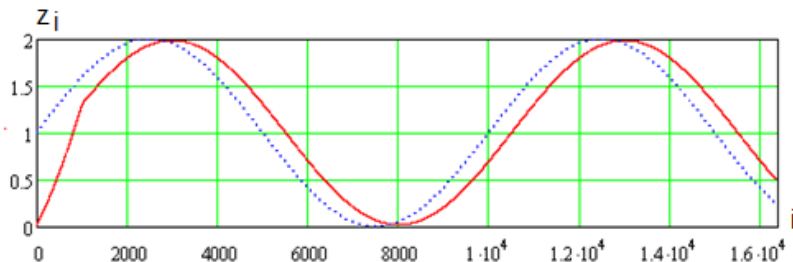


Рис. 8.3.

В начале наблюдается переходной процесс заполнения регистров сдвига, а затем появляется сигнал, совпадающий по форме с передаваемым, но с временной задержкой

$$\Delta i = \frac{N}{2} - 1 \quad (8.2)$$

периодов несущей. Как видно, при $F0=1$ кГц линейные искажения практически не наблюдаются. С ростом $F0$ амплитуда отклика падает, что обусловлено неравномерностью АЧХ.

При наличии шума он складывается с сигналом и на выходе детектора появляется помеха, как показано на рис. 8.4.

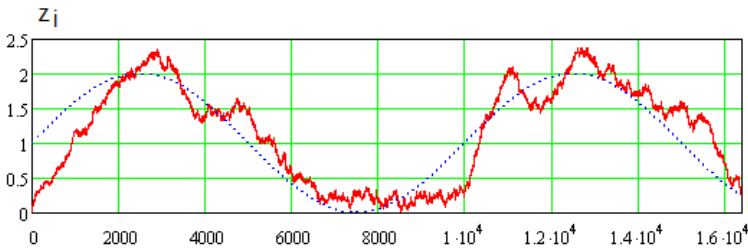


Рис. 8.4.

При демодуляции сигнала с амплитудной манипуляцией необходимо обеспечить оптимальное соотношение длительности символа τ и полосы частот демодулятора (величины N)

$$\tau = NT = \frac{N}{f_0}. \quad (8.3)$$

Результат обработки при отсутствии шума показан на рис. 8.5. Максимум (или минимум) отклика устанавливается в момент окончания символа, когда должно приниматься решение по импульсу тактовой синхронизации.

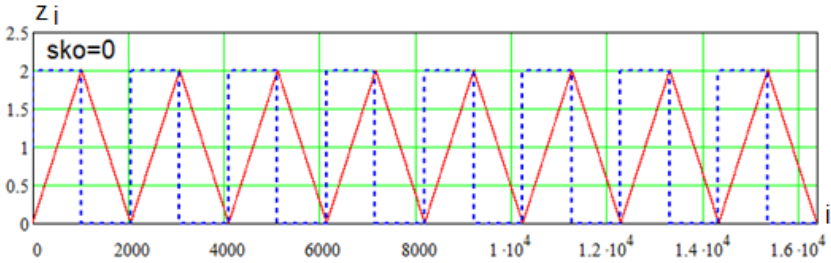


Рис. 8.5.

8.2. Некогерентный демодулятор сигнала с ЧМ

Структурная схема демодулятора (детектора) ЧМ сигналов [12] показана на рис. 8.6.

Он построен на двух амплитудных демодуляторах (детекторах) АДМ1 и АДМ2 (рис. 8.1) с различными тактовыми сигналами $c1(t)$ и $c2(t)$ с частотами f_{KB1} и f_{KB2} . Их выходные сигналы $z1$ и $z2$ подаются на вычитающее устройство (ВУ), выходные отсчеты z равны

$$z = z2 - z1. \quad (8.4)$$

Частота f_{KB1} дискретизации АЦП АДМ1 задает центральную частоту его АЧХ f_{01} ,

$$f_{01} = \frac{f_{KB1}}{4}, \quad (8.5)$$

а для АДМ2 соответственно

$$f_{02} = \frac{f_{KB2}}{4}. \quad (8.6)$$

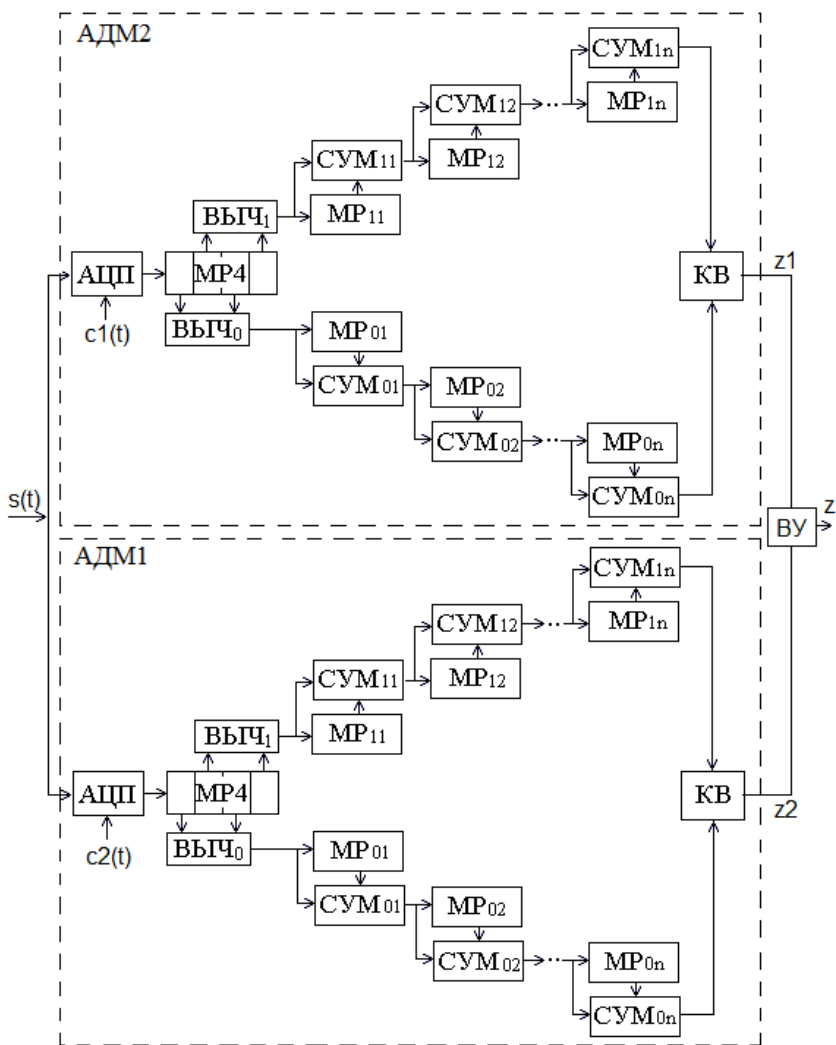


Рис. 8.6.

Частоты f_{KB1} и f_{KB2} выбираются так, чтобы частоты f_{01} и f_{02} располагались симметрично относительно несущей частоты ЧМ сигнала f_0 с **расстройкой** Δf . Она определяется

исходя из наибольшей линейности преобразования мгновенной частоты ЧМ сигнала в выходной отсчет z . АЧХ каналов АДМ1 и АДМ2 определяются выражениями

$$H_1(f) = \left| \frac{\sin\left(N\pi \frac{f}{f_{01}}\right)}{\cos\left(\frac{\pi f}{2f_{01}}\right)} \right| \quad \text{и} \quad H_2(f) = \left| \frac{\sin\left(N\pi \frac{f}{f_{02}}\right)}{\cos\left(\frac{\pi f}{2f_{02}}\right)} \right| \quad (8.7)$$

Характеристики $H_1(f)$ (сплошная линия) и $H_2(f)$ (пунктир) при $f_{01} > f_{02}$ показаны на рис. 8.7 при несущей частоте $f_0 = 10$ МГц, $N = 1024$ и $\Delta f = f_0 / 2N = 4883$ Гц.

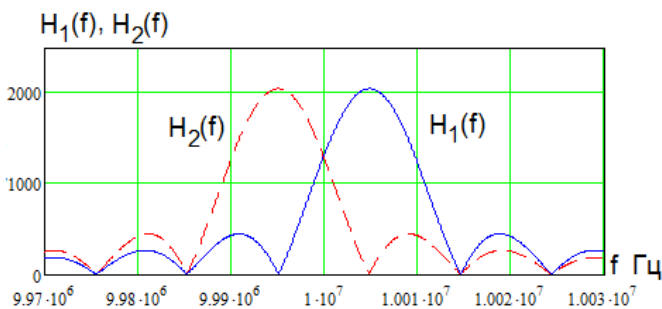


Рис. 8.7.

Разность

$$H(f) = H_1(f) - H_2(f) \quad (8.8)$$

определяет АЧХ демодулятора ЧМ сигналов (зависимость отклика z от частоты f входного сигнала) на рис. 8.8. Пунктиром показана прямая линия, касательная к $H(f)$ в точке $f = f_0$.

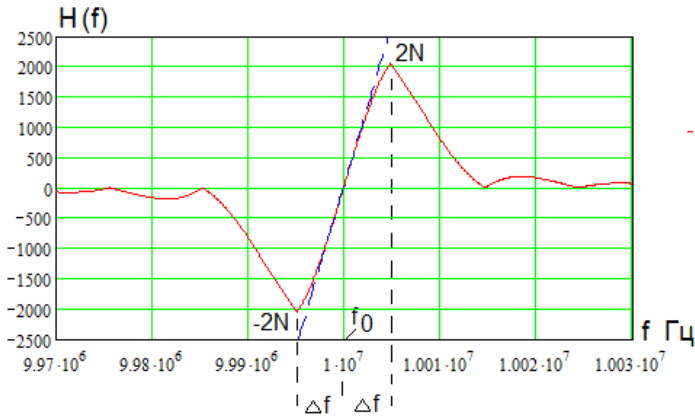


Рис. 8.8.

При

$$\Delta f = \frac{f_0}{2N} \quad (8.9)$$

АЧХ достаточно линейна с максимальным размахом от $-2N$ до $2N$. Максимальную девиацию частоты Δf_D целесообразно принять равной

$$\Delta f_D = 0,9 \frac{f_0}{2 \cdot N}. \quad (8.10)$$

Программа статистического имитационного моделирования приведена в приложении 6.

8.3. Некогерентные демодуляторы двоичного сигнала с ОФМ

При относительной фазовой манипуляции (ОФМ) информационное сообщение определяет разность фаз принимаемого и предшествующего символов продолжительностью N периодов. При двоичной ОФМ сдвиг

фаз равен 0 или π , а при четырехпозиционной ОФМ соответственно $0, \pi/2, \pi$ и $3\pi/2$.

При демодуляции сигнала с ОФМ в процедуру обработки целесообразно включать отрезок сигнала из двух символов продолжительностью $2N$ периодов. Для сигналов с ОФМ (ФРМ) **второго порядка** обрабатываются три соседних символа ($3N$ периодов).

Схема демодулятора сигналов с двоичной ОФМ [13] представлена на рис. 8.9. В нем осуществляется квадратурная обработка отсчетов сигнала, за счет которой достигается независимость результатов от медленных колебаний начальной фазы сигнала. Число каскадов обработки отсчетов на единицу больше, чем для базового алгоритма.

Получаемые на выходах первых n каскадов обработки сигнала значения $y_{1,i}, y_{1,i-1}, \dots, y_{1,i-N}$ и $y_{2,i}, y_{2,i-1}, \dots, y_{2,i-N}$ запоминаются в многоразрядных регистрах сдвига МР_{0(n+1)} и МР_{1(n+1)}.

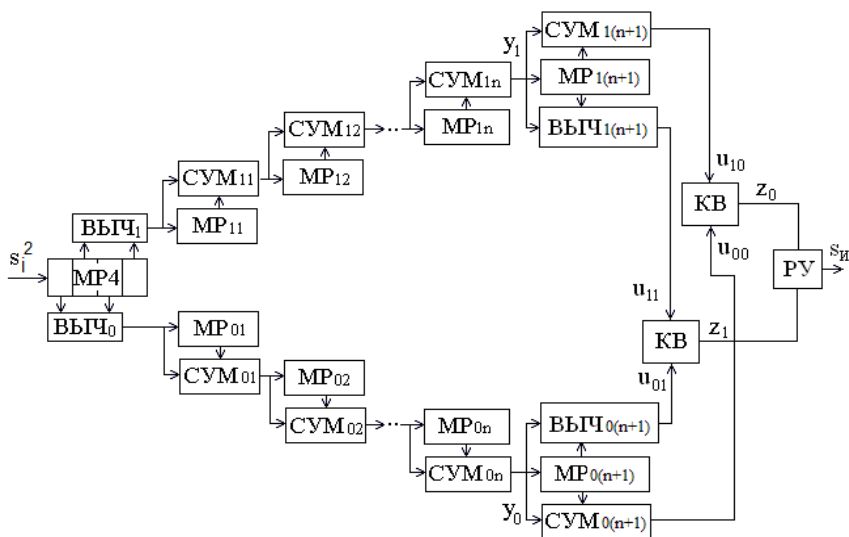


Рис. 8.9.

В сумматорах СУМ_{0n} и СУМ_{1n} и вычитателях ВЫЧ_{0n} и ВЫЧ_{1n} определяются величины

$$\begin{cases} u_{01,i} = y_{0,i} + y_{0,i-N}, \\ u_{02,i} = y_{1,i} + y_{1,i-N}, \end{cases} \quad (8.11)$$

$$\begin{cases} u_{11,i} = y_{0,i} - y_{0,i-N}, \\ u_{12,i} = y_{1,i} - y_{1,i-N}. \end{cases} \quad (8.12)$$

В квадратичных преобразователях КВ вычисляются

$$z_{0,i} = \sqrt{u_{01,i}^2 + u_{02,i}^2}, \quad (8.13)$$

$$z_{1,i} = \sqrt{u_{11,i}^2 + u_{12,i}^2}. \quad (8.14)$$

Решение о переданном символе принимается после поступления элемента сигнала с ОФТ по импульсам тактовой синхронизации демодулятора: если $z_0 > z_1$, то сдвиг фазы θ , а иначе он равен π .

Зависимости z_0 и z_1 от номера текущего периода i представлены на рис. 8.10. Функция z_0 показана сплошной линией, а z_1 - пунктиром, а прямоугольными импульсами отмечено изменение начальной фазы φ . В начале наблюдается переходной процесс заполнения регистров сдвига.

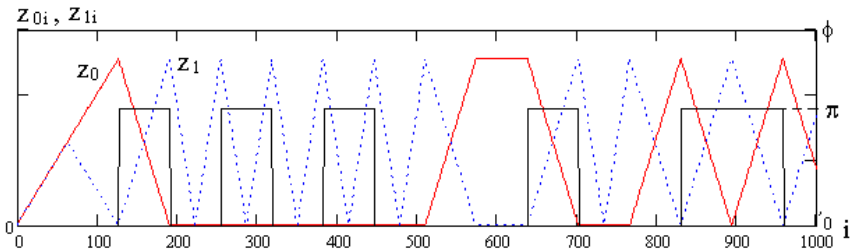


Рис. 8.10.

Как видно, если сдвиг фаз между колебаниями принимаемого и предшествующего элементов равен π , то максимума по завершении приема элемента достигает величина z_1 , при этом $z_0 = 0$. Если фазы этих элементов одинаковы, то максимум имеет место в канале z_0 , а $z_1 = 0$. Таким образом, решение о принятом информационном символе принимается по наибольшему значению z_0 или z_1 .

Неравенство $z_0 > z_1$ при подстановке (8.12) – (8.14) можно записать в виде: при

$$y_{0,i}y_{0,i-N} + y_{1,i}y_{1,i-N} > 0, \quad (8.15)$$

принимается решение о сдвиге фазы 0, а иначе – π . Соответствующая (8.15) структурная схема демодулятора показана на рис. 8.11.

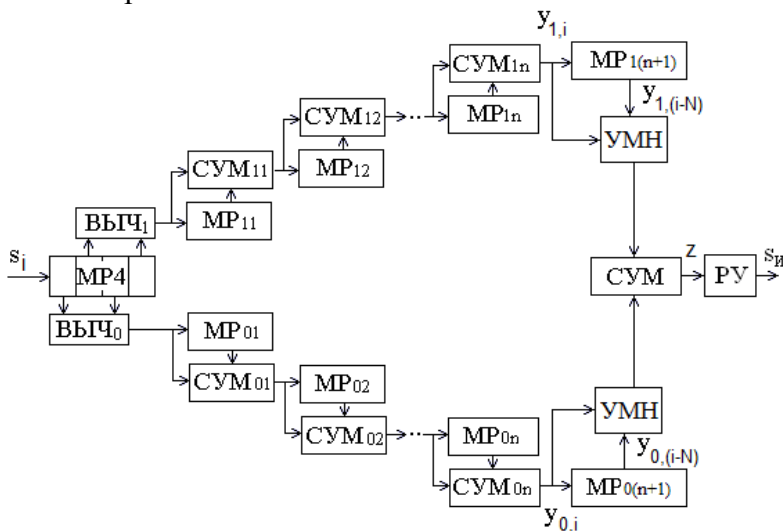


Рис. 8.11.

На рис. 8.12 сплошной линией показана зависимость нормированных значений $z_i/2N$ (8.15) от номера текущего

периода i/N без помех при $N=256$, пунктиром показано изменение фазы сигнала. В моменты формирования решения результат аналогичен показанному на рис. 8.10.

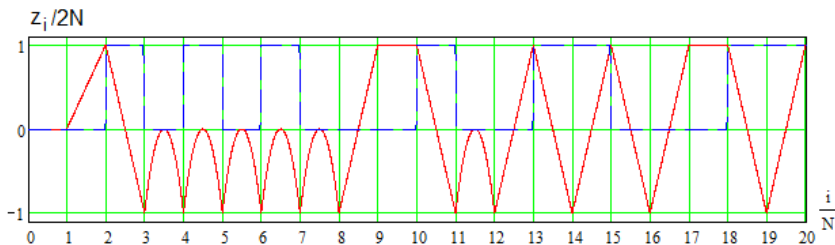


Рис. 8.12.

8.4. Некогерентный демодулятор четырехпозиционного сигнала с ОФМ

У сигнала с четырехпозиционной ОФМ сдвиг фаз между соседними символами может принимать значения $0, \pi/2, \pi$ и $3\pi/2$. Структурная схема демодулятора показана на рис. 8.13.

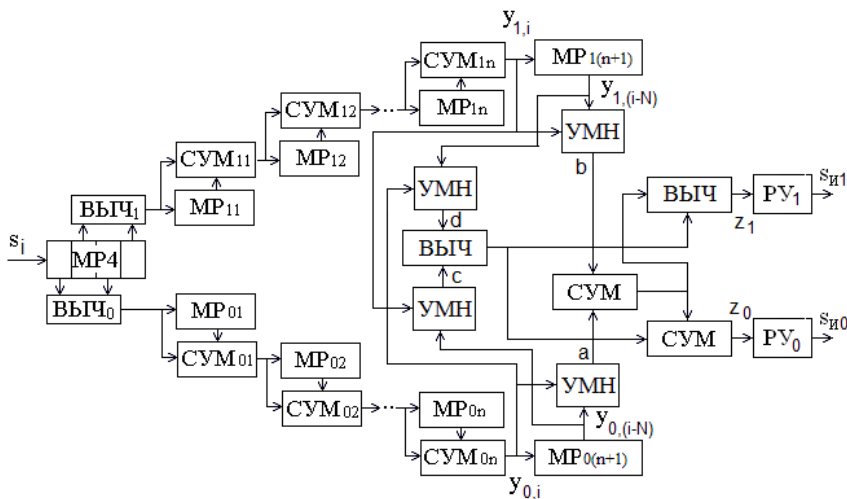


Рис. 8.13

По показанным на рис. 8.13 величинам $y_{0,i}$, $y_{1,i}$ и задержанным на N периодов (на длительность элемента) их значениям $y_{0,(i-N)}$, $y_{1,(i-N)}$ в четырех умножителях УМН вычисляются произведения

$$\begin{cases} a = y_{0,i}y_{0,(i-N)}, \\ b = y_{1,i}y_{1,(i-N)}, \\ c = y_{1,i}y_{0,(i-N)}, \\ d = y_{0,i}y_{1,(i-N)}. \end{cases} \quad (8.16)$$

далее в сумматорах СУМ и вычитателях ВЫЧ определяются значения

$$\begin{cases} z_0 = a + b + c - d = y_{0,i}y_{0,(i-N)} + y_{1,i}y_{1,(i-N)} + y_{1,i}y_{0,(i-N)} - y_{0,i}y_{1,(i-N)}, \\ z_1 = a + b - c + d = y_{0,i}y_{0,(i-N)} + y_{1,i}y_{1,(i-N)} - y_{1,i}y_{0,(i-N)} + y_{0,i}y_{1,(i-N)}, \end{cases} \quad (8.17)$$

по которым в решающих устройствах $РУ_0$ и $РУ_1$ (компараторах) принимаются решения о значениях принимаемых четырехпозиционных информационных символов s_{II} со значениями 00, 01, 10, 11.

При отсутствии шума по окончании информационного символа $y_{0,i}$, $y_{1,i}$ принимают значения

$$\begin{aligned} y_{0,i} &= 2NS \cos(\varphi), \\ y_{1,i} &= 2NS \sin(\varphi), \end{aligned} \quad (8.18)$$

а для предыдущего символа соответственно

$$\begin{aligned} y_{0,i-N} &= 2NS \cos(\varphi + a \cdot \pi / 2), \\ y_{1,i-N} &= 2NS \sin(\varphi + a \cdot \pi / 2). \end{aligned} \quad (8.19)$$

В результате из (8.17)

$$\begin{cases} a = y_{0,i}y_{0,(i-N)} = (2NS)^2 \cos(\varphi)\cos(\varphi + a \cdot \pi/2), \\ b = y_{1,i}y_{1,(i-N)} = (2NS)^2 \sin(\varphi)\sin(\varphi + a \cdot \pi/2), \\ c = y_{1,i}y_{0,(i-N)} = (2NS)^2 \sin(\varphi)\cos(\varphi + a \cdot \pi/2), \\ d = y_{0,i}y_{1,(i-N)} = (2NS)^2 \cos(\varphi)\sin(\varphi + a \cdot \pi/2), \end{cases} \quad (8.20)$$

тогда получим

$$\begin{cases} a + b = y_{0,i}y_{0,(i-N)} + y_{1,i}y_{1,(i-N)} = (2NS)^2 \cos(a \cdot \pi/2), \\ c - d = y_{1,i}y_{0,(i-N)} - y_{0,i}y_{1,(i-N)} = (2NS)^2 \sin(a \cdot \pi/2). \end{cases} \quad (8.21)$$

и далее

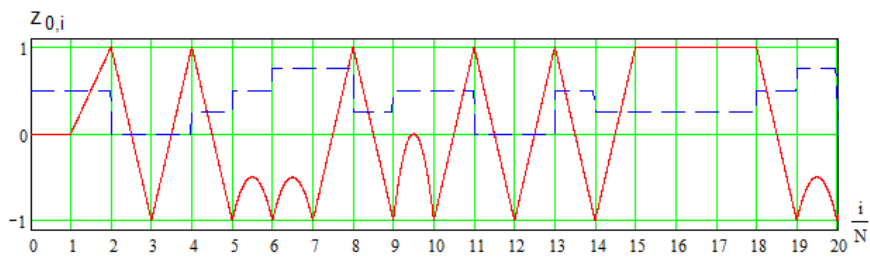
$$\begin{cases} z_0 = a + b + c - d = (2NS)^2 \cos(a \cdot \pi/2) + (2NS)^2 \sin(a \cdot \pi/2), \\ z_1 = a + b - c + d = (2NS)^2 \cos(a \cdot \pi/2) - (2NS)^2 \sin(a \cdot \pi/2). \end{cases} \quad (8.22)$$

По окончании приема символа величины z_0 и z_1 не зависят от начальной фазы сигнала и равны $\pm(2NS)^2$ при всех значениях информационных символов.

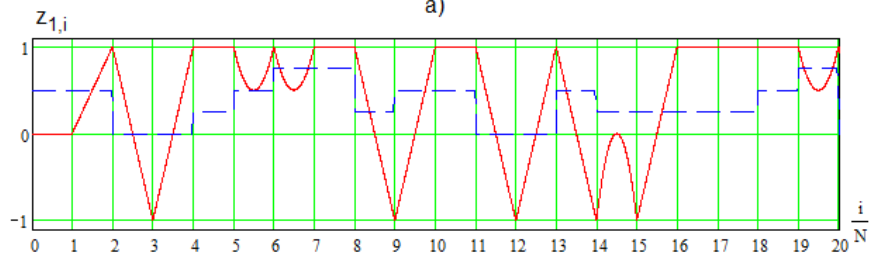
На рис. 8.14 представлены зависимости от номера i/N принятого периода сигнала нормированных откликов z_0 и z_1 на входе решающих устройств при отсутствии шума и $N = 256$. Пунктиром показаны изменения фаз элементов сигнала, деленных на 2π .

При целочисленных i/N принимаются решения

$$s_{II} = \begin{cases} 00 \rightarrow \text{сдвиг фаз } 0 & \text{при } z_0 > 0 \text{ и } z_1 > 0, \\ 01 \rightarrow \text{сдвиг фаз } \pi/2 & \text{при } z_0 < 0 \text{ и } z_1 > 0, \\ 10 \rightarrow \text{сдвиг фаз } \pi & \text{при } z_0 < 0 \text{ и } z_1 < 0, \\ 11 \rightarrow \text{сдвиг фаз } 3\pi/2 & \text{при } z_0 > 0 \text{ и } z_1 < 0. \end{cases} \quad (8.23)$$



a)



б)

Рис. 8.14

9. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ

9.1. Интегратор

Цифровой интегратор выполняет операцию численного интегрирования сигнала (функции) $s(t)$ на заданном временном интервале $T_{ИИТ}$ от $t - T_{ИИТ}$ до текущего значения t ,

$$F(t) = \int_{t-T_{ИИТ}}^t s(\tau) d\tau, \quad (9.1)$$

Эти устройства применяются в различных устройствах управления и обработки сигналов.

Интервал интегрирования $T_{ИИТ}$ разбивается на $N-1$ отрезков с шагом Δ ,

$$N = \frac{T_{ИИТ}}{\Delta}, \quad (9.2)$$

$N = 2^n$, n - целое число.

На интервале $T_{ИИТ}$ в моменты $t_i = \Delta \cdot i$ с помощью АЦП формируются дискретные отсчеты $s_i = s(t_i)$, i - номер отсчета, по которой численно определяется интеграл (9.1). Применяются [118, 119] разнообразные методы вычисления определенного интеграла:

- прямоугольников

$$F(t) = \int_{t-T_{ИИТ}}^t s(\tau) d\tau = \Delta \sum_{k=0}^{N-1} s_{i-k}; \quad (9.3)$$

- трапеций

$$F(t) = \int_{t-T_{ИИТ}}^t s(\tau) d\tau = \frac{\Delta}{2} (s_i + s_{i-N+1}) + \Delta \sum_{k=1}^{N-2} s_{i-k} = \Delta \sum_{k=0}^{N-1} s_{i-k} - \frac{\Delta}{2} (s_i + s_{i-N+1}); \quad (9.4)$$

- парабол

$$F(t) = \int_{t-T_{\text{инт}}}^t s(\tau) d\tau = \frac{\Delta}{3}(s_i + s_{i-N+1}) + \frac{4\Delta}{3} \sum_{k=1}^{\frac{N-2}{2}} s_{i-2k+1} + \frac{2\Delta}{3} \sum_{k=1}^{\frac{N-2}{2}} s_{i-2k}, \quad (9.5)$$

и другие.

Метод парабол (Симпсона) обеспечивает наименьшую погрешность при заданном числе интервалов $N - 1$, которое в простых вычислениях обычно выбирается от 30 до 50. Общим свойством рассмотренных методов является снижение погрешности с ростом N , особенно при $N \gg 1000$, однако при этом возникают вычислительные трудности и необходимо использовать быстрые цифровые алгоритмы.

Наиболее прост интегратор на основе по формулы прямоугольников (9.3), структурная схема интегратора показана на рис. 9.1.

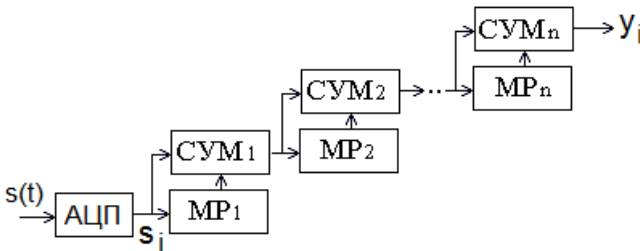


Рис. 9.1

Рассмотрим интегрирование гармонического сигнала с единичной амплитудой и частотой F вида

$$s(t) = \cos(2\pi Ft), \quad (9.6)$$

аналитическое значение интеграла равно

$$\begin{aligned}
 F_0(t) &= \int_{t-T_{ИИТ}}^t s(\tau) d\tau = \int_{t-T_{ИИТ}}^t \cos(2\pi F \tau) d\tau = \\
 &= \sin(2\pi F t) - \sin(2\pi F (t - T_{ИИТ})).
 \end{aligned}
 \tag{9.7}$$

На рис. 9.2 показаны результаты имитационного моделирования работы интегратора методом прямоугольников при $F = 1000 \Gamma\text{ц}$, $N = 2048$ ($n = 11$), частоте дискретизации АЦП $f_{KB} = 1 \text{ МГц}$ ($\Delta = 1 \text{ мкс}$) длительности интервала интегрирования $T_{ИИТ} = 2,048 \text{ мс}$. На рис. 9.2а сплошной линией показан результат интегрирования $F(t)$ (9.3), а точечной – его точное значение $F_0(t)$ (9.7). В начале в течение $T_{ИИТ}$ возникает переходной процесс заполнения регистров сдвига, а затем $F(t)$ практически совпадает с $F_0(t)$ (рис. 9.2б), график погрешности $F(t) - F_0(t)$ показан на рис. 9.2в (менее 0,5%).

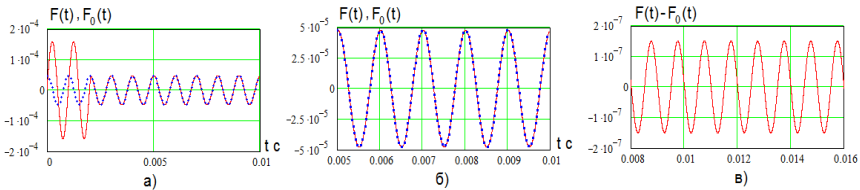


Рис. 9.2

Цифровой интегратор (рис. 9.1) для обеспечения малой погрешности требует, чтобы частота дискретизации была много больше частоты сигнала.

Значительно лучшие результаты обеспечивает интегратор на основе метода Симпсона.

Структурная схема интегратора показана на рис. 9.3. Входной сигнал $x(t)$, поступает на вход АЦП, который в моменты времени t_i , определяемые ГТИ 3 (i – порядковый номер), с интервалом времени τ формирует отсчеты x_i

входного сигнала. В текущий момент t_i , $k > N$, обрабатывается (интегрируется) выборка отсчетов объемом

$$N = 2^{m+2} + 1 \quad (9.8)$$

(m – целое число). Выбор N (9.8) необходим для организации быстрой вычислительной процедуры в каналах накопления отсчетов КНО₀ и КНО₁.

Значение интеграла на интервале времени от $t_i - (N-1)\tau$ до t_i вычисляется по формуле парабол (9.5) в соответствии с выражением

$$\begin{aligned} F_i &= \int_{t_i - (N-1)\tau}^{t_i} x(t) dt \approx \frac{\tau}{3} \left\{ x_i + 4 \sum_{j=1}^{2^{m+1}} x_{i-2j+1} + 2 \sum_{j=1}^{2^{m+1}-1} x_{i-2j} + x_{i-N+1} \right\} = \\ &= \frac{\tau}{3} \left\{ x_i + 4 \sum_{j=1}^{2^{m+1}} x_{i-2j+1} + 2 \sum_{j=1}^{2^{m+1}} x_{i-2j} - x_{i-N+1} \right\} \end{aligned} \quad (9.9)$$

с абсолютной погрешностью R , равной

$$R \leq \frac{(T_1)^5 A}{180[2(N-1)]^4}, \quad (9.10)$$

где

$$A = \max_{t \in [t_i - T_1, t_i]} |dx^4(t)/dt^4|. \quad (9.11)$$

Структурная схема интегратора показана на рис. 9.3.

Отсчеты x_i входного сигнала ($i \geq N$ - номер последнего принятого отсчета) с выхода АЦП запоминаются в регистре сдвига РС, на пяти выходах которого формируются величины $s_1 = x_i$, $s_2 = x_{i-1}$, $s_3 = x_{i-2}$, $s_4 = x_{i-3}$ и $s_5 = x_{i-4}$. На выходах сумматоров получим величины $s_2 + s_4 = x_{i-1} + x_{i-3}$ и

$s_3 + s_5 = x_{i-2} + x_{i-4}$, поступающие в каналы накопления отсчетов КНО₀ и КНО₁, в которых вычисляются суммы

$$\sum_{j=1}^{2^{m+1}} x_{i-2j+1}, \quad (9.12)$$

$$\sum_{j=1}^{2^{m+1}} x_{i-2j}. \quad (9.13)$$

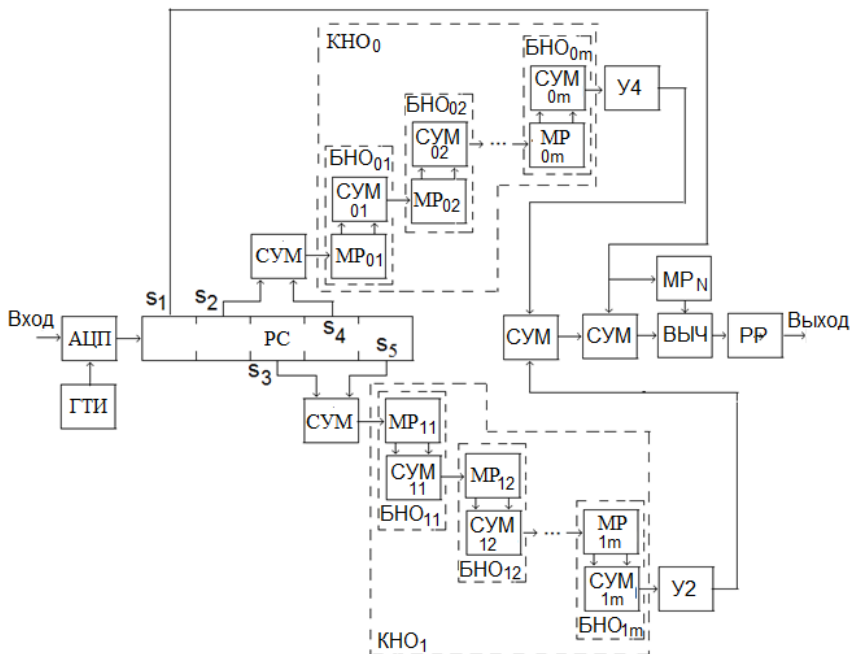


Рис. 9.3

Оба ККО построены на каскадно соединенных блоках накопления отсчетов (БНО), в которых вычисляются суммы пар, четверок и т.д. отсчетов.

Число БНО m равно

$$m = \log_2(N - 1) - 2, \quad N \geq 9. \quad (9.14)$$

Например, при $N = 33$ из (9.17) получим $m = 3$, то есть в каждом КНО необходимо использовать по три БНО, а при $N = 1025$ получим $m = 8$.

Отклики КНО умножаются на 4 и на 2 (смещается разрядная сетка на 2 и 1 разряд в умножителях У4 и У2 соответственно) и затем суммируются, получая величину

$$4 \sum_{j=1}^{2^{m+1}} x_{i-2j+1} + 2 \sum_{j=1}^{2^{m+1}} x_{i-2j},$$

к которой в сумматоре добавляется значение x_i , а в вычитателе удаляется x_{i-N+1} , в результате формируется оценка интеграла

$$x_i + 4 \sum_{j=1}^{2^{m+1}} x_{i-2j+1} + 2 \sum_{j=1}^{2^{m+1}} x_{i-2j} - x_{i-N+1} \approx \frac{3}{\tau} \int_{t_i-(N-1)\tau}^{t_i} x(t) dt. \quad (9.15)$$

Эта величина записывается в регистр результата (РР).

Для вычисления полной суммы (9.15) требуется $2m$ БНО и столько же регистров сдвига, например, при $N = 1025$ получим $m = 9$. Общий объем ячеек памяти многоразрядных регистров сдвига равен $N + 2m$. Многоразрядные регистры сдвига можно реализовать с помощью оперативного запоминающего устройства.

Достоинством предлагаемых интеграторов является простота реализации на ПЛИС и высокая скорость работы при скользящем накоплении большого числа (десятки тысяч) отсчетов сигнала.

9.2. Измеритель действующего значения сигнала

Достаточно важным электронным устройством является измеритель действующего значения сигнала (вольтметр или амперметр переменного тока). В подавляющем большинстве случаев он реализуется как измеритель средневыпрямленного значения сигнала (детектор) с последующим аналоговым или цифровым формированием результата измерения, при этом шкала градуируется в действующих значениях гармонического сигнала. Если форма сигнала отличается от гармонической, появляется значительная погрешность измерения.

Действующее (среднеквадратическое) значение периодического сигнала $s(t)$ произвольной формы определяется выражением

$$S_D = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} s^2(t) dt}, \quad (9.16)$$

T - период сигнала, t_0 - начальный момент. Как видно, и в этом случае необходимо численное интегрирование.

Для вычисления (9.16) необходимо предварительно знать или измерять период T сигнала, что может быть затруднительно. Для оценки S_D можно записать выражение

$$S_D = \sqrt{\frac{1}{T_{ИИТ}} \int_{t_0}^{t_0+T_{ИИТ}} s^2(t) dt}, \quad (9.17)$$

которое совпадает с (9.16) при времени интегрирования $T_{ИИТ}$, кратном T .

Для гармонического сигнала

$$s(t) = S \cdot \cos(\omega t + \varphi) \quad (9.18)$$

из (9.16) получим

$$S_D = S_{D0} \sqrt{1 - \frac{\sin(\omega T_{\text{ИИТ}}) \cos(\omega T_{\text{ИИТ}} + 2\varphi)}{\omega T_{\text{ИИТ}}}}, \quad (9.19)$$

$S_{D0} = S / \sqrt{2}$ - точное действующее значение гармонического сигнала. Тогда относительная погрешность измерения оценивается выражением

$$\delta = \frac{S_D - S_{D0}}{S_{D0}} \leq \frac{T}{4\pi T_{\text{ИИТ}}} = \frac{1}{4\pi K}, \quad (9.20)$$

где T - период сигнала, а

$$K = \frac{T_{\text{ИИТ}}}{T} \quad (9.21)$$

- число периодов сигнала на интервале интегрирования. Как видно, уже при $K = 10$ погрешность меньше 0,8%, то есть для точной оценки действующего значения гармонического сигнала с неизвестным периодом достаточно выбрать интервал интегрирования $T_{\text{ИИТ}} \gg T$.

Для обеспечения достаточно точных измерений необходимо формировать $K_0 = 50 \div 100$ отсчетов на период сигнала. В результате при измерении действующего значения сигнала необходимо использовать выборку из $N = K_0 K \gg 1000$ отсчетов АЦП.

На рис. 9.4 представлена структурная схема измерителя действующего значения сигнала.

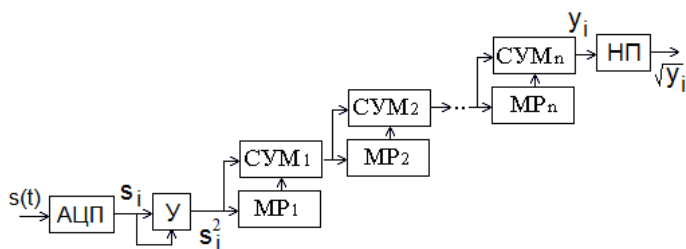


Рис. 9.4

Входной сигнал квантуется АЦП и на выходе цифрового умножителя Y формируются квадраты отсчетов входного сигнала $y_i = s_i^2$, которые затем усредняются (интегрируются) в течение $N = 2^n$ отсчетов, формируя средний квадрат сигнала y_i , i - номер текущего отсчета, а затем с помощью нелинейного преобразователя (НП) - измеренное среднеквадратическое значение $S_{Di} = \sqrt{y_i}$. Это преобразование можно реализовать с помощью приближенных вычислений (2.33), (2.35), либо используя ПЗУ, например, типа М29F032D.

В результате на выходе измерителя получим

$$S_{Di} = \sqrt{y_i} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_{i-k}^2}. \quad (9.22)$$

На рис. 9.5а приведена зависимость S_{Di} от текущего времени $t = i \cdot \Delta$ при частоте сигнала $f = \omega/2\pi = 10 \text{кГц}$, частоте квантования 1 МГц ($\Delta = 1 \text{мкс}$) и объеме выборки $N = 4096$, числе отсчетов на периоде $K_0 = 100$, числе периодов на интервале усреднения $K \approx 41$. На начальном этапе происходит заполнение регистров сдвига в течение 4,096 мс, а затем производятся достаточно точные текущие измерения, их результат равен $1/\sqrt{2}$ (пунктир). На рис. 9.5б показаны колебания результатов измерения (сотые доли процента).

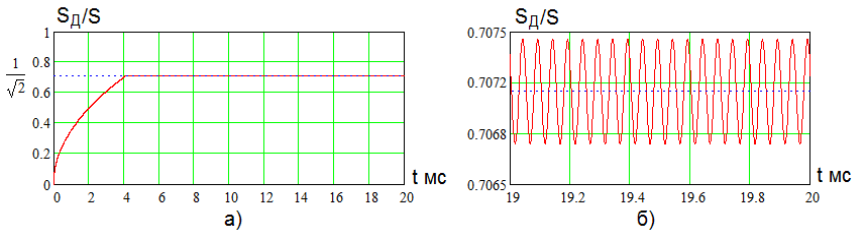


Рис. 9.5

При частоте квантования 1 МГц работоспособность измерителя сохраняется в диапазоне частот от 1 кГц до 490 кГц. На более низких частотах необходимо снижать частоту квантования или увеличивать N . При увеличении частоты f сигнала от 490 кГц до 500 кГц резко падает точность измерения, а на частоте 500 кГц отклик практически равен нулю (период сигнала равен 2Δ). В области частот $510\text{кГц} < f < 990\text{кГц}$ работоспособность измерителя восстанавливается, хотя на периоде сигнала формируется менее двух отсчетов, а затем вновь возрастает погрешность, а на частоте 1МГц отклик измерителя опять становится равным нулю (период равен Δ). Эти эффекты показаны на рис. 9.6, где жирными прямоугольниками обозначены рабочие области измерителя. Для исключения пораженных областей в окрестности нормированных частот $f\Delta = 0,5, 1, 1,5$ и так далее в соответствии с результатами моделирования достаточно ввести колебания частоты квантования АЦП с относительной нестабильностью $10^{-3} \div 10^{-4}$.

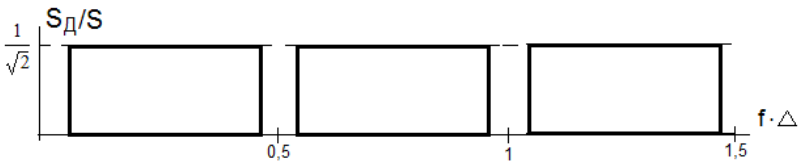


Рис. 9.6

Таким образом, предлагаемый измеритель действующего значения сигнала обеспечивает высокую точность в широком диапазоне частот. Аналогичные результаты имеют место и для негармонических сигналов.

Особый интерес представляет измерение действующего значения напряжения силовой электросети с частотой 50 Гц и действующим значением 220 В. Форма колебаний напряжения может существенно отличаться от гармонической, при этом возникает значительная погрешность при измерении традиционными вольтметрами. Аналогичные проблемы возникают и при измерении тока силовой сети.

Пример нормированного к амплитуде сетевого напряжения с искаженной формой показан на рис. 9.7а, результат его измерения S_{Di}/S показан на рис. 9.7б при $N = 2^{13} = 8192$ и периоде квантования $\Delta = 10^{-4}$ с. Если оно измеряется вольтметром, реагирующим на **средневыпрямленное** значение, шкала которого проградуирована в действующих значениях гармонического сигнала, он покажет величину $S_{Di}/S = 0,793$ (отмечена пунктирной линией на рис 9.7б), в то время, как истинное среднеквадратическое значение равно $S_{Di}/S = 0,894$ (сплошная линия). Точечной линией отмечено действующее значение гармонического сигнала.

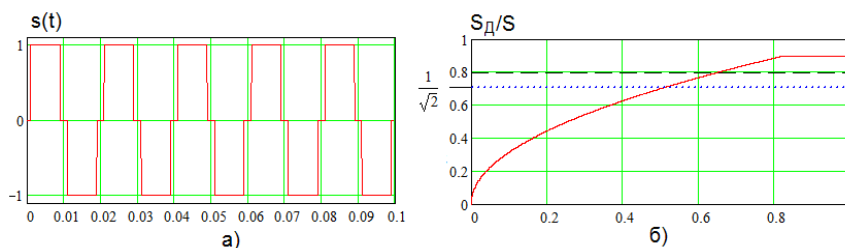


Рис. 9.7

Как видно, традиционное измерение приведет к ошибке

в 11%, а рассматриваемый вольтметр обеспечит погрешность менее 0,1%.

9.3. Измеритель среднего значения и дисперсии случайного сигнала

В радиотехнике рассматриваются различные случайные процессы $s(t)$ (сигналы, помехи, шумы аппаратуры) с разнообразными статистическими свойствами, которые описываются законами распределения вероятностей, корреляционными и другими функциями и рядом параметров. Часто такими параметрами являются среднее значение S_{cp} (постоянная составляющая) и дисперсия σ^2 - мощность (σ - среднеквадратическое отклонение или действующее значение).

Структурная схема измерителя среднего значения и дисперсии случайного сигнала (шума) показана на рис. 9 8.

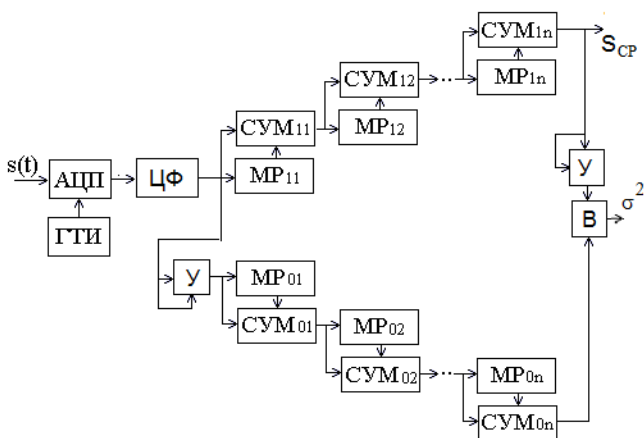


Рис. 9.8

Отсчеты входного случайного процесса от АЦП через цифровой фильтр (ЦФ) поступают в канал вычисления среднего S_{cp} ,

$$S_{CP} = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} s_{k-j}, \quad (9.23)$$

а после возведения в квадрат множителем (У) – в канал вычисления среднего квадрата

$$S_{KB} = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} (s_{k-j})^2. \quad (9.24)$$

Оценка среднего S_{CP} выдается на выход измерителя, а после возведение в квадрат с помощью множителя – вычитается из среднего квадрата, формируя оценку дисперсии σ^2 ,

$$\sigma^2 = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} (s_{k-j} - S_{CP})^2}{N-1} = \frac{1}{N-1} \left[\sum_{j=0}^{N-1} (s_{k-j})^2 - N(S_{CP})^2 \right] = \frac{N}{N-1} [S_{KB} - (S_{CP})^2], \quad (9.25)$$

а при больших $N \gg 1$ приближенно

$$\sigma^2 = S_{KB} - (S_{CP})^2. \quad (9.26)$$

Известны нормированные оценки погрешности - среднеквадратического отклонения (СКО) - для независимых отсчетов случайного процесса из нормальной совокупности со средним значением a_0 и дисперсией σ_0^2 (СКО σ_0):

$$\delta_0 = CKO \left(\frac{S_{CP} - a_0}{a_0} \right) = \frac{1}{\sqrt{N}}, \quad (9.27)$$

$$\delta_1 = CKO \left(\frac{\sigma^2 - \sigma_0^2}{\sigma_0^2} \right) = \frac{2}{\sqrt{N}}. \quad (9.28)$$

Погрешности измерений падают с ростом объема выборки N , целесообразно выбрать $N \gg 100$.

На рис. 9.9а показаны полученные методами статистического имитационного моделирования зависимости оценок от номера отсчета i при $a_0 = 1$, $\sigma_0^2 = 1$, $N = 1024$.

По результатам имитационного моделирования нормированное СКО S_{cp} равно 0,029 при теоретическом значении (9.27) 0,031, оценка СКО нормированной дисперсии 0,041, а теоретическое значение (9.28) равно 0,044. С ростом N погрешность измерения уменьшается.

Аналогично могут быть реализованы и другие измерители статистических характеристик: моментов высших порядков, корреляционных функций, коэффициентов корреляции и т.д.

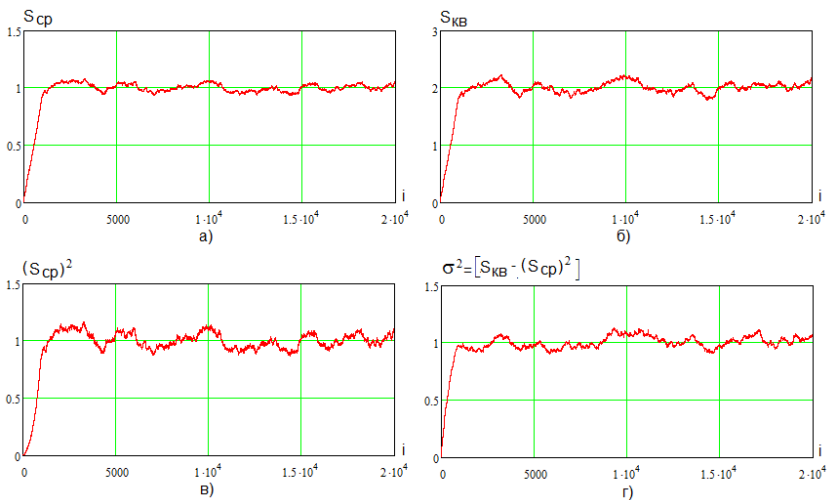


Рис. 9.9

10. ИМИТАТОРЫ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ

10.1. Задачи имитации сигналов

В различных областях радиотехники (и не только) широко используются источники различных сигналов. Это измерительные приборы - генераторы **детерминированных** сигналов различной формы (гармонических, импульсных, модулированных), сигналов специальной формы и т.д. При моделировании радиоэлектронных устройств (например, в программе MicroCAP) используются модели таких сигналов. Они заданы в явном виде, например, формулой, с соответствующими параметрами (амплитудой, частотой и др.).

Если речь идет о случайных воздействиях (сигналах), то описание их временной реализации отсутствует и используются статистическое (вероятностное, корреляционное, спектральное) описание. В простейшем случае генератор шума реализуется на базе теплового шума электронного элемента с последующим усилением до требуемого уровня. Свойства этого случайного процесса описываются приближенно (гауссовский шум) и возможности изменения его свойств весьма ограничены.

При моделировании случайных процессов (шумов аппаратуры) используются датчики псевдослучайных чисел (в программах MicroCAP, MathCAD и др.). Чаще всего это числа с равномерным или нормальным распределением вероятностей.

При проведении экспериментальных работ, испытаний аппаратуры, статистическом имитационном моделировании требуются источники (датчики) случайных процессов с заданными разнообразными свойствами, которые при проведении этих работ недоступны и их необходимо **имитировать** с помощью специальных устройств или программ.

Например, при проектировании аппаратуры связи требуется оценить ее характеристики до натуральных испытаний.

Для этого необходимо имитировать свойства канала передачи сигнала (шумы, замирания сигнала, многолучевость) с помощью аппаратуры имитации или при моделировании с использованием программных датчиков случайных процессов.

Свойства имитируемых случайных процессов (например, замираний в КВ канале) могут быть весьма разнообразны и для реализации имитатора необходимо выбрать универсальную модель случайного процесса, в качестве которой используем марковскую модель (цепь Маркова).

10.2. Марковская модель случайного процесса

Простая цепь Маркова описывает вероятностную связь текущего значения дискретного сигнала $z_n = j$ в момент времени t_n с **предшествующим** значением $z_{n-1} = i$ в момент времени t_{n-1} , $i, j = \overline{1, M}$, причем z_n не зависит от более ранних значений z_{n-2} и т.д. Эта связь для однородного процесса не зависит от времени и описывается **матрицей переходных вероятностей**

$$P_{ij} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & \dots & P_{1M} \\ P_{21} & P_{22} & \dots & P_{2M} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ P_{M1} & P_{M2} & \dots & P_{MM} \end{bmatrix}, \quad (10.1)$$

P_{ij} - вероятность перехода значения случайного процесса $z_{n-1} = i$ к следующему значению $z_n = j$.

Первое значение z_1 в момент времени t_1 марковский процесс принимает значения $z_1 = i$ с вероятностями q_i , которые представляются в виде матрицы – столбца

$$[q_i] = \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ \dots \\ q_M \end{bmatrix}. \quad (10.2)$$

Для матрицы переходных вероятностей (10.1) справедливо условие

$$\sum_{j=1}^M P_{ij} = 1, \quad i = \overline{1, M}, \quad (10.2)$$

эти матрицы называют **стохастическими**.

Простая марковская цепь обладает достаточной универсальностью при моделировании случайных процессов с заданной двумерной плотностью вероятностей. Большое число x параметров модели – переходных вероятностей равно $M(M - 1)$. При $M = 16$ получим 240 параметров, а при $M = 64$ – 4032.

Простая цепь Маркова – это односвязная модель. Возможности марковского моделирования расширяются при использовании многосвязных представлений случайного процесса.

10.3. Имитатор случайных процессов

С помощью матрицы переходных вероятностей $[P_{ij}]$ (10.1) формируется матрица **двумерной функции распределения вероятностей**

$$F_{ij} = \sum_{m=1}^j P_{im}, \quad (10.3)$$

с помощью которой имитируется случайный сигнал с требуемыми двумерными вероятностными свойствами.

Для **нормального** (гауссовского) случайного процесса $x(t)$ со значениями $x(t_1) = x_1$ и $x(t_2) = x_2$ двумерная плотность вероятностей имеет вид

$$w(x_1, x_2) = \frac{1}{2\pi\sigma^2\sqrt{1-r^2}} \exp\left[-\frac{(x_1 - x_{CP})^2 + 2r(x_1 - x_{CP})(x_2 - x_{CP}) + (x_2 - x_{CP})^2}{2(1-r^2)\sigma^2}\right], \quad (10.4)$$

где x_{CP} - среднее значение, σ^2 - дисперсия, r - коэффициент корреляции. Если выбрать шаг квантования по уровню

$$d = \frac{(6 \div 8)\sigma}{M} \quad (10.5)$$

и значения уровней квантования

$$g_m = \begin{cases} -\infty & \text{при } m = 0, \\ \left(m - \frac{M}{2}\right) \cdot d + x_{CP} & \text{при } m = \overline{1, (M-1)}, \\ \infty & \text{при } m = M, \end{cases} \quad (10.6)$$

то для переходных вероятностей получим

$$[P_{ij}] = \frac{\int_{g_i}^{g_j} \int_{g_{i-1}}^{g_{j-1}} w(x_1, x_2) dx_2 dx_1}{\int_{g_{i-1}}^{g_i} \int_{-\infty}^{\infty} w(x_1, x_2) dx_2 dx_1}. \quad (10.7)$$

Матрицы $[P_{ij}]$ и $[F_{ij}]$ можно представить графически в трехмерных координатах. Для рассмотренного двумерного

нормального распределения вероятностей (10.4) при $x_{CP} = 0$, $\sigma^2 = 4$ и $M = 32$ ($m = 5$) и различных коэффициентах корреляции диаграммы $[P_{ij}]$ показаны на рис. 10.1, а $[F_{ij}]$ - на рис. 10.2.

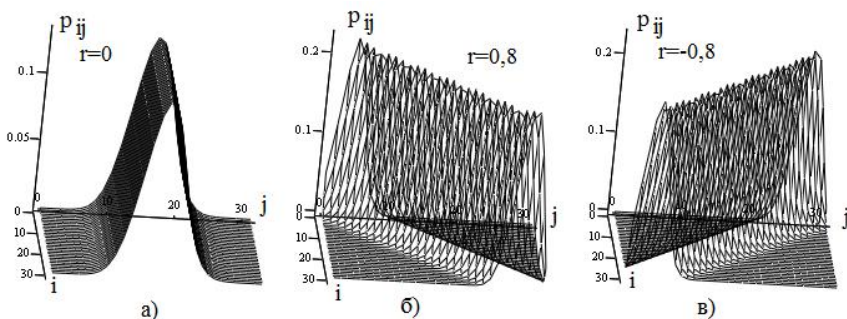


Рис. 10.1

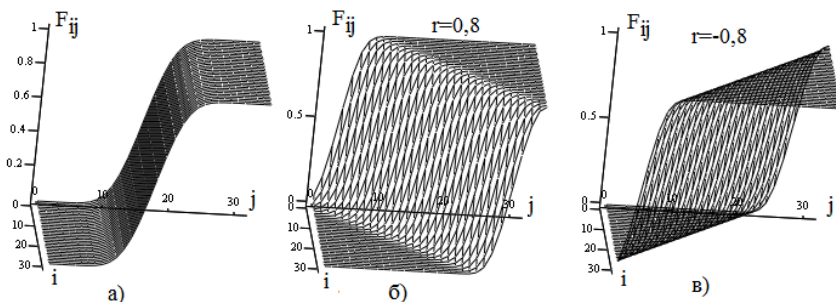


Рис. 10.2

Аналогичная марковская модель может быть построена по экспериментальной реализации случайного сигнала достаточно большого объема.

Для экспериментальной оценки вероятностей P_{ij} определяются числа l_{ij} переходов соседних отсчетов сигнала от $z_{n-1} = i$ к $z_n = j$, тогда при большом объеме выборки $L \gg M^2$ получим оценки

$$P_{ij} = \frac{l_{ij}}{\sum_{k=1}^M l_{ik}}, \quad (10.8)$$

$$F_{ij} = \frac{\sum_{k=1}^j l_{ik}}{\sum_{k=1}^M l_{ik}}. \quad (10.9)$$

Если в i -й строке $l_{ij} = 0$ для всех j , то в знаменателях (10.8) и (10.9) возникает неопределенность, для устранения которой к значениям l_{ij} необходимо добавить 1.

В качестве примера на рис. 10.3 представлены полученные экспериментально трехмерные диаграммы матрицы переходных вероятностей $[P_{ij}]$ и функции распределения вероятностей $[F_{ij}]$ радиосигнала с цифровой частотной манипуляцией GMSK при $M = 64$ ($m = 6$).

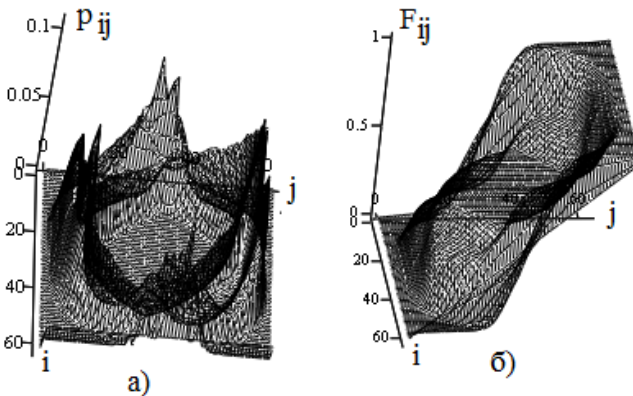


Рис. 10.3

Значения F_{ij} с ростом j меняются от $F_{i1} = 0$ до $F_{iM} = 1$ и этот диапазон делится на $V = 2^N$ интервалов, а их нижние

границы F_D представляются двоичным N -разрядным кодом $d_{N-1}d_{N-2}...d_0$ (от 00...0 до 11...1)

$$F_D = \frac{1}{V} D, \quad (10.10)$$

D - десятичный эквивалент кода $d_{N-1}d_{N-2}...d_0$, $N \geq m$ и $F_V = 1$.

Для каждого предшествующего значения i отсчета сигнала для всех возможных кодов $d_{N-1}d_{N-2}...d_0$ найдем значения j_D следующего отсчета в соответствии с неравенством

$$F_D \leq F_{ij} < F_{D+1}. \quad (10.11)$$

Структурная схема имитатора показана на рис. 10.4.

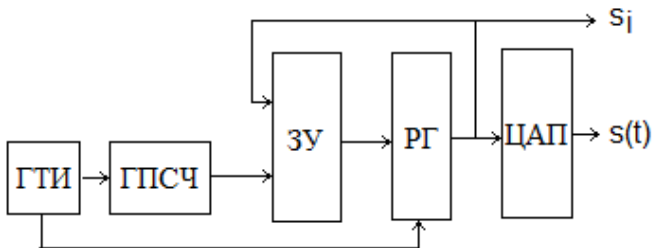


Рис. 10.4

Полученные из неравенства (10.11) массивы j_{iD} записываются в запоминающее устройство (ЗУ) в виде страниц с адресами ячеек $d_{N-1}d_{N-2}...d_0$ (младшие разряды адреса ЗУ). Страницы адресуются двоичным кодом i (задает старшие разряды адреса ЗУ).

Коды $d_{N-1}d_{N-2}...d_0$ формируются генератором псевдослучайных чисел (ГПСЧ), который может быть

реализован в виде шумового генератора или, например, в виде генератора М-последовательности на базе R - разрядного регистра сдвига, N разрядов которого ($N < R$) образуют код $d_{N-1}d_{N-2}...d_0$.

При $N=43$ период М-последовательности равен $2^N - 1 = 8,796 \cdot 10^{12}$, а при $N=61$ уже $2^N - 1 = 2,306 \cdot 10^{18}$, что вполне достаточно для формирования реализаций случайного сигнала большой длительности.

По сигналам от генератора тактовых импульсов ГПСЧ формирует коды $d_{N-1}d_{N-2}...d_0$. Начальное состояние регистра (РГ) (может быть любым) определяет первый отсчет i (m -разрядный двоичный код) имитируемого сигнала. Оно задает страницу ЗУ (старшие разряды адреса), а код $d_{N-1}d_{N-2}...d_0$ выбирает ячейку памяти, содержащую следующий отсчет j имитируемого сигнала, выбираемый в соответствии с функцией распределения вероятностей F_{ij} . Двоичный код j появляется на выходе ЗУ. Следующим тактовым импульсом от ГТИ код j записывается в РГ, становясь предшествующим отсчетом i , а новый код ГПСЧ выбирает следующий отсчет сигнала. Далее процедура повторяется и отсчеты случайного сигнала выдаются на цифровой выход имитатора, а через ЦАП – на его аналоговый выход.

Разрядность m кода отсчетов сигнала целесообразно выбирать в интервале $m=6 \div 10$, а кода $d_{N-1}d_{N-2}...d_0$ ГПСЧ $N=8 \div 10$, в результате разрядность шины адреса блока памяти равна $m+N=14 \div 20$, то есть емкость блока памяти составит не более $1 \div 2$ МБайт.

На рис. 10.5 показана временная диаграмма имитируемого гауссовского (нормального) случайного процесса при $x_{CP} = 0$ $\sigma^2 = 4$ ($\sigma = 2$) и $r = 0,8$ (приложение 7).

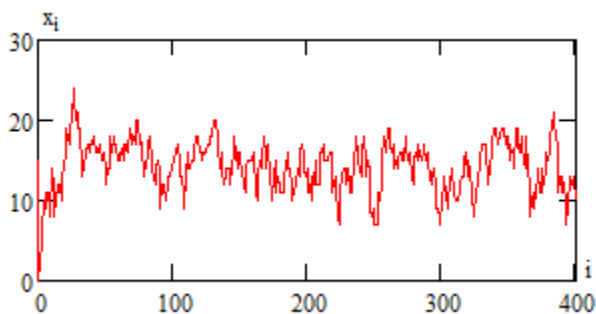


Рис. 10.5

10.4. Датчик псевдослучайных чисел

В программах статистического имитационного моделирования необходимо формировать последовательность псевдослучайных чисел с заданными вероятностными и корреляционными свойствами. Процедуры (функции) их формирования называют датчиками. Они присутствуют в системах программирования (С, Dtlphi), вычислительных программах (MathCAD).

Широко распространены датчики независимых псевдослучайных чисел с равномерным и нормальным распределением вероятностей. В большинстве датчиков используются функциональные преобразования равновероятных чисел, что требует значительных вычислительных затрат и снижает скорость моделирования. Сложнее формировать псевдослучайные числа с заданными корреляционными свойствами или с двумерным распределением вероятностей.

Можно реализовать датчик псевдослучайных чисел на основе марковской модели имитируемого процесса, которая может формироваться по теоретической двумерной плотности вероятностей или по полученной экспериментально выборке отсчетов случайного процесса.

Алгоритм формирования случайных чисел показан на рис. 10.6а.

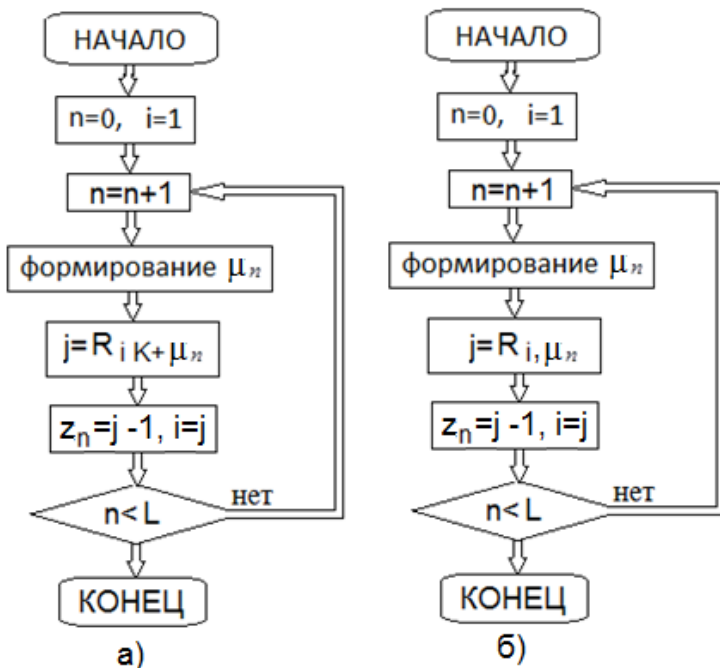


Рис. 10.6

Типовой программный датчик псевдослучайных (или случайных) чисел с равномерным распределением вероятностей формирует числа v_n с плавающей точкой на интервале от 0 до 1. Если выбрано предыдущее значение $z_{n-1}=i$, то следующее $z_n=j$ выбирается как минимальное значение j , при котором выполняется неравенство (10.11).

На основе чисел v_n определяются **целые** числа с равномерным распределением вероятностей

$$\mu_n =]v_n 2^K[, \quad (10.12)$$

где $] [$ - оператор формирования целой части числа, числа μ_n изменяются от 0 до $K-1$, $K = 2^k$, k - заданное целое число, значения μ_n будут использоваться для индексации элементов массива.

В качестве датчика псевдослучайных чисел v_n в программе может использоваться типовая процедура Random или ей аналогичная. Числа μ_n могут формироваться согласно (10.12) или генератором двоичных последовательностей на основе регистров сдвига, например, M-последовательностей. Случайные числа μ_n могут вырабатываться с помощью аппаратного источника шума и компаратора.

В процедуре (10.11) для каждого $i = \overline{1, M}$ просчитывается для всех возможных чисел μ_n значения $j = \overline{1, M}$, которые записываются в одномерный массив $R_d = j$ с индексом

$$d = (i-1) \cdot K + \mu_n. \quad (10.13)$$

В начале выбирается первое значение $i=1$ (оно может быть любым от 1 до M). Далее для $n=1$ формируется целое число μ_1 , определяется индекс d массива R_d и считывается число j по адресу (индексу массива) R_d . Полученное значение присваивается переменной $z_n = j-1$ (получаются числа от 0 до $M-1$), которая и является результатом работы датчика.

На рис. 10.6б представлен вариант структурной схемы эквивалентного алгоритма формирования случайных чисел на базе двумерного массива значений $j = R_{i, \mu_n}$.

Рассмотрим датчик псевдослучайных чисел на базе двумерного нормального распределения вероятностей (10.4) с коэффициентом корреляции $r = 0,4$ и шагом квантования $d = 10\sigma/M$ (10.5). Переходные вероятности определены согласно (10.7), матрицы P_{ij} представлены на рис. 10.7а в виде трехмерной диаграммы при $M = 64$, а на рис. 10.7б показано распределение вероятностей F_{ij} согласно (10.3).

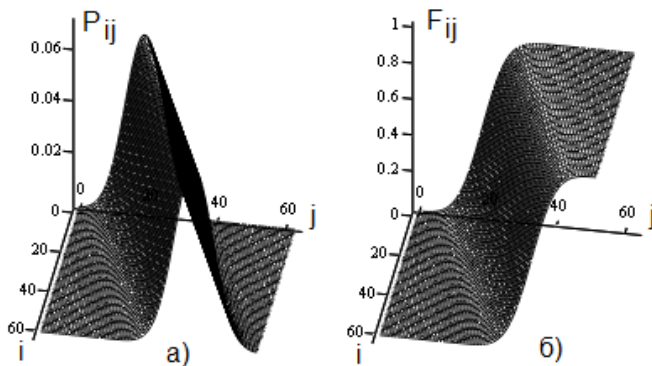


Рис. 10.7

На рис. 10.8 представлена часть массива значений R_d , полученного согласно (10.11), его индексы d вычислены согласно (10.13) и нормированы к 2^K при $K = 14$. Смещение кривых для разных i обусловлено влиянием коэффициента корреляции и согласуется с матрицами на рис. 10.7а

На рис. 10.10б точками показаны значения корреляционной функции в зависимости от смещения отсчетов k , пунктиром показаны теоретические значения.

Рассмотрим датчик псевдослучайных чисел на основе отличающейся от нормальной двумерной плотности вероятностей вида

$$w(x, y) = \frac{1}{2} \sin(x + y), \quad 0 \leq x, y < \pi/2, \quad (10.14)$$

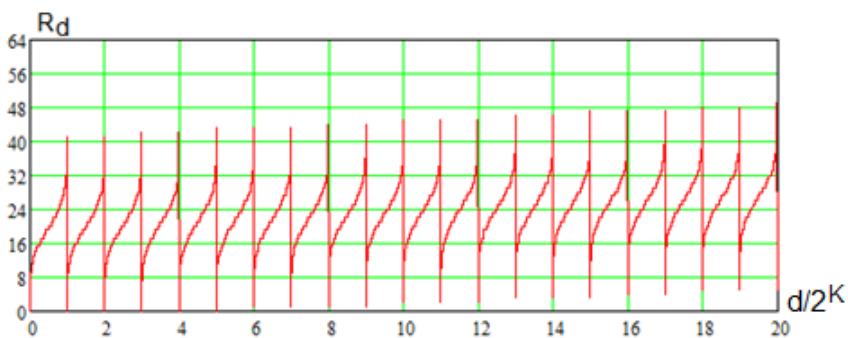


Рис. 10.8

На рис. 10.9 показана реализация цифровых отсчетов датчика псевдослучайных чисел z_n , а на рис. 10.10а – ее гистограмма. Точками на рис. 10.10а отмечены теоретические вероятности, как видно, совпадение удовлетворительно.

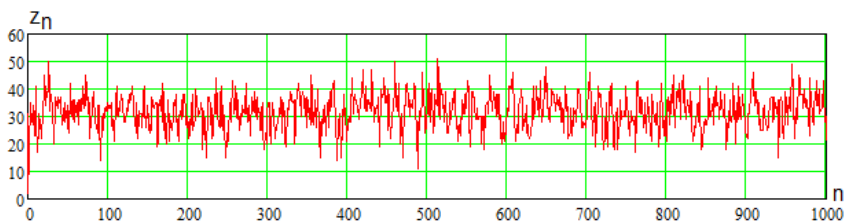


Рис. 10.9

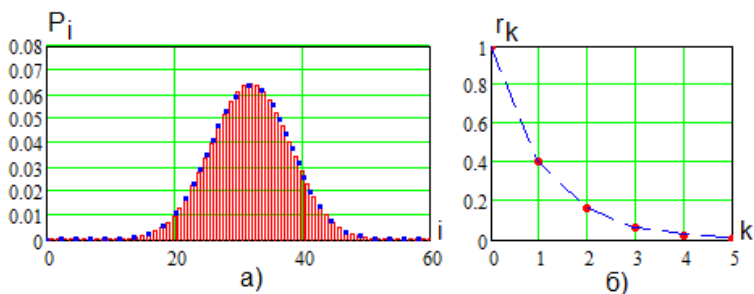


Рис. 10.10

Трехмерный график (10.14) показан на рис. 10.12а, теоретический коэффициент корреляции равен $r = -0,245$.

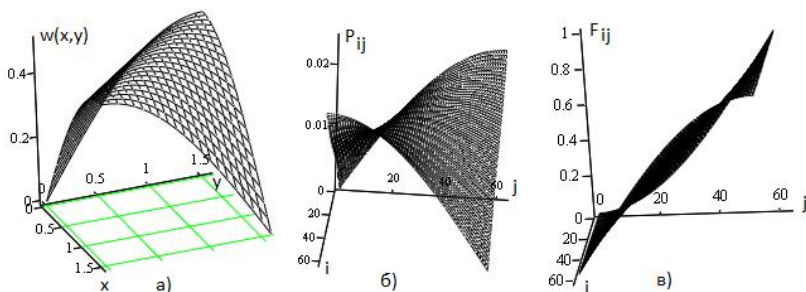


Рис. 10.12

На рис. 10.12б приведена трехмерная диаграмма матрицы переходных вероятностей P_{ij} , на рис. 10.12в - распределения вероятностей F_{ij} , а на рис. 10.13 – графика массива R_d при $M = 64$ и $K = 14$.

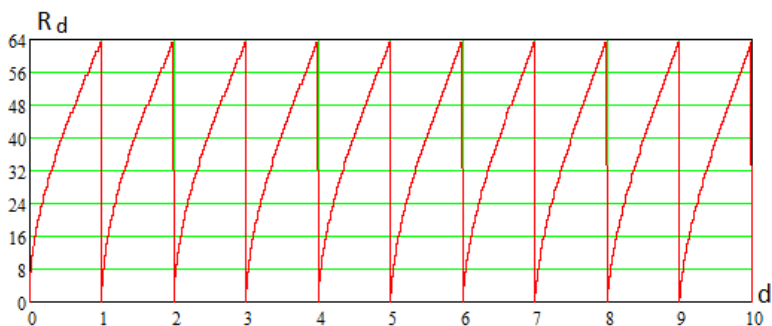


Рис. 10.13

В результате моделирования получена последовательность псевдослучайных чисел z_n , показанная на рис. 10.14а. На рис. 10.14б представлена гистограмма этой реализации объемом 10^6 отсчетов, точками отмечены теоретические значения.

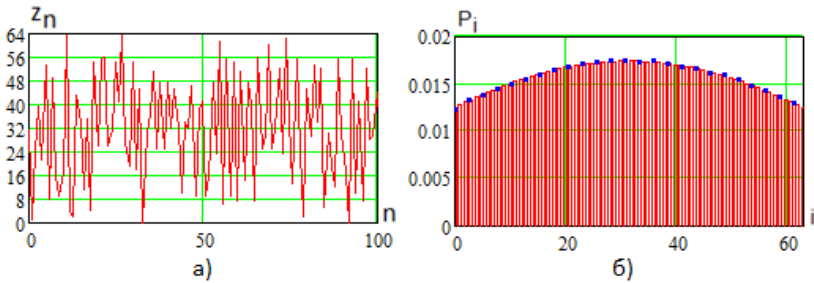


Рис. 10.14

На рис. 10.15а представлена трехмерная диаграмма матрицы совместных вероятностей пар значений $P(i, j)$ в соответствии с плотностью вероятностей $w(x, y)$

$$P(i, j) = \int_{g_{i-1}}^{g_i} \int_{g_{j-1}}^{g_j} w(y_1 y_2) dy_2 dy_1, \quad (10.15)$$

а на рис. 10.15б – статистическая оценка этих вероятностей по полученной выборке отсчетов.

Эмпирический коэффициент корреляции равен $r = -0,244$, что совпадает с теоретическим значением.

Как видно, обеспечивается высокая точность моделирования при различных вероятностных свойствах имитируемых процессов.

В результате статистического имитационного моделирования датчика установлено, что небольшие (5-10 %) отклонения источника чисел v_n (μ_n) от равномерного распределения вероятностей практически не сказываются на качестве работы датчика.

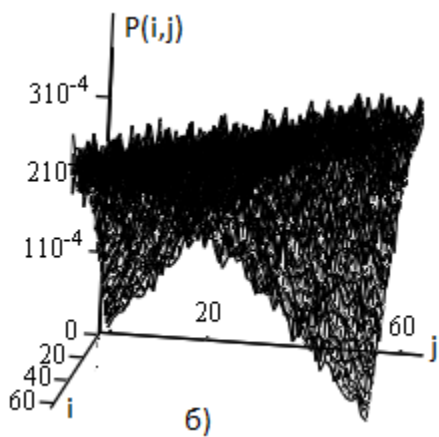
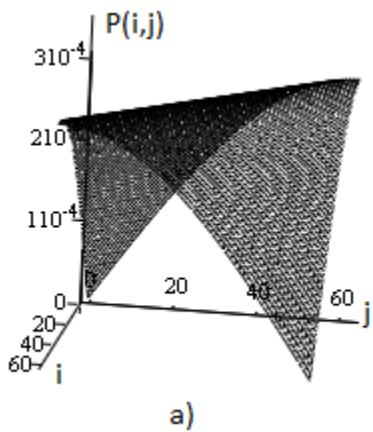


Рис. 10.15. Совместные вероятности значений процесса

11. ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ

Лабораторные работы выполняются по индивидуальным заданиям, приведенным в приложении 8, на компьютерах дисплейного класса кафедры радиотехники, их перечень приведен в табл. 11.1.

Таблица 11.1

Номер	Наименование
1	Ознакомительная
2	Моделирование сигналов
3	Дискретизация сигнала
4	Структурная схема модели цифрового устройства
5	Разработка модели цифрового устройства
6	Формирование результатов моделирования цифрового устройства
7	Исследование результатов моделирования цифрового устройства
8	Оформление материалов по результатам исследований
9	Заключительное занятие

При выполнении заданий студент выбирает направление исследований:

- моделирование алгоритмов обработки сигналов на языках высокого уровня;
- разработка алгоритмов обработки сигналов на ПЛИС с последующим моделированием в программе MatLab;
- разработка алгоритмов обработки сигналов на ПЛИС с аппаратной реализацией и экспериментальными исследованиями.

Преподаватель может предлагать студентам усложненные лабораторные задания по моделированию и реализации на ПЛИС алгоритмов обнаружения и демодуляции

радиосигналов, по результатам исследования которых могут быть подготовлены публикации.

По результатам работ оформляется отчет с представлением рабочих материалов на каждом занятии. По результатам исследований рекомендуется подготовить материалы для участия в конкурсах студенческих научных работ и публикации в сборнике научных трудов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Учебное пособие содержит материал, необходимый для изучения методов цифровой обработки сигналов. В качестве примеров и вариантов индивидуальных заданий рассматриваются предложенные авторами быстрые алгоритмы цифровой обработки радиосигналов. Предлагается провести их исследование, моделирование и проектирование на базе ПЛИС.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. / Л.М. Финк. - М.: Советское радио, 1970.-728с.
2. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая. / Б.Р. Левин. М.: Советское радио, 1969. – 752с.
3. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. - 384 с.
4. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. / Б. Скляр. -М.: Издательский дом «Вильямс», 2003, 1104 с.
5. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. - М.: Радио и связь. 2000. -800 с.
6. Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами. М.: Радио и связь, 1991. – 296 с.
7. Литвиненко В.П. Моделирование случайных процессов: учеб. пособие / В.П. Литвиненко, О.В. Черноярв. Воронеж: ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический университет», 2017. 175 с.
8. Glushkov A.N., Litvinenko V.P., Matveev B.V., Chernoyarov O.V., Salnikova. A.V. Basic Algorithm for the Coherent Digital Processing of the Radio Signals. Proceeding of the 2015 International Conference on Space Science & Communication. – Malaysia, Langkawi, 2015. – 5 p.
9. Glushkov A.N., Litvinenko V.P., Matveev B.V., Chernoyarov O.V. Basic Algorithm for the Noncoherent Digital Processing of the Narrowband Radio Signals. Applied Mathematical Sciences, Vol. 9, 2015, no. 95, 4727 – 4735.
10. Глушков А.Н. Обнаружение узкополосных сигналов с оценкой уровня шума / А.Н. Глушков, В.П. Литвиненко, С.В. Бухарин // Телекоммуникации. – 2006. – №1. – С. 8–11.
11. Lintvinenko V.P., Lintvinenko Yu.V., B.V. Matveev, O.V. Chernoyarov, A.A. Makarov. The New Detection Technique

of Phase-Shift Keyed Signals. Proceeding of the 2016 International Conference on Applied Mathematics, Simulation and Modelling (AMSM2016). – China, Beijing, May 28-29, 2016, 2016. – P. 1-4.

12. Glushkov A.N., Litvinenko V.P., Matveev B.V., Chernoyarov O.V. Digital Noncoherent Demodulation of the Frequency-Modulated Signals. Applied Mathematical Sciences, Vol. 9, 2015, no. 139, 6925 – 6934.

13. Chernoyarov O. V., Glushkov A. N., Litvinenko V.P. Litvinenko Y.V., B. V . Matveev. Fast Digital Algorithms for the Noncoherent Demodulation of the Differential Phase-Shift Keyed Binary Signals. International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.), Vol. 13, N. 4, pp. 334-341, July – August 2018.

14. Chernoyarov O. V., Glushkov A. N., Litvinenko V.P. Litvinenko Y.V., B. V . Matveev. Digital Demodulator of the Quadrature Amplitude Modulation Signals. MEASUREMENT SCIENCE REVIEW, 18, (2018), No. 6, 236-242.

15. Litvinenko V.P., Litvinenko Yu.V., Matveev B.V., Chernoyarov O.V., Makarov A.A.. Digital Algorithm for Phase Locking of Demodulators of the Binary Phase-Shift Keyed Signals. Journal of Engineering Technology Volume 6, Issue 2, July, 2017, PP.278-289.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1. ЗАДАЧИ ОБНАРУЖЕНИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИИ АНАЛОГОВЫХ РАДИОСИГНАЛОВ	5
1.1. Аналоговые радиосигналы	5
1.2. Обнаружение радиосигналов	8
1.3. Детектирование радиосигналов	9
2. ДИСКРЕТНЫЕ РАДИОСИГНАЛЫ	14
2.1. Дискретные информационные сигналы	14
2.2. Манипулированные радиосигналы	15
2.3. Амплитудная манипуляция	16
2.4. Квадратурная амплитудная модуляция	17
2.5. Частотная манипуляция	19
2.6. Фазовая манипуляция	24
2.7. Импульсная модуляция	26
2.8. Свойства методов модуляции	28
3. ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА	29
3.1. Описание оцифрованных сигналов	29
3.2. Ряд Фурье, отрицательные частоты	33
3.3. Спектры дискретизированных сигналов	35
3.4. Виды алгоритмов цифровой обработки сигнала ...	39
3.4.1. Задачи цифровой обработки	39
3.4.2. Цифровая фильтрация	39
3.4.3. Спектральный анализ	41
3.4.4. Свертка	44
4. БАЗОВЫЕ АЛГОРИТМЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛА	45
4.1. Базовый алгоритм цифровой когерентной обработки радиосигналов	45
4.2. Базовый алгоритм цифровой квадратурной обработки радиосигналов	47
4.3. Цифровой алгоритм оценки амплитуды узкополосного радиосигнала	51
4.4. Алгоритм оценки мгновенной фазы и частоты	

узкополосного радиосигнала	52
4.5. Свойства базовых алгоритмов	55
5. ЦИФРОВОЙ ОБНАРУЖИТЕЛЬ	
УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ	58
5.1. Обнаружение сигнала с известным уровнем шума	58
5.2. Обнаружение сигнала с оценкой уровня шума	59
5.3. Помехоустойчивость цифрового алгоритма обнаружения узкополосного сигнала	62
5.4. Помехоустойчивость алгоритма обнаружения сигнала с оценкой уровня шума	64
5.5. Обнаружение ФМ сигналов.....	66
6. ЦИФРОВЫЕ ДЕТЕКТОРЫ	70
6.1. Детектирование сигналов	70
6.2. Цифровой детектор сигналов с АМ	70
6.3. Цифровой детектор сигналов с ЧМ	71
6.4. Цифровой детектор сигналов с ФМ	74
6.5. Шумовые характеристики цифровых детекторов	75
7. КОГЕРЕНТНЫЕ ДЕМОДУЛЯТОРЫ	77
7.1. Принципы когерентной демодуляции	77
7.2. Когерентная демодуляция сигналов с АМ	79
7.3. Когерентная демодуляция сигналов с ФМ	81
7.4. Когерентная демодуляция сигналов с двоичной ОФМ	82
7.5. Когерентная демодуляция сигналов с КАМ	84
7.6. Помехоустойчивость когерентных демодуляторов	85
8. НЕКОГЕРЕНТНЫЕ ДЕМОДУЛЯТОРЫ	92
8.1. Некогерентный демодулятор сигнала с АМ	92
8.2. Некогерентный демодулятор сигнала с ЧМ	95
8.3. Некогерентные демодуляторы двоичного сигнала с ОФМ	98
8.4. Некогерентный демодулятор	

четырёхпозиционного сигнала с ОФМ	102
9. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ	105
9.1. Интегратор	105
9.2. Измеритель действующего значения сигнала	110
9.3. Измеритель среднего значения и дисперсии случайного сигнала	115
10. ИМИТАТОРЫ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ	119
10.1. Задачи имитации сигналов	119
10.2. Марковская модель случайного процесса	120
10.3. Имитатор случайных процессов	121
10.4. Датчик псевдослучайных чисел	127
11. ЛАБОРАТОРНЫЕ РАБОТЫ	135
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	137
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	138
ПРИЛОЖЕНИЕ 1	143
ПРИЛОЖЕНИЕ 2	144
ПРИЛОЖЕНИЕ 3	146
ПРИЛОЖЕНИЕ 4	147
ПРИЛОЖЕНИЕ 5	148
ПРИЛОЖЕНИЕ 6	149
ПРИЛОЖЕНИЕ 7	151
ПРИЛОЖЕНИЕ 8	155

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Обнаружение гармонического сигнала с оценкой уровня шума

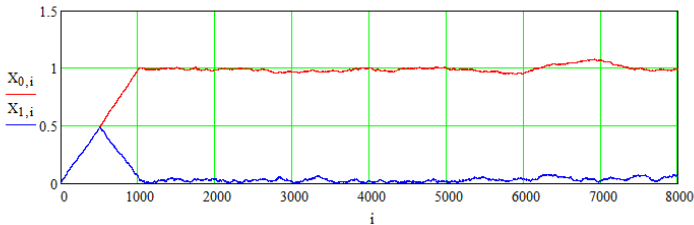
$L := 2^{13}$ Объем выборки (периодов) $f_0 := 1 \cdot 10^7$ Несущая частота $T := 1 \cdot 10^{-7}$ Период
 $\frac{dt}{4} := \frac{T}{4}$ Длительность такта $N1 := 10$ $N_{**} := 2^{N1}$ $N = 1.024 \times 10^3$ Число периодов усреднения
 $A := 1$ амплитуда сигнала $s(t) := A \cdot \sin[2 \cdot \pi \cdot (f_0) \cdot t]$ сигнал $s_{ko} := 1$ среднеквадратическое значение шума

$\frac{2f_0}{N} = 1.953 \times 10^4$ Полоса частот по первым нулям АЧХ

Белый шум $n_0 := \text{morm}(4 \cdot L, 0, s_{ko})$ $t := 0..4 \cdot L - 1$

```

X := for j ∈ 0..N
      for k ∈ 0..N1 - 1
          | y1j,k ← 0
          | y2j,k ← 0
      for i ∈ 0..L - 1
          | y1mod(i,2),0 ← s(i·T) - s(i·T + 2·dt) + n04.i - n04.i+2
          | y2mod(i,2),0 ← s(i·T + dt) - s(i·T + 3·dt) + (n04.i+1 - n04.i+3)
          m ← 1/2
          for k ∈ 1..N1 - 1
              | m ← 2·m
              | m1 ← mod(i, m + 1)
              | m2 ← mod(i, 2·m + 1)
              | y1m2,k ← y1m1,k-1 + y1mod(m1+1, m+1), k-1
              | y2m2,k ← y2m1,k-1 + y2mod(m1+1, m+1), k-1
          a1 ← y1m2,N1-1 + y1mod(m2+1, 2·m+1), N1-1
          a2 ← y2m2,N1-1 + y2mod(m2+1, 2·m+1), N1-1
          X0,i ← √(a1² + a2²) / 2·N
          a1 ← y1m2,N1-1 - y1mod(m2+1, 2·m+1), N1-1
          a2 ← y2m2,N1-1 - y2mod(m2+1, 2·m+1), N1-1
          X1,i ← √(a1² + a2²) / 2·N
          i := 0..10000
    
```



ПРИЛОЖЕНИЕ 2

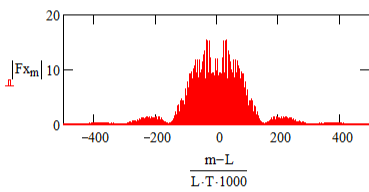
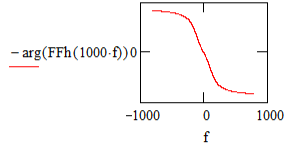
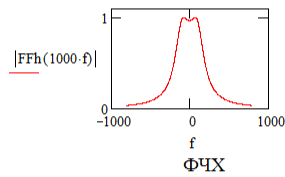
Обнаружение ФМ сигнала

$L := 2^{15}$ $L = 3.277 \times 10^4$ Объем выборки (периодов) $f_0 := 1 \cdot 10^7$ Несущая частота $T := \frac{1}{f_0}$ $T = 1 \times 10^{-7}$ Период
 $\frac{dt}{8} := \frac{T}{8}$ Длительность такта квантования $N1 := 6$ $N := 2^{N1}$ $N = 64$ Число периодов в элементе сигнала
 $M := \frac{L}{N}$ $M = 512$ Число элементов сигнала $N0 := 8 \cdot L$ Число отсчетов

$s_0(t) := \begin{cases} k \leftarrow \text{floor}\left(\frac{t}{T \cdot N}\right) \\ s \leftarrow 1 \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t + \pi \cdot x_0 k\right) \text{ if } t < L \cdot \frac{T}{8} \\ s \leftarrow 0 \text{ otherwise} \end{cases}$ ФМ сигнал
 $xx := \text{runif}(M, 0, 2)$ $i := 0..M-1$ $x_0 i := \text{floor}(xx_i)$
 $N \cdot T = 6.4 \times 10^{-6}$ Длительность элемента сигнала
 Белый шум $j := 0..N0-1$

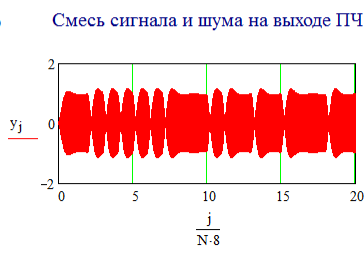
$sko := 0.000001$ Среднеквадратическое отклонение шума
 $n0 := \text{morm}(N0, 0, sko)$
 Сигнал + белый шум Спектр Ширина спектра
 $sn0_j := s_0\left(j \cdot \frac{T}{8}\right) + n0_j$ $f_{sn} := \text{fft}(sn0)$ $\frac{2}{N \cdot T} = 3.125 \times 10^5$

Частотная характеристика фильтра ПЧ $A := 1.3$ $B := 0.0000115$ $m := 0.. \text{last}(f_{sn})$
 $FFh(f) := \frac{2 \cdot A}{\left[\left(1 + A^2\right) - (B \cdot f)^2\right] - 2 \cdot i \cdot (B \cdot f)}$ $x := B$ $df := \text{root}\left(\left|FFh(x)\right| - \frac{1}{\sqrt{2}}, x\right)$ $2df = 3.154 \times 10^5$ Полоса пропускания
 $f := -800, -799..800$ АЧХ $F_{xm} := f_{sn_m} \cdot FFh\left(m \cdot \frac{1}{L \cdot T} - \frac{1}{T}\right)$ Спектр сигнала ПЧ



Время задержки сигнала на выходе фильтра ПЧ
 $dtzad := \frac{\arg(FFh(10000)) - \arg(FFh(-10000))}{20000 \cdot 2 \cdot \pi}$ $dtzad = 1.364 \times 10^{-6}$

$dm := \text{floor}\left(\frac{dtzad}{T}\right)$ $dm = 13$

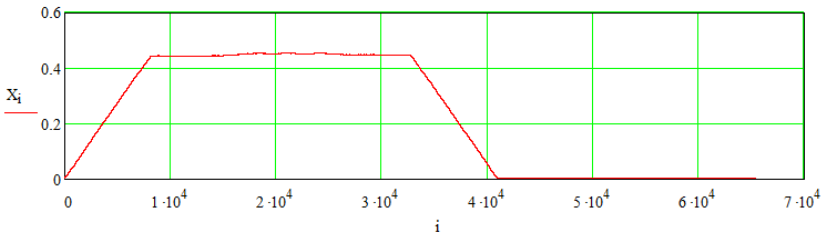


$N1 := 13$ $N := 2^{N1}$ $N = 8.192 \times 10^3$ $2 \cdot \frac{f_0}{N} = 2.441 \times 10^3$ Полоса пропускания Гц

Обработка смеси сигнала и шума

```

X :=
  for j ∈ 0..N
    for k ∈ 0..N1
      Начальная
      установка
      | y1j,k ← 0
      | y2j,k ← 0
    for j ∈ 0..2·N
      | yy1j ← 0
      | yy2j ← 0
    n ← 0
    for i ∈ 0..2·L-1
      Обработка
      сигнала
      | y1mod(i,2),0 ← |y4:i| - |y4:i+2|
      | y2mod(i,2),0 ← |y4:i+1| - |y4:i+3|
      m ← 1
      for k ∈ 1..N1-1
        m ← 2·m
        m1 ← mod(i,m)
        m2 ← mod(i,2·m)
        y1m2,k ← y1m1,k-1 + y1
                    mod(m1 + m/2, m), k-1
        y2m2,k ← y2m1,k-1 + y2
                    mod(m1 + m/2, m), k-1
      a1 ← y1m2,N1-1 + y1mod(m2+m,2·m),N1-1
      a2 ← y2m2,N1-1 + y2mod(m2+m,2·m),N1-1
      Xi ←  $\frac{\sqrt{a1^2 + a2^2}}{2·N}$ 
      X
      i := 0..L·2-1
  
```



ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Детектор АМ сигнала

$L := 2^{16}$ Объем выборки (периодов) $f_0 := 1 \cdot 10^7$ Несущая частота Гц $T_{\text{уср}} := 1 \cdot 10^{-7}$ Период с
 $dt := \frac{T}{4}$ Длительность такта $N1 := 9$ $N_{\text{уср}} := 2^{N1}$ $N = 512$ Число периодов усреднения

$\frac{2f_0}{N} = 3.906 \times 10^4$ Полоса частот по первым нулям АЧХ

$A := 1$ амплитуда сигнала $s_{\text{ко}} := 0.000001$ среднеквадратическое значение шума

$m_0 := 0.25$ глубина модуляции $F_0 := 1000$ частота модуляции

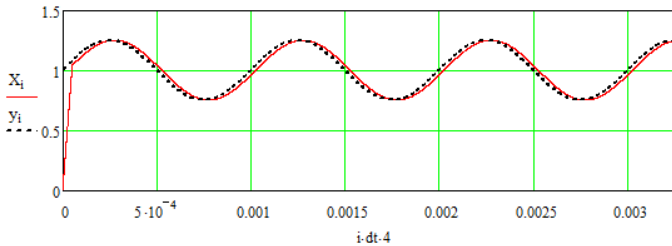
$s(t) := A \cdot (1 + m_0 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot F_0 \cdot t)) \cdot \sin[2 \cdot \pi \cdot (f_0) \cdot t]$ тональный АМ сигнал

Белый шум $n_0 := \text{mom}(4 \cdot L, 0, s_{\text{ко}})$ $t := 0..4 \cdot L - 1$

```

X :=
  for j ∈ 0..N
    for k ∈ 0..N1 - 1
      y1j,k ← 0
      y2j,k ← 0
    for i ∈ 0..L - 1
      y1mod(i,2),0 ← s(i·T) - s(i·T + 2·dt) + n04·i - n04·i+2
      y2mod(i,2),0 ← s(i·T + dt) - s(i·T + 3·dt) + (n04·i+1 - n04·i+3)
      m ←  $\frac{1}{2}$ 
      for k ∈ 1..N1 - 1
        m ← 2·m
        m1 ← mod(i, m + 1)
        m2 ← mod(i, 2·m + 1)
        y1m2,k ← y1m1,k-1 + y1mod(m1+1,m+1),k-1
        y2m2,k ← y2m1,k-1 + y2mod(m1+1,m+1),k-1
      a1 ← y1m2,N1-1 + y1mod(m2+1,2·m+1),N1-1
      a2 ← y2m2,N1-1 + y2mod(m2+1,2·m+1),N1-1
      Xi ←  $\frac{\sqrt{a1^2 + a2^2}}{2 \cdot N}$ 
    end for
  end for
    
```

$i := 0..L - 1$ $y_i := 1 + m_0 \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot F_0 \cdot \frac{i}{f_0}\right)$



ПРИЛОЖЕНИЕ 4

Когерентный демодулятор ФМ2 сигнала

$L := 2^{16}$ Объем выборки (периодов) $f_0 := 1 \cdot 10^7$ Несущая частота $T := \frac{1}{f_0}$ $T = 1 \times 10^{-7}$ Период

$dt := \frac{T}{4}$ Длительность такта $N1 := 6$ $N := 2^{N1}$ $N = 64$ Число периодов усреднения

$\frac{f_0}{N} = 1.563 \times 10^5$ Полоса частот по первым нулям АЧХ $b := 10$ Амплитуда фазовой модуляции

$M := \frac{L}{N}$ $M = 1.024$ Число элементов сигнала Информационные символы

$x_0 := \text{floor}(\text{runif}(M, 0, 2))$ $i := 0 \dots M - 1$

$$x_0^T =$$

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
0	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	1

$TT := N \cdot T$ $TT = 6.4 \times 10^{-6}$ Длительность символа $s(t) := 1 \cdot \cos\left(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t + \pi \cdot x_0 \cdot \text{floor}\left(\frac{t}{TT}\right)\right)$ ФМ сигнал

$sko := 4$ Среднеквадратическое отклонение шума

$n := \text{morm}(2 \cdot L, 0, sko)$ Белый шум $i := 0 \dots 2L - 1$ $ss_i := s\left(i \cdot \frac{T}{2}\right)$ Сигнал

```

X :=
aa ← 0
for j ∈ 0..N
    for k ∈ 0..N1 - 1
        y1j,k ← 0
    for i ∈ 0..L - 1
        y1mod(i,2),0 ← ss2,i + n2,i - ss2,i+1 - n2,i+1
        m ← 1/2
        for k ∈ 1..N1 - 1
            m ← 2·m
            m1 ← mod(i, m + 1)
            m2 ← mod(i, 2·m + 1)
            y1m2,k ← y1m1,k-1 + y1mod(m1+1,m+1),k-1
        Xi ← (y1m2,N1-1 + y1mod(m2+1,2·m+1),N1-1) / (2·N)
    X

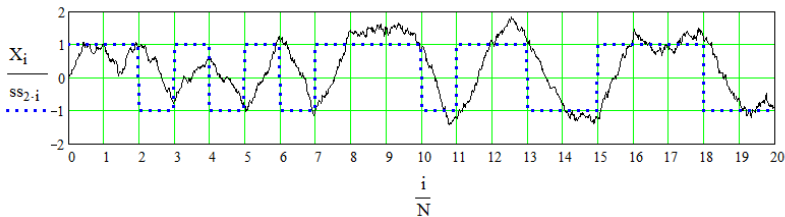
```

Начальная установка

Отсчеты сигнала и шума

Алгоритм демодуляции

$i := 0 \dots 10000$



ПРИЛОЖЕНИЕ 5

Когерентный демодулятор ОФМ4

$L_w := 2^{12}$ Объем выборки (периодов) $f_0 := 1 \cdot 10^7$ Несущая частота $T_w := \frac{1}{f_0}$ $T = 1 \times 10^{-7}$ Период

$\frac{dt}{T_w} := \frac{T}{4}$ Длительность такта $N1 := 8$ $N_w := 2^{N1}$ $N = 256$ Число периодов усреднения

$\frac{f_0}{N} = 3.906 \times 10^4$ Полоса частот по первым нулям АЧХ Информационные символы

$M := \frac{L}{N}$ $M = 16$ Число элементов сигнала $x0 := \text{floor}(\text{runif}(M, 0, 4))$ $i := 0..M - 1$

$$x0^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 & 13 & 14 & 15 & 16 & 17 & 18 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & 1 & 3 & 0 & 2 & 1 & 0 & 0 & 3 & 0 & 2 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$TT := N \cdot T$ $TT = 2.56 \times 10^{-5}$ Длительность символа $s(t) := \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t + \frac{\pi}{2} \cdot x0 \cdot \text{floor}\left(\frac{t}{TT}\right)\right)$ ФМ сигнал

$k := 0..4L - 1$ $ssk := s\left(k \cdot \frac{T}{4}\right)$ $sko := 0.00001$ $n := \text{morm}(4 \cdot L, 0, sko)$

```

X := | aa ← 0                               Начальная
      | p ← 0                               установка
      | for j ∈ 0..N
      |   for k ∈ 0..N1 - 1
      |     | y1j,k ← 0
      |     | y2j,k ← 0
      |   for i ∈ 0..L - 1
      |     | y1mod(i, 2), 0 ← ss4.i - ss4.i+2 + n4.i - n4.i+2
      |     | y2mod(i, 2), 0 ← ss4.i+1 - ss4.i+3 + n4.i+1 - n4.i+3
      |     | m ← 1/2
      |     | for k ∈ 1..N1 - 1
      |     |   | m ← 2 - m
      |     |   | m1 ← mod(i, m + 1)
      |     |   | m2 ← mod(i, 2 - m + 1)
      |     |   | y1m2, k ← y1m1, k-1 + y1mod(m1+1, m+1), k-1
      |     |   | y2m2, k ← y2m1, k-1 + y2mod(m1+1, m+1), k-1
      |     |   | X0,i ← (y1m2, N1-1 + y1mod(m2+1, 2 - m+1), N1-1) / 2 - N
      |     |   | X1,i ← (y2m2, N1-1 + y2mod(m2+1, 2 - m+1), N1-1) / 2 - N
      |     | X
      |
      | k := 0..M - 1
  
```

```

xx := | for k ∈ 0..M - 1
      |   | if |X0, k - N| > |X1, k - N|
      |   |   | xk ← 1 if X0, k - N > 0
      |   |   | xk ← -3 otherwise
      |   | otherwise
      |   |   | xk ← 0 if X1, k - N > 0
      |   |   | xk ← 2 otherwise
      |   | x
      |
      | zz := | for n ∈ 1..M - 1
      |       | z_n ← xx_n - xx_{n-1}
      |       | z_n ← 4 + z_n if z_n < 0
      |       | z
      |       | Принятый сигнал ОФМ4
      |
      | z0 := | for n ∈ 1..M - 1
      |       | z_n ← x0_n - x0_{n-1}
      |       | z_n ← 4 + z_n if z_n < 0
      |       | z
      |       | Переданный сигнал с ОФМ4
  
```

$$zz^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 & 13 & 14 & 15 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 3 & 2 & 1 & 2 & 3 & 3 & 0 & 3 & 1 & 0 & 2 & 0 \end{bmatrix}$$

Принят

$$z0^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 & 10 & 11 & 12 & 13 & 14 & 15 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & 3 & 2 & 1 & 2 & 3 & 3 & 0 & 3 & 1 & 0 & 2 & 0 & 2 \end{bmatrix}$$

Передан

ПРИЛОЖЕНИЕ 6

Демодуляция FSK сигнала

$L := 2^{18}$ Объем выборки (периодов) $f_0 := 1.10^7$ Несущая частота $T := \frac{1}{f_0}$ $T = 1 \times 10^{-7}$ Период

$\frac{dt}{N} := \frac{T}{4}$ Длительность такта $N1 := 8$ $N2 := 2^{N1}$ $N = 256$ Число периодов усреднения

$\frac{f_0}{N} = 3.906 \times 10^4$ Полоса частот по первым нулям АЧХ $S_{sig} := 1$ Амплитуда сигнала

$M := \frac{L}{N} + 40$ $M = 1.064 \times 10^3$ Число элементов сигнала Информационные символы
 $xx := \text{runif}(M, 0, 2)$ $i := 0..M-1$ $x0_i := 2 \cdot \text{floor}(xx_i) - 1$

$x0^T =$

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
0	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1

$TT := N \cdot T$ $TT = 2.56 \times 10^{-5}$ $DF := 1 \cdot \frac{f_0}{2 \cdot N}$ $DF = 1.953 \times 10^4$ Смещение по частоте $i := 0..4L-1$

Частоты настройки АМ детекторов

$f1 := f_0 - DF$ $f1 = 9.98047 \times 10^6$ $f2 := f_0 + DF$ $f2 = 1.001953 \times 10^7$

Интервалы квантования в АМ детекторах

$T1 := \frac{1}{f1}$ $T2 := \frac{1}{f2}$ $dt1 := \frac{1}{4 \cdot f1}$ $dt1 = 2.505 \times 10^{-8}$ $dt2 := \frac{1}{4 \cdot f2}$ $dt2 = 2.495 \times 10^{-8}$

ЧМ сигнал

$s1 :=$ <pre> ps ← 0 ps1 ← 0 n ← 0 for i ∈ 0..4L-1 n1 ← floor($\frac{i \cdot dt1}{TT}$) ps ← ps1 if n ≠ n1 n ← floor($\frac{i \cdot dt1}{TT}$) ps1 ← ps + 2 · π · (f0 + x0n · DF) · (i · dt1 + dt1 - n · TT) xi ← S · sin(ps) </pre>	$s2 :=$ <pre> ps ← 0 ps1 ← 0 n ← 0 for i ∈ 0..4L-1 n1 ← floor($\frac{i \cdot dt2}{TT}$) ps ← ps1 if n ≠ n1 n ← floor($\frac{i \cdot dt2}{TT}$) ps1 ← ps + 2 · π · (f0 + x0n · DF) · (i · dt2 + dt2 - n · TT) xi ← S · sin(ps1) </pre>
--	---

Белый шум $sko := 0.00001$ $n := \text{norm}(8 \cdot L, 0, sko)$

$q1 := \frac{dt2}{dt1}$ $q1 = 0.996$ Масштабирующий множитель

```

X := for j ∈ 0..N
      for k ∈ 0..N1 - 1
        | y1j,k ← 0
        | y2j,k ← 0
        | y3j,k ← 0
        | y4j,k ← 0
      for i ∈ 0..L - 1
        | y1mod(i,2),0 ← s14.i + n8.i - s14.i+2 + n8.i+2
        | y2mod(i,2),0 ← s14.i+1 + n8.i+1 - s14.i+3 + n8.i+3
        | m ← 1/2
        | for k ∈ 1..N1 - 1
          | m ← 2.m
          | m1 ← mod(i, m + 1)
          | m2 ← mod(i, 2.m + 1)
          | y1m2,k ← y1m1,k-1 + y1mod(m1+1, m+1), k-1
          | y2m2,k ← y2m1,k-1 + y2mod(m1+1, m+1), k-1
          | a1 ← y1m2,N1-1 + y1mod(m2+1, 2.m+1), N1-1
          | a2 ← y2m2,N1-1 + y2mod(m2+1, 2.m+1), N1-1
          | X1i ← √(a1² + a2²) / (2.N)
        | for i ∈ 0..L - 1
          | y3mod(i,2),0 ← s24.i + n8.i+4 - s24.i+2 + n8.i+6
          | y4mod(i,2),0 ← s24.i+1 + n8.i+5 - s24.i+3 + n8.i+7
          | m ← 1/2
          | for k ∈ 1..N1 - 1
            | m ← 2.m
            | m1 ← mod(i, m + 1)
            | m2 ← mod(i, 2.m + 1)
            | y3m2,k ← y3m1,k-1 + y3mod(m1+1, m+1), k-1
            | y4m2,k ← y4m1,k-1 + y4mod(m1+1, m+1), k-1
            | a1 ← y3m2,N1-1 + y3mod(m2+1, 2.m+1), N1-1
            | a2 ← y4m2,N1-1 + y4mod(m2+1, 2.m+1), N1-1
            | X2i ← √(a1² + a2²) / (2.N)
          | for i ∈ 0..L - 1
            | j ← floor(q1.i)
            | Xi ← X1j - X2i
        | X

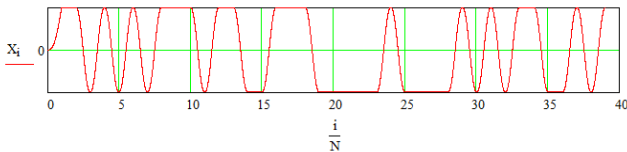
```

Первый АМ детектор

Второй АМ детектор

Разностный отклик АМ детекторов

$i := 0..10^4$



ПРИЛОЖЕНИЕ 7

Стандартизированные аббревиатуры типов модуляции в МСЭ-R

Кодовое обозначение	Тип модуляции сигнала	type of signal modulation
$\pi/4$ QPSK	$\pi/4$ четвертично-фазовая манипуляция	quaternary phase shift keying
ADM	адаптивная дельта модуляция	adaptive delta modulation
ADPCM	адаптивная дифференциальная импульсно-кодовая модуляция	adaptive differential pulse code modulation
ADSM	асинхронная дельта-сигма модуляция	asynchronous delta sigma modulation
AFM	амплитудно-частотная модуляция	amplitude-frequency modulation
APCM	адаптивная импульсно-кодовая модуляция	adaptive pulse-code modulation
APK	амплитудно-фазовая манипуляция (система манипуляции)	amplitude phase keying (keyed-system)
APM	амплитудно-фазовая модуляция	amplitude phase modulation
APSK	амплитудно-фазовая манипуляция	amplitude phase shift keying
BCFSK	частотная манипуляция двоичным кодом	binary code frequency shift keying
BDM	двоичная дельта модуляция	binary delta modulation
BDPSK	двоичная дифференциальная фазовая манипуляция	binary differential phase shift keying
BFSK	двоичная частотная манипуляция	binary frequency shift keying
BPSK	относительная фазовая манипуляция	binary phase shift keying
CAP	амплитудно-фазовая модуляция без несущей	Carrierless AM-PM
CASK M=16	когерентная амплитудная манипуляция	coherent amplitude shift keying BIPOLAR
CASK M=2	когерентная амплитудная манипуляция однополярная	coherent amplitude shift keying UNIPOLAR
CDM	компрессированная дельта модуляция	companded delta modulation
CFM	компрессированная частотная модуляция	companded frequency modulation
CFSK M=2, 4	когерентная частотная манипуляция	coherent frequency shift keying
CIM	импульсно-кодовая модуляция	coded impulse modulation
CPFSK	контролируемая (когерентная) фазо-частотная манипуляция	controlled PFSK
CPM	фазовая модуляция с непрерывной фазой	continuous phase modulation
CPSK	когерентная фазовая манипуляция	coherent phase shift keying
CQPSK	когерентная четвертичная фазовая манипуляция	coherent quadriphase shift keying

Кодовое обозначение	Тип модуляции сигнала	type of signal modulation
DDM	относительная дискретная модуляция	difference discrete modulation
DECPSK	дифференциально-кодированная когерентная фазовая манипуляция	differentially encoded coherent phase shift keying
DEPSK	дифференциально-кодированная фазовая манипуляция	differential encoded phase shift keying
DFSK	двойная частотная манипуляция	double frequency shift keying
DM	дельта модуляция	delta modulation
DMT	многоканальная модуляция (Дискретный мультитон)	Multitone modulation (discrete Multitone)
DPCM	дифференциальная импульсно-кодовая модуляция	differential pulse-code modulation
DPCM	дельта импульсно-кодовая модуляция	delta pulse-code modulation
DPM	дифференциальная фазовая модуляция	differential phase modulation
DPPM	дифференциальная импульсно-позиционная модуляция	differential pulse position modulation
DPSK M=2(4,8,16)	дифференциальная фазовая манипуляция	differential phase shift keying
DQPSK	дифференциальная QPSK (см. QPSK)	differential QPSK
FFSK	фильтруемая частотная манипуляция	filtered FSK
FM	частотная модуляция	frequency modulation
FMFB	частотная модуляция с обратной связью	frequency modulation feedback
FM-PM	частотно-фазовая модуляция	frequency modulation-phase modulation
FSK	частотная манипуляция	frequency shift keying
GFPM	частотно-позиционная модуляция со стробированием	gated frequency position modulation
GMSK	минимальная манипуляция с гауссовым фильтром или гауссовская минимальная манипуляция	gaussian filtered minimum shift keying or gaussian minimum shift keying
GTFM	«прирученная» частотная модуляция	generalized tamed frequency modulation
HADM	гибридная аналогово-цифровая модуляция	hibrid analog and digital modulation
HM	гибридная модуляция или фоновая модуляция	hibrid modulation or hum modulation
LDM	линейная дельта-модуляция	linear delta modulation
LPCM	линейная импульсно-кодовая модуляция	linear pulse code modulation
MFKP	многочастотная манипуляция	multi-frequency key pulsing
MFSK	многократная или многоуровневая частотная манипуляция	multiple or multilevel FSK

Кодовое обозначение	Тип модуляции сигнала	type of signal modulation
MPSK	многократная фазовая манипуляция	multiple PSK
MSK	минимальная манипуляция	minimum shift keying
NBFM	узкополосная частотная модуляция	narrow-band frequency modulation
NCASK M=2	некогерентная амплитудная манипуляция	nocoherent amplitude shift keying
NCFSK M=2 (4, 8)	некогерентная частотная манипуляция	nocoherent frequency shift keying
OQPSK	квадратурно-фазовая манипуляция со сдвигом (частоты)	offset QPSK
PACM	амплитудная импульсно-кодовая модуляция	pulse amplitude code modulation
PAM	амплитудно-фазовая модуляция, амплитудно-импульсная модуляция АИМ	phase amplitude modulation, pulse-amplitude modulation
PBM	пакетно-импульсная модуляция	pulse burst modulation
PCM-FM	ИКМ-ЧМ (импульсно-кодовая модуляция)	pulse-code frequency modulation
PDBM	двоичная фазо-импульсная модуляция	pulse delay binary modulation
PDM-FM	ШИМ-ЧМ (широотно-импульсная модуляция)	pulse-frequency modulation
PFM	ЧИМ (частотно-импульсная модуляция)	pulse frequency modulation
PFSK	частотно-фазовая манипуляция	phase frequency shift keying
PHDM	фазо-разностная модуляция	phase difference modulation
PIM	ФИМ (фазо-импульсная модуляция)	pulse interval modulation
PM	фазовая модуляция	phase modulation
PNM	импульсно-числовая модуляция	pulse number modulation
PPBM	двоичная поляризационно-импульсная модуляция	pulse polarization binary modulation
PPM	фазо-импульсная модуляция	pulse phase modulation
PRM	ЧИМ (частотно-импульсная модуляция)	pulse rate modulation
PSK	фазовая манипуляция	phase shift keying
PTM	ШИМ и фазо-временная модуляция	pulse time modulation and phase time modulation
QAM m=4 (16)	квадратурно-амплитудная модуляция	quadrature amplitude modulation
QM	квадратурная модуляция	quadrature modulation
QPAM	АИМ с квантованием	quantized pulse amplitude modulation
QPSK	квадратурно-фазовая манипуляция	quadrature phase shift keying
QPSK	четвертично-фазовая манипуляция	quaternary phase shift keying

Кодовое обозначение	Тип модуляции сигнала	type of signal modulation
RPSK	относительная фазовая манипуляция	relative phase shift keying
SDM	статистическая дельта модуляция	statistic delta modulation
SFM	ЛЧМ и пространственная частотная модуляция	swept frequency or space frequency modulation
SIDM	дельта модуляция с единичной интеграцией	single integration delta modulation
SQFM	симметричная квадратичная частотная модуляция	symmetric quadratic frequency modulation
SQPS	ступенчатая квадратурно-фазовая манипуляция	staggered QPSK
SSM	модуляция с расширенным спектром	spread spectrum modulation
SSPSK	фазовая манипуляция с расширенным спектром	spread spectrum phase shift keying
TFM	управляемая частотная модуляция	tamed frequency modulation
WBFM	широкополосная частотная модуляция	wideband frequency modulation

ПРИЛОЖЕНИЕ 8

Перечень индивидуальных заданий

Номер варианта	Тема
1	Цифровой обнаружитель узкополосных сигналов
2	Цифровой обнаружитель узкополосных сигналов с оценкой уровня шума
3	Цифровой когерентный демодулятор двоичных ФМ сигналов
4	Цифровой когерентный демодулятор четырехпозиционных ФМ сигналов
5	Цифровой когерентный демодулятор многопозиционных АМ сигналов
6	Цифровой когерентный демодулятор сигналов с КАМ
7	Цифровой некогерентный демодулятор сигналов с АМ
8	Цифровой некогерентный демодулятор сигналов с двоичной ОФМ
9	Цифровой некогерентный демодулятор сигналов с четырехпозиционной ОФМ
10	Цифровой некогерентный демодулятор сигналов с двоичной ЧМ
11	Цифровой некогерентный демодулятор сигналов с двоичной ОФМ второго порядка
12	Цифровой некогерентный демодулятор сигналов с четырехпозиционной ОФМ второго порядка
13	Цифровой детектор сигналов с ФМ
14	Цифровой детектор сигналов с ЧМ
145	Цифровой измеритель среднего значения
16	Цифровой измеритель дисперсии
17	Цифровой измеритель действующего значения
18	Цифровой измеритель корреляционной функции

19	Цифровой интегратор по методу прямоугольников
20	Цифровой интегратор по методу парабол
21	Цифровой генератор случайного процесса на базе М-последовательности
22	Цифровой генератор случайного процесса на базе марковской модели
23	Цифровой генератор случайного процесса на базе двухсвязной марковской модели
24	Цифровой генератор сигнала с АМ
25	Цифровой генератор сигнала с ЧМ
26	Цифровой генератор сигнала с ФМ

Учебное издание

Глушков Алексей Николаевич
Литвиненко Владимир Петрович
Литвиненко Юлия Владимировна

**ЦИФРОВЫЕ АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ И
ДЕМОДУЛЯЦИИ РАДИОСИГНАЛОВ**

Учебное пособие

Подписано в печать 17.02.2019.

Формат 60x84/1/17. Бумага для множительных аппаратов.

Усл. печ. л. 7,3. Тираж 350 экз. Зак. №

ФГБОУ ВО «Воронежский государственный технический
университет»

Участок оперативной полиграфии издательства ВГТУ
394026 Воронеж, Московский просп., 14